

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**COMPENSAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA
DISTRORCIDAS PELA SATURAÇÃO DE
TRANSFORMADORES DE CORRENTE COM
AUXÍLIO DA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA**

Tese de Doutorado

Eduardo Machado dos Santos

Santa Maria, RS, Brasil

2015

**COMPENSAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA
DISTORCIDAS PELA SATURAÇÃO DE
TRANSFORMADORES DE CORRENTE COM
AUXÍLIO DA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA**

por

Eduardo Machado dos Santos

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, **Área de Concentração em Processamento de Energia**, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**

Orientador: Ghendy Cardoso Junior, Dr. Eng.

Co-Orientador: Adriano Peres de Moraes, Dr. Eng.

Santa Maria, RS, Brasil

2015

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Santos, Eduardo Machado dos
Compensação das formas de onda distorcidas pela saturação de transformadores de corrente com auxílio da estimação de frequência / Eduardo Machado dos Santos.- 2015.
183 f.; 30cm

Orientador: Ghendyr Cardoso Junior
Coorientador: Adriano Peres de Moraes
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Correção 2. Detecção 3. Estimação de Frequência 4. Forma de Onda Distorcida 5. Proteção de Sistemas Elétricos de Potência I. Cardoso Junior, Ghendyr II. Moraes, Adriano Peres de III. Título.

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a Eduardo Machado dos Santos. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor. Endereço: Rua Honório Lemes, 108/304, Bairro Ibirapuitã, Alegrete, RS, 97546-260.
Fone (0xx)55 3223-0103; End. Eletr.: eduardosantos@unipampa.edu.br

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

A Comissão Examinadora, abaixo assinada,
aprova a Tese de Doutorado
elaborada por

Eduardo Machado dos Santos

como requisito parcial para obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA:



Ghendy Cardoso Junior, Dr. Eng. (UFSM)



Adriano Peres de Moraes, Dr. Eng. (UFSM)



Kleber Melo e Silva, Dr. Eng. (UnB)



Gustavo Dorneles Ferreira, Dr. Eng. (UFRGS)



Mauricio Sperandio, Dr. Eng. (UFSM)



Diego Berlezi Ramos, Dr. Eng. (UFSM)

Santa Maria, 02 de Março de 2015.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Ghendy Cardoso Junior pelos conhecimentos transmitidos durante a orientação deste trabalho, bem como pela sua amizade e determinação inspiradoras.

Aos membros da banca pelas valorosas sugestões.

Aos professores, colaboradores e colegas do CEESP-LAPES pela agradável convivência durante o desenvolvimento do trabalho e pela amizade concebida desde os tempos de mestrado.

À Universidade Federal de Santa Maria por toda minha formação desde os tempos da graduação e aos colegas e amigos da Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete.

Agradeço a todos os meus familiares, principalmente a minha esposa Fernanda e a minha filha Sofia, a quem dedico este trabalho, pelo carinho e suporte fornecidos, estrutura a qual permitiu o desenvolvimento desta tese. Um agradecimento especial a meus pais, Ener (*in memoriam*) e Maria, e a minha madrinha Carmen, principal responsável por minha alfabetização durante a infância.

Aos colegas da Universidade Federal do Pampa, que graças a agradável convivência, propiciaram um ambiente tranquilo para a realização desta pesquisa.

A todos os demais amigos que torceram por mim mesmo sem muita convivência nestes últimos anos.

A Deus por tudo.

RESUMO

Tese de Doutorado

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria

COMPENSAÇÃO DAS FORMAS DE ONDA DISTORCIDAS PELA SATURAÇÃO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE COM AUXÍLIO DA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

AUTOR: EDUARDO MACHADO DOS SANTOS

ORIENTADOR: GHENDY CARDOSO JUNIOR, Dr. Eng.

CO-ORIENTADOR: ADRIANO PERES DE MORAIS, Dr. Eng.

Data e Local da Defesa: Santa Maria, 02 de Março de 2015.

Este trabalho apresenta métodos inovadores para detecção e correção dos trechos distorcidos da forma de onda dos sinais da corrente secundária, que ocorrem em virtude da saturação do núcleo dos transformadores de corrente (TCs). A técnica de detecção é fundamentada na análise dos planos formados pela corrente secundária (i_2) e suas funções-diferença (del_n). A distância entre pontos consecutivos nesses planos tem um aumento significativo quando a saturação ocorre, contrariando a tendência durante os intervalos não distorcidos por saturação. Além disso, a proposta para correção desses sinais utiliza uma técnica de ajuste de curvas por Mínimos Quadrados, a qual emprega o sinal de frequência estimado a partir dos sinais da corrente secundária como parâmetro de compensação. O referido sinal de frequência é estimado por uma metodologia fundamentada em Morfologia Matemática, cujos operadores de dilatação e erosão são utilizados para estimação de valores futuros dos sinais α e β , obtidos a partir da Transformada de Clarke. Simulações computacionais de curtos-circuitos foram realizadas para a obtenção dos sinais da corrente secundária distorcida por saturação. O método de detecção foi avaliado em termos da capacidade de reconhecimento dos intervalos de saturação e velocidade de resposta. Ainda, a técnica de correção foi avaliada com relação à precisão da compensação e do tempo de processamento. Cálculos de erro transitório e a utilização de um filtro de Fourier de ciclo completo foram a base para a análise qualitativa do desempenho da técnica de correção. Os testes revelaram que a combinação entre as técnicas propostas garante excelente precisão durante a correção dos sinais distorcidos por saturação, mostrando que as propostas constituem uma ferramenta robusta para aplicação em relés numéricos, aumentando a confiabilidade dos esquemas de proteção em situações que envolvam a saturação dos TCs.

Palavras-chave: Correção; Detecção; Estimação de Frequência; Forma de Onda Distorcida; Intervalos de Saturação; Proteção de Sistemas Elétricos de Potência; Transformadores de Corrente.

ABSTRACT

Doctoral Thesis

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Universidade Federal de Santa Maria

COMPENSATION OF SECONDARY CURRENT WAVEFORMS DISTORTED BY CURRENT TRANSFORMERS SATURATION WITH THE AID OF FREQUENCY ESTIMATION

AUTHOR: EDUARDO MACHADO DOS SANTOS

ADVISOR: GHENDY CARDOSO JUNIOR, Dr. Eng.

CO-ADVISOR: ADRIANO PERES DE MORAIS, Dr. Eng.

Santa Maria, March 02, 2015.

This work presents innovative methods for detection and correction of the distorted portions of the secondary current waveforms, which occur due to the core saturation of current transformers (CTs). The detection technique is based on the analysis of the plans formed by the secondary current (i_2) and their difference-functions (del_n). The distance between consecutive points in these plans has a significant increase when saturation occurs, bucking the trend during the undistorted intervals, which are not corrupted by CT saturation. Additionally, the proposed correction of these signals is based on a technique of curve fitting by least squares, which uses the frequency signal estimated from the secondary current signals as a parameter of compensation. The aforementioned frequency signal is estimated using the Mathematical Morphology operators of dilation and erosion, which are used to estimate future values of the α and β signals obtained from the Clarke Transform. Computational simulations of short circuits were performed to obtain the secondary current signals distorted by CT saturation. The detection method was evaluated in terms of the ability to identify saturation intervals and its speed of response. Moreover, the correction technique was evaluated in terms of the compensation accuracy and its processing time. Calculations of transient error and the use of a full cycle Fourier filter were the basis for the qualitative analysis of the performance of the correction technique. The tests revealed that the combination of the proposed techniques ensures excellent accuracy during correction signals distorted by saturation, showing that the proposals constitute a robust tool for use in numerical relays, increasing the reliability of protection schemes in situations involving the saturation of TCs.

Keywords: Correction; Current Transformer; Detection; Distorted Waveform; Electric Power Systems Protection; Frequency Estimation; Saturation Intervals.

LISTA DE FIGURAS

| | |
|---|----|
| Figura 3.1 - TCs com relações múltiplas. (a) TC com vários enrolamentos primários. (b) TC com vários núcleos secundários. (c) TC com vários enrolamentos secundários. (d) TC com derivação no secundário. | 19 |
| Figura 3.2 – Circuito Equivalente do TC e carga conectada. | 19 |
| Figura 3.3 – Curvas de excitação típicas para TCs classe C com várias relações de transformação. | 21 |
| Figura 3.4 – Definição do ponto de joelho segundo a norma europeia. | 23 |
| Figura 3.5– Pontos de joelho pelas definições da IEEE e da IEC. | 23 |
| Figura 3.6– Tipos Construtivos de TCs para proteção. (a) Tipo enrolado. (b) Tipo bucha. (c) Tipo janela. (d) Tipo barra. | 28 |
| Figura 3.7 – Circuito simplificado do transformador de corrente. | 30 |
| Figura 3.8 – Formas de onda da corrente secundária para um TC saturado e não-saturado. | 30 |
| Figura 3.9 – TC não saturado: Relação entre corrente primária e fluxo. | 31 |
| Figura 3.10 – TC saturado: Relação entre corrente primária e fluxo. | 32 |
| Figura 3.11 – Atuação de um relé de sobrecorrente instantâneo. (a) Valores RMS das correntes vistas pelo relé 50. (b) Atuação para o processamento do sinal ideal. (c) Atuação para o processamento do sinal distorcido por saturação. | 36 |
| Figura 3.12 – Atuação de um relé de sobrecorrente temporizado. (a) Valores RMS das correntes vistas pelo relé 51. (b) Sensibilização para o processamento do sinal ideal. (c) Sensibilização para o processamento do sinal distorcido por saturação. | 37 |
| Figura 3.13 – Atuação de um relé de distância. (a) Valores de impedância vistos pelo relé (b) Atuação para o processamento do sinal ideal. (c) Atuação para o processamento do sinal distorcido por saturação. | 38 |
| Figura 3.14 – Atuação indevida de um relé de sobrecorrente em conexão diferencial. (a) Valores RMS dos sinais de corrente recebidos pelo relé e da corrente diferencial. (b) Atuação do relé. | 40 |
| Figura 4.1 – Variação da frequência da corrente de curto-circuito. | 42 |
| Figura 4.2 – Aplicação dos operadores de dilatação e erosão em escala de cinza. (a) Sinal original. (b) Resultado da dilatação. (c) Resultado da Erosão. | 44 |
| Figura 4.3 – Formas de onda senoidais dos sinais obtidos através da Transformada $\alpha\beta$ | 46 |
| Figura 4.4 – Sinais resultantes da dilatação e da erosão de um sinal senoidal, segundo (4.15) e (4.16). | 47 |
| Figura 4.5 – Fluxograma da proposta para estimação de frequência. | 49 |
| Figura 4.6 – PLL Digital. | 52 |
| Figura 4.7 – Período de uma forma de onda senoidal. | 53 |

| | |
|---|----|
| Figura 4.8 – Estimação de frequência para o Caso 1. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 59 |
| Figura 4.9 – Estimação de frequência para o Caso 2. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 61 |
| Figura 4.10 – Estimação de frequência para o Caso 3. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 63 |
| Figura 4.11 – Estimação de frequência para o Caso 4. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 65 |
| Figura 4.12 – Sinais de corrente para variações amortecidas simultâneas de frequência e amplitude | 66 |
| Figura 4.13 – Estimação de frequência para o Caso 5. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 68 |
| Figura 4.14 – Estimação de frequência para o Caso 6. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 70 |
| Figura 4.15 – Estimação de frequência para sinais com ruído de 50 dB, utilizando filtragem adicional (filtro <i>Butterworth</i>). (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 72 |
| Figura 4.16 – Estimação de frequência para sinais com distorção harmônica, utilizando filtragem adicional (filtro <i>Butterworth</i>). (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 74 |
| Figura 4.17 – Estimação de frequência para sinais com distorção inter- harmônica, utilizando filtragem adicional (filtro <i>Butterworth</i>). (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ. | 75 |
| Figura 4.18 – Estimação de frequência utilizando o EMCC para cargas desequilibradas (f.p. = 1, Módulos das cargas: Fase A = 1 p.u., Fase B = 0,5 p.u. e Fase C = 1,5 p.u.). | 76 |
| Figura 4.19 – Estimação de frequência utilizando o EMCC para cargas desequilibradas (Módulos das cargas = 1 p.u., f.p, Fase A = 0,9, f.p, Fase B = 1 e f.p. Fase C = 0,82). | 77 |
| Figura 4.20 – Estimação de frequência utilizando o EMCC para cargas desequilibradas (Fase A: 1 p.u. e f.p. 1; Fase B: 0,5 p.u. f.p. = 0,9; e Fase C: 1,5 p.u. f.p. 0,82). | 78 |
| Figura 4.21 – Resposta do EMCC com filtragem adicional para sinais de corrente provenientes da simulação de faltas. (a) Falta monofásica. (b) Falta bifásica. (c) Falta bifásica à terra. (d) Falta trifásica. | 79 |
| Figura 5.1 – Sinal de corrente e os planos gerados. (a) Sinal de corrente sem saturação. (b) Plano formado por $del1 \times i_2$. (c) Plano formado por $del2 \times del1$. (d) Plano formado por $del3 \times del2$ | 82 |
| Figura 5.2 – Sinal de corrente e os planos gerados. (a) Sinal de corrente com saturação. (b) Plano formado por $del1 \times i_2$. (c) Plano formado por $del2 \times del1$. (d) Plano formado por $del3 \times del2$ | 83 |

| | |
|---|-----|
| Figura 5.3 – Detalhe dos planos del2 x del1 e del3 x del2 para o sinal distorcido por saturação. (a) Plano del2 x del1. (b) Plano del3 x del2. | 83 |
| Figura 5.4 – Planos del2 x del1 e del3 x del2 até o instante em que inicia a distorção do sinal de corrente por efeito da saturação do TC. (a) Plano del2 x del1. (b) Plano del3 x del2. | 84 |
| Figura 5.5 – Planos del2 x del1 e del3 x del2 poucas amostras após o instante em que termina o efeito da saturação do TC. (a) Plano del2 x del1. (b) Plano del3 x del2. | 85 |
| Figura 5.6 – Comportamento dos pontos no plano del1 x i_2 até o instante da falta. (a) Todos os pontos. (b) Detalhe dos três últimos pontos. | 88 |
| Figura 5.7 – Detecção da falta. (a) Sinal de corrente secundária. (b) Valores das distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Determinação da ocorrência de falta. | 88 |
| Figura 5.8 – Compensação de sinais com intervalos de saturação ocorridos antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo. (a) Resposta da metodologia de Pan <i>et al.</i> (2004) corrigindo a forma de onda a partir do primeiro ciclo. (b) Resposta da mesma metodologia corrigindo a forma de onda a partir do segundo ciclo. | 92 |
| Figura 5.9 – Atuação da metodologia de correção. (a) Considerando frequência constante e igual a 60 Hz. (b) Considerando a frequência estimada a partir do sinal de corrente imediatamente antes de cada intervalo distorcido. (c) Ocorrência da saturação. | 94 |
| Figura 5.10 – Fluxograma simplificado da metodologia proposta. | 95 |
| Figura 5.11 – Fluxograma completo da metodologia proposta. | 96 |
| Figura 6.1 - Sistema teste. | 98 |
| Figura 6.2 – Frequência estimada para a falta do caso 1. | 100 |
| Figura 6.3 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada. | 100 |
| Figura 6.4 – Detecção da falta. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 100 |
| Figura 6.5 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 101 |
| Figura 6.6 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 101 |
| Figura 6.7 – Valores RMS das correntes para o caso 1. | 102 |
| Figura 6.8 – Frequência estimada para a falta do caso 2. | 102 |
| Figura 6.9 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada. | 103 |
| Figura 6.10 – Detecção da falta. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 103 |
| Figura 6.11 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 103 |

| | |
|--|-----|
| Figura 6.12 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 104 |
| Figura 6.13 – Valores RMS das correntes para o caso 2..... | 104 |
| Figura 6.14 – Frequência estimada para a falta do caso 3..... | 105 |
| Figura 6.15 – Planos del1 x i ₂ até o instante em que a falta é detectada..... | 105 |
| Figura 6.16 – Detecção da falta. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i ₂ . (c) Ação do detector..... | 105 |
| Figura 6.17 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação..... | 106 |
| Figura 6.18 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 106 |
| Figura 6.19 – Valores RMS das correntes para o caso 3..... | 107 |
| Figura 6.20 – Frequência estimada para a falta do caso 4..... | 107 |
| Figura 6.21 – Planos del1 x i ₂ até o instante em que a falta é detectada..... | 108 |
| Figura 6.22 – Detecção da falta na fase A. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i ₂ . (c) Ação do detector..... | 108 |
| Figura 6.23 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i ₂ . (c) Ação do detector..... | 108 |
| Figura 6.24 – Detector de saturação da fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação..... | 109 |
| Figura 6.25 – Detector de saturação da fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação..... | 109 |
| Figura 6.26 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 110 |
| Figura 6.27 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 4..... | 110 |
| Figura 6.28 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 111 |
| Figura 6.29 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 4..... | 111 |
| Figura 6.30 – Frequência estimada para a falta do caso 5..... | 112 |
| Figura 6.31 – Planos del1 x i ₂ até o instante em que a falta é detectada..... | 112 |
| Figura 6.32 – Detecção da falta na fase A. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i ₂ . (c) Ação do detector..... | 113 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.33 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 113 |
| Figura 6.34 – Detector de saturação da fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 114 |
| Figura 6.35 – Detector de saturação da fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 114 |
| Figura 6.36 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 115 |
| Figura 6.37 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 5. | 115 |
| Figura 6.38 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 116 |
| Figura 6.39 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 5. | 116 |
| Figura 6.40 – Frequência estimada para a falta do caso 6. | 117 |
| Figura 6.41 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada. | 117 |
| Figura 6.42 – Detecção da falta para a fase A. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 117 |
| Figura 6.43 – Detecção da falta para a fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 118 |
| Figura 6.44 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 118 |
| Figura 6.45 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 119 |
| Figura 6.46 – Valores RMS das correntes para o caso 6. | 119 |
| Figura 6.47 – Frequência estimada para a falta do caso 7. | 120 |
| Figura 6.48 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada. | 120 |
| Figura 6.49 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 120 |
| Figura 6.50 – Detecção da falta na fase C. (a) Corrente da fase C. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 121 |
| Figura 6.51 – Detector de saturação para a fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 121 |
| Figura 6.52 – Detector de saturação para a fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 122 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.53 – Detector de saturação para a fase C. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 122 |
| Figura 6.54 – Correção dos intervalos de saturação da fase A. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 122 |
| Figura 6.55 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 7. | 123 |
| Figura 6.56 – Correção dos intervalos de saturação da fase B. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 123 |
| Figura 6.57 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 7. | 124 |
| Figura 6.58 – Correção dos intervalos de saturação da fase C. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 124 |
| Figura 6.59 – Valores RMS das correntes para a fase C do caso 7. | 125 |
| Figura 6.60 – Frequência estimada para a falta do caso 8. | 125 |
| Figura 6.61 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada. | 126 |
| Figura 6.62 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 126 |
| Figura 6.63 – Detecção da falta na fase C. (a) Corrente da fase C. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector. | 126 |
| Figura 6.64 – Detector de saturação para a fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 127 |
| Figura 6.65 – Detector de saturação para a fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 127 |
| Figura 6.66 – Detector de saturação para a fase C. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação. | 127 |
| Figura 6.67 – Correção dos intervalos de saturação da fase A. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 128 |
| Figura 6.68 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 8. | 129 |
| Figura 6.69 – Correção dos intervalos de saturação da fase B. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 129 |
| Figura 6.70 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 8. | 129 |
| Figura 6.71 – Correção dos intervalos de saturação da fase C. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual. | 130 |
| Figura 6.72 – Valores RMS das correntes para a fase C do caso 8. | 130 |
| Figura 6.73 – Frequência estimada para a falta do caso 9. | 131 |

| | |
|---|-----|
| Figura 6.74 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada..... | 131 |
| Figura 6.75 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector..... | 132 |
| Figura 6.76 – Detecção da falta na fase C. (a) Corrente da fase C. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector..... | 132 |
| Figura 6.77 – Detector de saturação para a fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação..... | 132 |
| Figura 6.78 – Detector de saturação para a fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação..... | 133 |
| Figura 6.79 – Correção dos intervalos de saturação da fase A. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 133 |
| Figura 6.80 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 9..... | 134 |
| Figura 6.81 – Correção dos intervalos de saturação da fase B. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 134 |
| Figura 6.82 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 9..... | 135 |
| Figura 6.83 – Compensação dos intervalos de saturação do sinal de corrente da fase A para o Caso 7..... | 137 |
| Figura 6.84 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 7 utilizando a estimação de frequência e considerando $f = 60$ Hz..... | 137 |
| Figura 6.85 – Valores RMS das correntes vistos pelo relé 50 instalado na Barra A..... | 139 |
| Figura 6.86 – Atuação do relé de sobrecorrente instantâneo. (a) Atuação para o processamento do sinal de corrente ideal. (b) Atuação para o processamento do sinal de corrente distorcido por saturação. (c) Atuação para o processamento do sinal de corrente corrigido pela metodologia proposta..... | 140 |
| Figura 6.87 – Impedância aparente vista pelo relé 21 instalado na Barra A..... | 141 |
| Figura 6.88 – Atuação do relé de distância. (a) Atuação para o processamento do sinal de corrente ideal. (b) Atuação para o processamento do sinal de corrente distorcido por saturação. (c) Atuação para o processamento do sinal de corrente corrigido pela metodologia proposta..... | 141 |
| Figura 6.89 – Respostas do estimador de frequência para as diferentes filtragens..... | 143 |
| Figura 6.90 – Atuação do detector de transitórios para falta monofásica em 5% da LT. (a) Desprezando o efeito capacitivo da LT. (b) Utilizando filtro RC. (c) Utilizando filtro <i>Butterworth</i> | 144 |
| Figura 6.91 – Resultados da compensação da forma de onda de corrente secundária para uma falta monofásica em 5% da LT, utilizando filtros RC. (a) Corrente corrigida e distorcida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual..... | 145 |

Figura 6.92 - Resultados da compensação da forma de onda de corrente secundária para uma falta monofásica em 5% da LT, utilizando filtro Butterworth. (a) Corrente corrigida e distorcida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual 145

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 3.1 – Cargas padrão para TCs com enrolamentos secundários de 5A | 27 |
| Tabela 3.2 – Associação entre cargas e TCs de acordo com a classe de tensão | 27 |
| Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para cada frequência de amostragem do PLL. | 52 |
| Tabela 4.2 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais de frequência fundamental igual a 60 Hz. | 58 |
| Tabela 4.3 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação súbita de frequência (60 Hz para 55 Hz). | 60 |
| Tabela 4.4 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação exponencial de frequência (60 Hz para 55 Hz, $\Delta f = -5$ Hz e $\tau = 0,05$ s). | 62 |
| Tabela 4.5 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação amortecida de frequência ($\Delta f = 5$ Hz, $\omega_f = 10\pi$ e $\tau = 0,15$ s). | 64 |
| Tabela 4.6 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variações amortecidas de frequência e amplitude ($\Delta f = 5$ Hz, $\Delta A = 0,5$ p.u., $\omega_f = \omega_l = 10\pi$ e $\tau = 0,15$ s). | 67 |
| Tabela 4.7 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação súbita de fase ($\Delta\theta = 90^\circ$). | 69 |
| Tabela 4.8 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia, utilizando a filtragem adicional, processando sinais com ruído de 50 dB. | 71 |
| Tabela 4.9 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia, com filtragem adicional, processando sinais com distorção harmônica (2ª e 3ª ordens, 5% da amplitude da componente fundamental). | 74 |
| Tabela 4.10 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia, com filtragem adicional, processando sinais com distorção inter-harmônica | 75 |
| Tabela 4.11 – Índices de desempenho para o EMCC processando sinais provenientes da simulação de cargas desequilibradas com filtragem adicional | 76 |
| Tabela 4.12 – Índices de desempenho para o EMCC processando sinais provenientes da simulação de cargas desequilibradas com filtragem adicional | 77 |
| Tabela 4.13 – Índices de desempenho para o EMCC processando sinais provenientes da simulação de cargas desequilibradas com filtragem adicional | 77 |
| Tabela 6.1 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 1. | 101 |
| Tabela 6.2 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 2. | 104 |
| Tabela 6.3 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 3. | 106 |
| Tabela 6.4 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos para a fase A detectados no Caso 4. | 110 |
| Tabela 6.5 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados para a fase B no Caso 4. | 111 |
| Tabela 6.6 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados para a fase A no Caso 5. | 115 |
| Tabela 6.7 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados para a fase B no Caso 4. | 116 |
| Tabela 6.8 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 6. | 119 |
| Tabela 6.9 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase A para o Caso 7. | 123 |

| | |
|--|-----|
| Tabela 6.10 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase B para o Caso 7. | 124 |
| Tabela 6.11 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase C para o Caso 7. | 125 |
| Tabela 6.12 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase A para o Caso 8. | 128 |
| Tabela 6.13 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase B para o Caso 8. | 129 |
| Tabela 6.14 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase C para o Caso 8 | 130 |
| Tabela 6.15 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase A para o Caso 9 | 134 |
| Tabela 6.16 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase B para o Caso 9 | 134 |
| Tabela 6.17 – Valores absolutos máximos dos erros transitórios para a metodologia proposta e a técnica de Pan et al. (2004)..... | 135 |
| Tabela 6.18 – Valores absolutos máximos dos erros transitórios para a metodologia proposta auxiliada pela estimação de frequência e considerando a frequência constante | 136 |
| Tabela 6.19 – Frequências utilizadas para a correção dos trechos distorcidos detectados com filtros RC. | 146 |
| Tabela 6.20 – Frequências utilizadas para a correção dos trechos distorcidos detectados com filtro Butterworth. | 146 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas

ANSI – *American National Standards Institute*

DPLL – Estimação de frequência fundamentada em um laço fechado de fase digital

DPSZ – Detecção da Passagem do Sinal por Zero

EMCC – Estimação Morfológica das Componentes de Clarke

F.S. – Fator de Sobrecorrente

IEC – *International Engineering Consortium*

IEEE – *Institute of Electric and Electronic Engineers*

LT – Linha de Transmissão

MM – Morfologia Matemática

MPB – Método de Prony com janela de Blackman

MPH – Método de Prony com janela de Hamming

ONC – Oscilador Numérico Controlado

RMS – *Root Mean Square*

RTC – Relação de Transformação do Transformador de Corrente

SE – *Structuring Element*

SEP – Sistema Elétrico de Potência

SNR – *Signal-to-Noise Ratio*

Std – *Standard*

TC – Transformador de Corrente

TDF – Transformada Discreta de Fourier

TWD – Transformada Wavelet Discreta

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS..... | 1 |
| 1.2 MOTIVAÇÃO | 1 |
| 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO | 2 |
| 1.4 CONTRIBUIÇÕES DA TESE | 3 |
| 1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO | 3 |
| 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA | 5 |
| 2.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS..... | 5 |
| 2.2 ESTADO-DA-ARTE EM ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA | 5 |
| 2.3 ESTADO-DA-ARTE EM DETECÇÃO E COMPENSAÇÃO DOS EFEITOS DA SATURAÇÃO..... | 8 |
| 2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 15 |
| 3. FUNDAMENTOS DOS TCS | 17 |
| 3.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS..... | 17 |
| 3.2 MODELAGEM DO TC..... | 17 |
| 3.2.1 TC | 17 |
| 3.2.2 Circuito Equivalente do Transformador de Corrente | 19 |
| 3.2.3 Fator de Sobrecorrente (F.S.) | 20 |
| 3.2.4 Característica de Excitação do TC | 21 |
| 3.2.5 Ponto de Joelho da Curva de Excitação (“knee-point”) | 22 |
| 3.2.6 Classificação dos TCs quanto à Exatidão | 24 |
| 3.2.7 Cargas Padrão para TCs | 26 |
| 3.2.8 Tipos Construtivos | 27 |
| 3.3 ESPECIFICAÇÃO DE TCS QUANTO A RELAÇÃO DE TRANSFORMAÇÃO | 29 |
| 3.3.1 Critério da Corrente Nominal de Carga do Alimentador | 29 |
| 3.3.2 Critério do Curto-Circuito | 29 |
| 3.4 SATURAÇÃO DE TCS..... | 29 |
| 3.4.1 Características Dinâmicas | 31 |
| 3.4.2 Os Efeitos do Fluxo Remanescente | 34 |
| 3.4.3 Efeitos da Saturação Sobre os Principais Tipos de Proteção | 35 |
| 3.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS | 40 |
| 4. PROPOSTA PARA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA E APLICAÇÃO EM SINAIS DE CORRENTE | 41 |
| 4.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS..... | 41 |
| 4.2 FREQUÊNCIA DO SINAL DA CORRENTE DE CURTO-CIRCUITO | 41 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 4.3 | MORFOLOGIA MATEMÁTICA (MM) | 42 |
| 4.4 | O ESTIMADOR DE FREQUÊNCIA PROPOSTO | 45 |
| 4.5 | VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA PARA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA..... | 49 |
| 4.5.1 | <i>Estimação de Frequência pelo Método de Prony (MPH e MPB)</i> | 50 |
| 4.5.2 | <i>Estimação de Frequência por Laço Fechado de Fase Digital (DPLLM)</i> | 51 |
| 4.5.3 | <i>Estimação de Frequência pela Detecção das Passagens do Sinal por Zero (DPSZ)</i> | 53 |
| 4.6 | ÍNDICES DE DESEMPENHO UTILIZADOS NA VALIDAÇÃO DA PROPOSTA | 54 |
| 4.6.1 | <i>Instante de Convergência (t_{CONV})</i> | 54 |
| 4.6.2 | <i>Intervalo de Convergência (Δt_{CONV})</i> | 55 |
| 4.6.3 | <i>Erro Transitório da Estimação</i> | 55 |
| 4.6.4 | <i>Máxima Sobre-Elevação (Max OS)</i> | 56 |
| 4.6.5 | <i>Maior Erro Positivo Antes da Convergência (MEPAC)</i> | 56 |
| 4.7 | RESULTADOS DA COMPARAÇÃO ENTRE OS DESEMPENHOS DOS ESTIMADORES | 56 |
| 4.7.1 | <i>Caso 1: Sinais com Frequência Constante e Única</i> | 57 |
| 4.7.2 | <i>Caso 2: Sinais com Variação Súbita de Frequência</i> | 60 |
| 4.7.3 | <i>Caso 3: Sinais com Variação Exponencial de Frequência</i> | 62 |
| 4.7.4 | <i>Caso 4: Sinais com Variação Amortecida de Frequência</i> | 64 |
| 4.7.5 | <i>Caso 5: Sinais com Variações Amortecidas de Frequência e de Amplitude</i> | 66 |
| 4.7.6 | <i>Caso 6: Sinais com Variação Súbita de Fase</i> | 69 |
| 4.7.7 | <i>Considerações sobre Ruídos, Harmônicas e Inter-Harmônicas</i> | 71 |
| 4.7.8 | <i>Considerações sobre Cargas Desbalanceadas</i> | 76 |
| 4.7.9 | <i>Estimação da Frequência de Sinais de Corrente Durante Curtos-Circuitos</i> | 78 |
| 4.8 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 79 |
| 5. | PROPOSTAS PARA DETECÇÃO E CORREÇÃO DOS EFEITOS DA SATURAÇÃO | 81 |
| 5.1 | CONSIDERAÇÕES GERAIS..... | 81 |
| 5.2 | PROPOSTA PARA A DETECÇÃO DA SATURAÇÃO | 81 |
| 5.2.1 | <i>Considerações a respeito da Metodologia de Detecção</i> | 86 |
| 5.2.2 | <i>Detecção de Transitórios</i> | 87 |
| 5.3 | PROPOSTA PARA A CORREÇÃO DOS TRECHOS DISTORCIDOS POR SATURAÇÃO..... | 89 |
| 5.3.1 | <i>Correção dos Intervalos de Saturação por Mínimos Quadrados</i> | 89 |
| 5.3.2 | <i>Correção por Mínimos Quadrados e Estimação de Frequência</i> | 92 |
| 5.4 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 96 |
| 6. | RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E DISCUSSÕES | 98 |
| 6.1 | CONSIDERAÇÕES GERAIS..... | 98 |
| 6.2 | SISTEMA TESTE | 98 |
| 6.3 | CASOS TESTADOS | 99 |
| 6.3.1 | <i>Caso 1: Falta Monofásica em 5% da LT ($1\phi - 5\%$)</i> | 99 |
| 6.3.2 | <i>Caso 2: Falta Monofásica em 10% da LT ($1\phi - 10\%$)</i> | 102 |
| 6.3.3 | <i>Caso 3: Falta Monofásica em 25% da LT ($1\phi - 25\%$)</i> | 104 |

| | | |
|-----------|--|------------|
| 6.3.4 | <i>Caso 4: Falta Bifásica em 5% da LT ($2\phi - 5\%$)</i> | 107 |
| 6.3.5 | <i>Caso 5: Falta Bifásica em 10% da LT ($2\phi - 10\%$)</i> | 112 |
| 6.3.6 | <i>Caso 6: Falta Bifásica-Terra em 25% da LT ($2\phi-g - 25\%$)</i> | 116 |
| 6.3.7 | <i>Caso 7: Falta Trifásica em 5% da LT ($3\phi - 5\%$)</i> | 119 |
| 6.3.8 | <i>Caso 8: Falta Trifásica em 10% da LT ($3\phi - 10\%$)</i> | 125 |
| 6.3.9 | <i>Caso 9: Falta Trifásica em 25% da LT ($3\phi - 25\%$)</i> | 131 |
| 6.4 | COMPARAÇÃO ENTRE A PROPOSTA E A TÉCNICA DE PAN ET AL. (2004) | 135 |
| 6.5 | COMPARAÇÃO ENTRE OS DESEMPENHOS DA TÉCNICA PROPOSTA AUXILIADA PELA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA E CONSIDERANDO FREQUÊNCIA CONSTANTE | 136 |
| 6.6 | AVALIAÇÃO DO TEMPO DE PROCESSAMENTO DAS METODOLOGIAS | 137 |
| 6.7 | SIMULAÇÃO DE RELÉS INCORPORANDO AS METODOLOGIAS PROPOSTAS | 139 |
| 6.8 | CONSIDERAÇÕES SOBRE O EFEITO CAPACITIVO DAS LTS | 142 |
| 6.9 | CONSIDERAÇÕES FINAIS | 146 |
| 7. | CONCLUSÕES..... | 148 |
| 7.1 | CONCLUSÕES | 148 |
| 7.2 | SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS..... | 149 |
| 8. | BIBLIOGRAFIA | 151 |

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Considerações Gerais

Os transformadores de corrente (TCs) são fundamentais para o funcionamento adequado do sistema de proteção utilizado nos sistemas elétricos de potência, uma vez que a sua função é replicar as altas correntes primárias em menor escala no secundário, propiciando assim acesso aos sinais de corrente da rede (SANTOS, 2011).

Esses transformadores, como qualquer outro com núcleo ferromagnético, estão sujeitos a um fenômeno conhecido como saturação, que ocorre principalmente em função do fluxo remanescente no núcleo antes da falta. Outros fatores como as componentes unidirecionais das correntes de curto-circuito, a carga do TC e até o mau dimensionamento do mesmo também são favoráveis à saturação. Um TC com núcleo saturado distorce a forma de onda no secundário, podendo causar a má atuação dos relés a ele conectados (IEEE Std C37.110-2007).

Nesse contexto, com o advento dos relés microprocessados, muitas técnicas vêm sido propostas na literatura especializada com o intuito de promover a detecção e a correção dos trechos distorcidos das formas de onda de corrente secundária, os quais são consequência da saturação magnética do núcleo do TC. Embora tenham apresentado bons resultados, nenhuma das referidas técnicas consolidou-se, seja pelas restrições de implementação ou pelas restrições apresentadas em virtude da sensibilidade das ferramentas matemáticas e computacionais envolvidas.

Sendo assim, faz-se necessário o desenvolvimento de técnicas robustas e de fácil implementação que possam amenizar os efeitos desse fenômeno, fazendo com que os relés de proteção atuem de forma adequada em situações que envolvam a saturação dos TCs.

1.2 Motivação

O fenômeno da saturação dos TCs é motivo de pesquisa desde os anos 20. Desde então, muitos trabalhos foram publicados discutindo soluções para os problemas causados por

esse fenômeno. A partir dos anos 70, as pesquisas nessa área foram intensificadas e suas causas passaram a ser amplamente difundidas em trabalhos como os de Conner *et al.* (1975), Vanderleck *et al.* (1977) e Powell (1979).

A partir dos anos 90, com o grande avanço da tecnologia computacional, pesquisas com relação ao fenômeno da saturação e suas consequências sobre os diversos tipos de proteção foram realizadas. Exemplos dessas pesquisas são encontrados em Zocholl e Smaha (1992), Kezunovic *et al.* (1994), Bridger e Burse (1997), Stringer (1997), Zocholl e Benmouyal (1997), Tziouvaras *et al.* (2000), Pascual e Rapallini (2001), Camarena (2004), Wu *et al.* (2007), Sawko (2008), Coelho e Silveira (2011), Bertrand *et al.* (2012) e Smith e Hunt (2013).

Desde essa época e graças ao advento dos relés numéricos, técnicas para detecção da saturação e correção das distorções na forma de onda causadas por esse fenômeno foram difundidas na literatura especializada. Entretanto, nenhuma dessas mostrou-se eficaz para todas as situações possíveis. Devido às suposições consideradas ou à sensibilidade e complexidade das ferramentas matemáticas e computacionais envolvidas, muitas restrições podem ser verificadas.

Esses fatos motivaram esse trabalho, onde o foco é desenvolver uma metodologia robusta e de fácil implementação, de modo a amenizar os efeitos da saturação dos TCs sobre os relés de proteção.

1.3 Objetivos do Trabalho

Este trabalho tem como objetivo geral abordar os assuntos relacionados exclusivamente à saturação dos TCs para serviço de proteção e propor novas metodologias para detecção e correção dos intervalos de saturação.

Como objetivos específicos citam-se:

- Apresentar uma metodologia inovadora para estimação de frequência;
- Desenvolver uma nova técnica para detecção e compensação dos intervalos distorcidos por saturação nas formas de onda dos sinais de corrente; e
- Avaliar qualitativamente e quantitativamente os métodos propostos de modo a destacar suas vantagens, a partir da análise dos respectivos desempenhos obtidos em simulações computacionais.

1.4 Contribuições da Tese

São contribuições desta tese:

- Um detector de transitórios fundamentado na análise das distâncias euclidianas entre pontos consecutivos no plano formado pelas amostras do sinal de corrente (i_2) e os respectivos valores obtidos através do cálculo de sua primeira função-diferença (del_1);
- Um detector de saturação fundamentado na análise das distâncias euclidianas entre pontos consecutivos nos planos formados pelas funções-diferença dos sinais de corrente, com ajuste adaptável para identificação dos intervalos de saturação e imunidade a sinais corrompidos por ruído com relação sinal-ruído (SNR) superiores a 56 dB;
- Um estimador de frequência fundamentado na estimação morfológica das componentes de Clarke, a qual utiliza operadores da Morfologia Matemática para o cálculo da frequência; e
- Um método para compensação dos trechos distorcidos por saturação das formas de onda dos sinais de corrente secundária, fundamentado na técnica de Ajuste de Curvas por Mínimos Quadrados, o qual utiliza o sinal de frequência obtido a partir do estimador proposto como parâmetro para correção das referidas formas de onda.

1.5 Estrutura do Trabalho

No Capítulo 2, são apresentadas as revisões bibliográficas realizadas a cerca das metodologias para estimação de frequência e para compensação dos efeitos da saturação dos TCs sobre os sinais de corrente secundária.

No Capítulo 3, são abordados os fundamentos dos TCs, bem como o fenômeno da saturação, suas causas e consequências com relação à proteção dos Sistemas Elétricos de Potência. Este Capítulo apresenta descrições detalhadas sobre as principais características dos TCs. Além disso, são apresentados aspectos para especificação desses equipamentos e um embasamento teórico detalhado sobre o fenômeno da saturação, incluindo suas causas e consequências sobre o comportamento de relés de proteção.

No Capítulo 4, descreve-se o comportamento da frequência dos sinais de corrente durante curtos-circuitos, bem como o estimador de frequência proposto, o qual é associado à técnica de correção apresentada. O Capítulo também apresenta o desempenho desse estimador

processando sinais gerados computacionalmente, que simulam diferentes condições de operação do Sistema Elétrico de Potência, comparado com o desempenho apresentado por outros quatro estimadores propostos recentemente na literatura especializada. Essa comparação foi feita em termos de índices de desempenho também descritos no referido Capítulo.

O Capítulo 5 apresenta as propostas da tese para detecção e correção dos intervalos de saturação. Nesse Capítulo, também é descrita a metodologia proposta para detecção de transitórios, que serve de gatilho para o detector de saturação.

O Capítulo 6 apresenta os resultados obtidos por cada metodologia para os diferentes casos estudados, bem como a discussão referente a esses resultados. Sinais de corrente secundária foram obtidos por meio de simulação computacional de faltas, correspondendo a cada situação analisada. A partir desses sinais, foi verificado o desempenho das metodologias em termos da capacidade de detecção dos trechos distorcidos por saturação, bem como em termos da precisão da compensação desses trechos e do tempo de processamento de cada técnica utilizada.

Para finalizar, no Capítulo 7, as conclusões são apresentadas.

Capítulo 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Considerações Gerais

O presente Capítulo apresenta a revisão bibliográfica realizada, a qual permitiu o desenvolvimento das técnicas propostas neste trabalho. Inicialmente, as metodologias para estimação de frequência recentemente propostas na literatura especializada são descritas de forma concisa, de modo a destacar as principais características de cada técnica. Da mesma forma, é apresentado o estado-da-arte a cerca dos métodos para detecção e compensação das formas de onda dos sinais de corrente secundária, distorcidas em virtude da saturação dos TCs.

2.2 Estado-da-Arte em Estimação de Frequência

Sabe-se que a frequência elétrica é uma das variáveis mais importantes para a operação do Sistema Elétrico de Potência (SEP), a qual deve ser constante, garantindo a qualidade da energia fornecida. Embora a frequência do SEP não apresente grandes variações durante condições normais de operação, um grande desbalanço entre geração e carga pode causar alterações significativas neste parâmetro.

Sendo assim, é importante ressaltar que a estimação de frequência é de extrema importância para uma grande gama de aplicações, tais como para a proteção e controle do SEP, bem como para a qualidade de energia. Para essas aplicações, a estimação da frequência deve ser precisa e rápida, de modo a garantir o correto funcionamento dos dispositivos envolvidos nestes procedimentos.

Além disso, a estimação de frequência é de fundamental importância para a medição fasorial, pois ela depende da frequência do sistema. Dessa forma, como ocorre para os relés de proteção, a frequência deve ser estimada de forma precisa, garantindo o bom desempenho dos elementos de medição fasorial.

Nesse contexto, diversos estudos a cerca da estimação de frequência têm sido realizados, sendo estes tanto para a proposição de novas metodologias para este fim, como para demonstrar os efeitos das respostas desses estimadores sobre os relés de proteção.

Um exemplo das pesquisas a cerca do comportamento de relés de proteção que utilizam estimadores de frequência pode ser visto em Hou (2008), o qual demonstra que as magnitudes das correntes diferenciais e das impedâncias vistas por relés de proteção são diretamente influenciadas pela precisão e velocidade de resposta dos referidos estimadores.

Já com relação às propostas para cálculo da frequência, diversas técnicas foram desenvolvidas ao longo dos anos, sempre com a intenção de torná-las mais precisas e robustas, utilizando diversas ferramentas matemáticas e computacionais, as quais aumentam a complexidade de implementação desses estimadores em tempo real. Embora melhorias significativas nos tempos de convergência e precisão das respostas tenham sido conseguidas, nenhuma metodologia para estimação de frequência consolidou-se como absoluta, visto que problemas com distorção harmônica e ruídos são recorrentes. Além disso, a maioria dos estimadores presentes na literatura especializada apresenta problemas em suas respostas para situações que envolvam a variação brusca de pelo menos um dos parâmetros dos sinais processados, tais com amplitude, fase e a própria frequência dos mesmos.

Vale ressaltar que a maioria dos relés utiliza técnicas fundamentadas na detecção da passagem do sinal por zero. Um exemplo dessas metodologias pode ser visto no trabalho de Widrevitz e Armington (1977). Embora sejam amplamente utilizadas, essas metodologias apresentam respostas imprecisas quando os sinais processados apresentam quantias significantes de ruído ou conteúdo harmônico.

Dentre as diversas metodologias já propostas, destacam-se as metodologias fundamentadas na Transformada Discreta de Fourier (TDF), como as apresentadas por Phadke, *et al.* (1983), Begovic *et al.* (1993), Quinn (1994), Lobos e Rezmer (1997), Macleod (1998), Aboutanios (2004), Wang e Sun (2004), Aboutanios e Mulgrew (2005), Jacobsen e Kootsookos (2007), Candan (2011), Zhang *et al.* (2011) e Ren e Kezunovic (2012). Todas essas metodologias apresentam boa precisão em condições de regime permanente. Entretanto, as técnicas fundamentadas na TDF apresentam tempos de convergência elevados durante transitórios, além de apresentarem baixa precisão para sinais com frequências fora da nominal ou para sinais distorcidos por ruído ou harmônicas.

Além disso, Duric e Durisic (2005) propuseram uma técnica que combina a detecção das passagens do sinal por zero e a TDF, a qual apresenta grande robustez para diversos tipos

de variação de frequência e para sinais contendo baixos níveis de distorção harmônica. Entretanto, para situações envolvendo sinais distorcidos por ruído, a metodologia não apresenta a mesma qualidade de resposta e apresenta elevada imprecisão na estimação de frequência.

Muitos outros estimadores de frequência foram desenvolvidos, dentre os quais se destacam as técnicas fundamentadas em filtros de Kalman, propostas por Dash *et al.* (1999), Routray *et al.* (2002) e Aghazadeh *et al.* (2005). Embora essas técnicas apresentem boa precisão para sinais contendo harmônicas e ruídos, as mesmas apresentam tempos de convergência elevados após a ocorrência de um transitório de amplitude ou de frequência.

Ainda, podem-se citar as técnicas de Begovic *et al.* (1993) e Akke (1997), nas quais a frequência é obtida em função da diferença de fase entre um sinal complexo estimado e o valor real desse sinal. Na primeira técnica, o sinal complexo é obtido a partir da decomposição em quadratura dos sinais processados, enquanto que na segunda o sinal complexo é obtido através da Transformada de Clarke, a qual é feita a partir dos sinais de tensão amostrados nas três fases do sistema. Ambas as técnicas apresentam bom desempenho ao estimar a frequência de sinais em regime permanente e sem distorção harmônica ou ruídos.

Destacam-se também as metodologias fundamentadas em Mínimos Quadrados, as quais apresentam baixa precisão durante transitórios e em situações envolvendo ruídos e harmônicas. Além disso, normalmente apresentam erros elevados de estimação para sinais com frequência fora da nominal, demandando a utilização de filtragem adicional de suas respostas. São exemplos dessas técnicas as propostas de Pradhan *et al.* (2005), Barbosa *et al.* (2008a), Barbosa *et al.* (2008b), Abdollahi e Matinfar (2011)

Uma metodologia fundamentada em algoritmos recursivos de Newton foi proposta por Terzija *et al.* (1994). Também, técnicas que utilizam a detecção dos picos e uma função de autocorrelação dos sinais processados foram propostas, respectivamente, em Lavopa *et al.* (2007) e Kocaman *et al.* (2010). Esses três estimadores apresentam baixa precisão para situações que envolvam a variação brusca de um dos parâmetros do sinal e necessitam de filtragem adicional de suas respostas quando processam sinais contendo ruídos.

Por fim, cita-se o estimador proposto por Sithampanathan (2008), o qual utiliza um laço fechado de fase digital (DPLL, do inglês *Digital Phase Locked Loop*). Esse estimador apresenta boa precisão para diferentes tipos de variação de frequência, amplitude e fase dos sinais analisados, além de não ser afetado por distorções harmônicas ou ruídos em níveis

consideráveis. Entretanto, a proposta de Sithamparanathan (2008) apresenta elevados tempos de convergência quando comparada com outras metodologias.

Nesse contexto, propõe-se um novo algoritmo para estimação de frequência, o qual pode ser aplicado como rastreador de frequência em relés numéricos para fins de proteção ou exercendo a função de medição de frequência da rede. Esse algoritmo utiliza os operadores de dilatação e erosão da Morfologia Matemática para estimação de valores futuros dos sinais das componentes de Clarke, obtidas a partir da aplicação da Transformada $\alpha\beta$ sobre os sinais de corrente ou tensão das três fases da rede. As componentes α e β formam o sinal complexo a ser estimado com o auxílio dos referidos operadores morfológicos. Como em Begovic *et al.* (1993), a frequência é obtida como uma função da diferença de fase entre a estimação e o valor recebido do sinal complexo obtido a partir da Transformada $\alpha\beta$.

2.3 Estado-da-arte em Detecção e Compensação dos Efeitos da Saturação

Com o objetivo de melhorar o desempenho dos esquemas de proteção diante de situações que envolvam a saturação dos TCs, diversas metodologias foram propostas para amenizar as consequências desse fenômeno. Nos anos 70, alguns circuitos para evitar a saturação dos TCs foram propostos. Entre estes se destaca o circuito proposto por Bradley *et al.* (1978), que injetava uma corrente exponencial de magnitude controlada ao terminal secundário do TC, de modo a reduzir a amplitude da componente exponencial do sinal secundário original, prevenindo a saturação do transformador.

Além disso, Masson (1979) propôs um circuito que inseria uma elevada resistência em série com a carga do TC, estabelecendo um controle dinâmico da magnitude do fluxo no núcleo desse transformador. Essas duas propostas consideravam as componentes unidirecionais exponencialmente decrescentes das correntes de curto-circuito como principais agentes causadores da saturação. Ambas as metodologias de Bradley e Masson possuíam a desvantagem de que, caso os referidos circuitos deixassem de funcionar, os TCs passariam a funcionar de forma convencional, estando sujeitos à saturação de seus núcleos.

A partir do final dos anos 80, com os avanços tecnológicos dos microprocessadores, metodologias para detecção e correção passaram a ser pesquisadas. Wiszniewski e Szafran (1989) propuseram uma técnica fundamentada na determinação do instante em que ocorria a primeira saturação do TC e posterior estimação dos valores de impedância sem a correção dos intervalos distorcidos. Entretanto, em situações que envolvam sinais distorcidos por ruídos e

carga elevada no secundário do transformador de corrente, a determinação do instante em que se inicia a saturação torna-se imprecisa, prejudicando a estimação dos referidos valores de impedância e, conseqüentemente, afetando o desempenho dos respectivos relés de proteção.

Já no ano seguinte, Yang *et al.* (1990) desenvolveram um detector de saturação fundamentado na diferença entre amostras consecutivas do sinal de corrente secundária, o qual apresenta problemas na identificação dos intervalos saturados para sinais com baixos níveis de ruído, além de detecção atrasada dos trechos distorcidos em situações nas quais as variações de corrente são suaves, como naquelas em que o carregamento do TC apresenta altas parcelas indutivas.

O crescente desenvolvimento tecnológico dos microprocessadores permitiu o desenvolvimento de técnicas mais robustas ao longo dos anos, que utilizam ferramentas matemáticas de maior complexidade. Hosemann e Steigerwald (1993) desenvolveram um filtro modal para detecção da saturação, a ser utilizado em relés digitais para proteção diferencial. A complexidade para implementação e o elevado tempo de processamento demandado são desvantagens relevantes dessa metodologia.

Kang *et al.* (1997) propuseram uma metodologia de correção fundamentada na adição da corrente de magnetização ao valor de corrente secundária correspondente, pertencente ao respectivo trecho distorcido a ser corrigido. Também, Kang *et al.* (2001) desenvolveram uma técnica para detecção dos intervalos de saturação fundamentada nas funções-diferença do sinal de corrente amostrado. Uma metodologia para ajuste dessa técnica de detecção é apresentada em Kang *et al.* (2004a). Essas técnicas de detecção e correção foram combinadas em Kang *et al.* (2004b). Embora essa combinação apresente bom desempenho para inúmeros casos, a respectiva de detecção pode apresentar problemas em situações envolvendo *burden* indutivo no secundário do TC ou durante o processamento de sinais corrompidos por baixos níveis de ruído. Ambas as situações podem provocar a detecção atrasada dos intervalos de saturação, bem como a não detecção dos mesmos, o que prejudica a atuação da metodologia de correção da forma de onda. Além disso, a técnica de correção apresenta a desvantagem de depender do conhecimento prévio da curva de magnetização do respectivo TC.

Três algoritmos para detecção dos intervalos de saturação foram propostos em Kasztenny *et al.* (1997). Um desses algoritmos estima pontos do sinal analisado através da derivada de segunda ordem e posterior comparação com o valor correspondente amostrado. Incrementos no erro dessa estimação caracterizam os intervalos de saturação. O segundo algoritmo proposto nesse trabalho utiliza filtros que calculam a média e a mediana para uma

janela de dados. Um sinal de erro é gerado a partir da diferença entre esses parâmetros, apresentando incrementos significativos nos instantes que caracterizam início e fim dos trechos distorcidos por saturação. Nas duas primeiras propostas de Kasztenny, o valor limítrofe para os sinais de erro e consequente identificação dos trechos distorcidos das formas de onda é de difícil determinação, uma vez que é obtido empiricamente e varia conforme as características do sistema.

Já a terceira proposta de Kasztenny *et al.* (1997) sugere a utilização de uma Rede Neural Artificial (RNA) para detecção dos referidos intervalos, a qual deve ser treinada previamente para uma vasta gama de casos, de modo a cobrir todas as condições operacionais do sistema em questão. Essa característica é uma desvantagem, dada a dinâmica dos Sistemas Elétricos de Potência, o que impossibilita a observação de todas as condições operacionais para treinamento da referida rede neural. Dessa forma, a RNA pode falhar caso uma situação adversa, não observada durante o treinamento da rede, venha a ocorrer.

Li *et al.* (2002) propuseram a utilização da Transformada Wavelet Discreta (TWD) para a detecção dos intervalos de saturação. Também propuseram uma técnica de regressão para correção desses intervalos. Essa proposta apresenta carga computacional elevada, uma vez que é elevado o tempo de processamento demandado pela TWD para cada nível de transformada. Além disso, o cálculo de cada parâmetro estimado na técnica de regressão também é alto, impossibilitando a aplicação desta combinação em tempo real.

Uma metodologia para correção dos intervalos de saturação fundamentada no Método de Ajuste de Curvas por Mínimos Quadrados é proposta por Pan *et al.* (2004), a qual apresenta erros elevados durante a compensação do primeiro intervalo distorcido por saturação, caso este ocorra antes de um quarto de ciclo após a incidência da falta. Outra metodologia de correção por Mínimos Quadrados é proposta por El-Naggar e Gilany (2007), que também propõem um filtro de Kalman para detecção dos trechos saturados. Os parâmetros ajustados para o referido filtro foram obtidos empiricamente e variam de acordo com as características do sistema. Isso não é vantajoso, uma vez que, caso os referidos parâmetros sejam ajustados inadequadamente, o detector de saturação atuará de forma incorreta, apresentando atrasos na identificação dos trechos distorcidos e, até mesmo, a não detecção dos mesmos, comprometendo o processo de compensação das formas de onda.

Rebizant *et al.* (2008) propuseram uma metodologia de compensação dos trechos distorcidos baseada na estimação da constante de tempo para saturação do TC. Outra metodologia de detecção e correção dos intervalos distorcidos por saturação foi proposta por

Wiszniewski *et al.* (2008). Tal metodologia estima pontos futuros do sinal por meio das derivadas de primeira, segunda ou terceira ordem. Os pontos estimados são comparados com os valores amostrados do sinal de corrente. O erro da estimação determina a detecção dos intervalos de saturação. A correção dos sinais é feita através de cálculos envolvendo alguns desses valores estimados. Ambas as metodologias apresentam problemas para situações envolvendo ruído e detecção atrasada de intervalos de saturação onde a variação de corrente ocorre de forma suave, afetando o desempenho das respectivas técnicas de correção.

Hong e Chian (2008) propuseram uma metodologia de detecção que utiliza a transformada wavelet, sendo a correção realizada com o auxílio de inteligência artificial (Lógica Fuzzy e RNAs). Essa técnica apresenta como desvantagem a complexidade das ferramentas matemáticas envolvidas, o que aumenta o tempo de processamento demandado, dificultando a viabilidade de sua implementação. Além disso, a Lógica Fuzzy envolvida e o treinamento da RNA dependem das características do sistema, o que pode prejudicar o desempenho do algoritmo, caso uma das condições operacionais não seja observada previamente e considerada durante o treinamento da rede neural.

Também, Lu *et al.* (2008) propuseram um detector de saturação fundamentado em operadores da Morfologia Matemática e uma metodologia de correção pela adição da corrente de magnetização, estimada para cada ponto do trecho distorcido. A dificuldade para determinar um valor limítrofe para detecção adequada dos intervalos de saturação, em todas as situações possíveis, e a dependência do conhecimento prévio da característica de magnetização do respectivo TC para a compensação das formas de onda são pontos fracos dessa metodologia.

Um método adaptativo, para obtenção da impedância da linha de transmissão por meio de um filtro mímico, foi utilizado como detector de saturação e proposto por Yu *et al.* (2009). Nessa técnica, as variações de impedância determinam os intervalos de saturação. Também, uma metodologia de detecção a partir da análise da razão entre a segunda harmônica e a componente fundamental do sinal de corrente, somada à análise da segunda função-diferença do sinal, foi proposta por Stachel e Schegner (2009). Nesse trabalho, também foi proposta uma técnica para correção dos intervalos de saturação fundamentada em Mínimos Quadrados. Ambas as metodologias não apresentam imunidade a nenhum nível de ruído e consideram carga puramente resistiva na carga do TC. Caso a indutância da fiação seja considerada nas simulações, as metodologias falham e o erro da compensação se torna demasiadamente elevado.

Mais recentemente, Hong e Wei (2010) propuseram uma metodologia de correção que combina regressão não-linear e lógica Fuzzy, associada a um detector fundamentado na TWD. No mesmo ano, Ozgonenel *et al.* (2010) desenvolveram uma técnica de correção baseada na Transformada Rápida de Fourier. Também, Yu (2010) propôs um detector de saturação a partir da análise da componente exponencialmente declinante das correntes de curto-circuito. Nesse trabalho, também foi proposta uma metodologia de correção dos trechos distorcidos, que utiliza amostras de corrente e fasores obtidos durante o último trecho não saturado do sinal. Outra metodologia de correção dos efeitos da saturação foi proposta Shi *et al.* (2010), onde as características de saturação do TC são representadas por um modelo de regressão não-linear parcial. Devido a complexidade das ferramentas matemáticas e computacionais envolvidas, os tempos de processamentos demandados por essas propostas dificultam suas implementações em tempo real.

Em 2011, um filtro que utiliza a Morfologia Matemática para detectar a saturação do TC num esquema de proteção diferencial de geradores foi proposto por Xiangning e Zhiqian (2011). Através desse filtro é possível determinar com grande precisão o intervalo entre o instante de ocorrência da falta e o momento em que se verifica o incremento na corrente diferencial. De acordo com os autores, é possível ajustar um valor adequado para o referido intervalo, capaz de identificar a saturação de um transformador de corrente, tanto para faltas internas quanto para curtos-circuitos externos à respectiva zona de proteção. Essa técnica se restringe à proteção diferencial, não podendo ser aplicada em outros tipos de proteção.

Além disso, Hooshyar e Sanaye-Pasand (2011) desenvolveram uma metodologia para detecção dos intervalos de saturação fundamentada na aplicação do método do mínimo erro quadrático sobre uma janela de dados de comprimento variável, de modo a estimar amostras de corrente exatamente antes e depois da janela. Os intervalos de saturação são detectados com base na diferença entre essas duas estimações. Embora apresente bons resultados, essa metodologia apresenta atrasos na detecção dos intervalos de saturação que ocorrem no primeiro quarto de ciclo após a incidência da falta, quando o fluxo remanescente no núcleo do TC é elevado.

Ainda no mesmo ano, Ji *et al.* (2011) propuseram dois filtros morfológicos multi-escala para detecção da ocorrência da falta e dos intervalos da forma de onda da corrente secundária distorcidos pela saturação dos TCs. O mesmo trabalho propõe que a compensação dos trechos distorcidos seja feita através da geometria das partes não distorcidas dos sinais de corrente no espaço de fase, a qual permite a estimação dos parâmetros da componente

exponencial das correntes de curto-circuito. Novamente, o tempo demandado pela metodologia para o processamento dos sinais dificulta sua implementação em tempo real.

Também, uma metodologia para detecção dos intervalos distorcidos das formas de onda de corrente secundária foi proposto em Ajaei *et al.* (2011). Tal método utiliza a saída de um filtro de mínimo erro quadrático para determinação desses intervalos. O mesmo filtro é usado para a estimação dos parâmetros fasoriais da corrente secundária do TC, os quais são utilizados na compensação dos efeitos da saturação. Cita-se como desvantagem dessa metodologia o fato de não possuir um ajuste universal, capaz de garantir robustez e precisão na identificação dos intervalos de saturação para todas as condições operacionais, independentemente da configuração do Sistema Elétrico de Potência.

Já em 2012, uma abordagem diferente para detecção dos intervalos de saturação foi proposta em Bak *et al.* (2012). Os autores propuseram a análise de vetores tridimensionais num plano cartesiano, cujas coordenadas são dadas pelas amostras das correntes de cada fase do sistema trifásico, obtidas a partir do secundário dos respectivos TCs. Nesse caso, a detecção dos trechos distorcidos se dá quando esses vetores assumem posições fora de uma região delimitada pela condição normal de operação (TC não saturado) no plano xyz. Essa metodologia pode detectar falsos intervalos de saturação quando o sistema apresentar uma condição de operação diferente daquela considerada normal, já que a posição dos referidos vetores no plano xyz será alterada de forma semelhante ao que ocorre durante os intervalos de saturação.

No mesmo ano, Hooshyar *et al.* (2012) apresentaram uma metodologia para identificação dos trechos distorcidos das formas de onda de corrente secundária fundamentada na estatística do sinal amostrado, onde a detecção dos intervalos de saturação se dá através de uma função de variância dessa estatística, a qual é comparada com um conjunto de ajustes pré-definidos. A dificuldade para se determinar esse conjunto de ajustes limita a robustez da metodologia, uma vez que os mesmos não generalizados para todas as topologias de rede, sendo dependentes das características de cada sistema.

Hooshyar *et al.* (2013) propuseram uma metodologia que utiliza as propriedades das formas de onda das derivadas do sinal de corrente. Nesse trabalho, são utilizados dois índices para extração de parâmetros do sinal de corrente através de suas duas primeiras funções-diferença. Também, Pang *et al.* (2013) apresentaram um algoritmo para detecção da saturação do TC que utiliza dois índices para terminar a existência do fenômeno, sendo estes fundamentados na modificação do método da estrutura morfológica do sinal, o qual é

utilizado para analisar a forma de onda da corrente secundária. Ainda, He *et al.* (2013) desenvolveram uma metodologia que combina as técnicas do gradiente morfológico e da decomposição morfológica do sinal para determinar os intervalos de saturação. A quantidade de parâmetros a serem calculados nessas três metodologias demandam um tempo elevado de processamento, o que dificulta suas implementações em tempo real. Além disso, todas as três apresentam problemas para sinais corrompidos por baixos níveis de ruído (SNR superiores a 70 dB).

Mais recentemente, a TWD, associada a um filtro passa alta do tipo *Butterworth* de segunda ordem para extração dos picos dos sinais resultantes dos diferentes níveis de transformada, foi utilizada em Kang *et al.* (2014) para determinação dos intervalos de saturação. Esse método apresenta problemas na detecção de intervalos de saturação menos relevantes, cuja duração é inferior a um sexto de ciclo, onde a corrente drenada pelo ramo de magnetização não é elevada o suficiente para provocar uma variação brusca no sinal de corrente. Isso ocorre porque os picos resultantes para intervalos de saturação deste tipo se apresentam como componentes de baixas frequências nos diferentes níveis de transformada, sendo eliminados pelo filtro *Butterworth*.

Ainda, Schettino *et al.* (2014) propuseram a detecção da saturação a partir da primeira diferença do sinal de saída de um filtro de Lanczos de baixo ruído, valendo-se de uma técnica de ajuste adaptável de acordo com a razão sinal-ruído da forma de onda processada. Embora apresente bom desempenho para sinais envolvendo ruído, a complexidade das ferramentas matemáticas e a carga computacional demandada pela técnica dificultam a implementação da mesma.

Chothani e Bhalja (2014) propuseram a identificação dos intervalos distorcidos por saturação a partir de índices de detecção, os quais são obtidos através das derivadas dos sinais de corrente. O mesmo trabalho propõe uma técnica para compensação das amostras distorcidas que é fundamentada Transformada de Fourier modificada para este fim. Uma vez que a detecção dos intervalos de saturação depende das derivadas do sinal processado, atrasos na identificação dos mesmos podem ocorrer, prejudicando o desempenho da respectiva técnica de compensação das formas de onda.

Ainda, Esmail *et al.* (2014) desenvolveram uma técnica capaz de diferenciar os intervalos distorcidos por saturação das partes íntegras do sinal. Isso se dá através da análise do sinal dado pelas amostras de corrente multiplicadas por suas derivadas, o qual é comparado com um valor de ajuste que não necessita de uma pré-definição. A proposta de Esmail *et al.*

(2014) inclui também uma metodologia para correção dos trechos distorcidos a partir de um filtro de Kalman, o qual extrai o fasor das porções não corrompidas dos sinais de corrente. Entretanto, a combinação dessas técnicas não apresenta bom desempenho para sinais corrompidos por ruído.

Destacam-se também as metodologias que utilizam RNAs tanto para detecção, quanto para correção dos efeitos da saturação. Como exemplos dessas propostas, citam-se os trabalhos de Yu *et al.* (1999), Cummins *et al.* (2000), Saha *et al.* (2001), Leprettre e Bastard (2001), Yu *et al.* (2001), Zadeh e Pasand (2004), Segatto e Coury (2006) e Monaro *et al.* (2010). Também, um algoritmo genético para otimização das topologias de RNAs, destinadas a detecção dos intervalos de saturação, foi proposto por Rebizant e Bejmert (2007). Como desvantagem, as metodologias fundamentadas em redes neurais artificiais apresentam a necessidade de treinamento prévio, envolvendo uma grande quantidade de sinais, observando todas as condições operacionais possíveis para os sistemas elétricos em questão.

Além de metodologias para detecção e correção dos efeitos da saturação, técnicas para adaptação de relés diferenciais durante os intervalos em que esse fenômeno ocorre foram propostas em Rebizant *et al.* (2004), Villamagna e Corsley (2006), Chothani e Bhalja (2011), Bagleybter e Subramanian (2012), Solak *et al.* (2012) e Eissa (2013).

Por fim, vale ressaltar que, embora os relés numéricos permitam a utilização de funções para detecção e correção das formas de onda distorcidas por saturação, recentemente Davarpanah (2013a) e Davarpanah (2013b) propuseram a utilização de um *hardware* a ser instalado no circuito secundário do TC. Tal equipamento suprime ou previne a saturação do transformador de corrente por meio de um resistor controlável, o qual gera dinamicamente um fluxo oposto ao fluxo variante no tempo associado a componente exponencial declinante (DC) das correntes de falta. Como ocorrido para as metodologias propostas em Bradley *et al.* (1978) e Masson (1979), caso o referido *hardware* apresente defeito, o transformador de corrente operará de forma convencional, estando sujeito à saturação de seu núcleo.

2.4 Considerações Finais

Neste Capítulo, foram descritas, de forma sucinta, as principais metodologias revisadas, destacando-se as vantagens e desvantagens de cada técnica. Com base nas deficiências de cada uma das metodologias descritas, as propostas apresentadas nesta tese

foram desenvolvidas, atendendo critérios como robustez diante de uma grande gama de condições operacionais dos sistemas de potência e facilidade de implementação.

O estimador de frequência proposto é descrito detalhadamente no Capítulo 4, o qual também apresenta os resultados da validação do referido estimador. Já as propostas para detecção e compensação das distorções nas formas de onda de corrente secundária são apresentadas no Capítulo 5.

Por fim, o Capítulo seguinte descreve os fundamentos dos TCs, abordando as causas da saturação dos mesmos, os quais também serviram como base para o desenvolvimento das técnicas propostas neste trabalho.

Capítulo 3

FUNDAMENTOS DOS TCs

3.1 Considerações Gerais

O entendimento do fenômeno da saturação é essencial para o desenvolvimento de metodologias capazes de detectar e corrigir os intervalos distorcidos dos sinais da corrente secundária. Logo, o foco desse capítulo é apresentar os conceitos fundamentais dos TCs, incluindo as causas e as consequências de sua saturação com relação aos relés de proteção. Critérios para modelagem e especificação de TCs são apresentados neste capítulo, bem como alternativas mitigadoras.

3.2 Modelagem do TC

3.2.1 TC

Um TC, segundo o IEEE Std C37.110-2007, tem basicamente três finalidades:

- Isolar do circuito de alta tensão os equipamentos conectados em seu secundário;
- Fornecer em seu secundário uma forma de onda de corrente proporcional a do primário, em módulo e fase;
- Fornecer no secundário uma corrente em níveis aceitáveis aos equipamentos a ele conectados.

O enrolamento primário desses equipamentos deve ser conectado em série com o sistema de potência e as cargas do TC (relés) devem ser conectadas em série com o terminal secundário.

Para padronizar os equipamentos de medição e proteção, o TC fornece em seu secundário uma corrente nominal de 5 A (Padrões ANSI e ABNT). Na Europa, essa é normatizada em 1 A.

A Relação de Transformação de um TC (RTC) pode ser expressa pela razão entre as espiras dos enrolamentos secundário e primário, conforme (3.1).

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

A RTC pode ser expressa também em termos das correntes nominais do primário e do secundário do TC de acordo com (3.2).

$$RTC = \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot \frac{5}{5} = \frac{I_{1nom}}{5} \quad (3.2)$$

Segundo o padrão ANSI, os valores de RTC podem ser de 10:5, 15:5, 25:5, 40:5, 50:5, 75:5, 100:5, 200:5, 300:5, 400:5, 600:5, 800:5, 1200:5, 1500:5, 2000:5, 3000:5, 4000:5, 5000:5, 6000:5, 8000:5 e 12000:5 A (IEEE Std C57.13-1993). Pela ABNT, os valores de RTC podem ser de 5:5, 10:5, 15:5, 20:5, 25:5, 30:5, 40:5, 50:5, 60:5, 75:5, 100:5, 125:5, 150:5, 200:5, 250:5, 300:5, 400:5, 500:5, 600:5, 800:5, 1000:5, 1200:5, 1500:5, 2000:5, 3000:5, 4000:5, 5000:5, 6000:5 e 8000:5 A (KINDERMANN, 2005).

Além disso, existem TCs com múltiplas RTCs, os quais são amplamente utilizados, podendo ser dos seguintes tipos (FILHO; MAMEDE, 2011):

- Com vários enrolamentos primários, sendo estes montados isoladamente sobre um único núcleo, conforme a Figura 3.1(a), que mostra um TC com relações 100/200:5 A;
- Com vários núcleos secundários, os quais são constituídos de dois ou mais enrolamentos secundários, sendo que cada um desses enrolamentos possui núcleo próprio, conforme a Figura 3.1 (b), a qual apresenta um TC de relações 400:5/5/5A;
- Com vários enrolamentos secundários, os quais são constituídos por núcleo único, envolvido pelo enrolamento primário e vários enrolamentos secundários, conforme a Figura 3.1 (c), a qual mostra um TC de relação 300:2,5/5A; e
- Com derivação no secundário, onde um núcleo único é envolvido pelos enrolamentos primário e secundário, sendo este provido de uma ou mais derivações, conforme a Figura 3.1(d), a qual apresenta um TC com relação 100/200/300:5.

Ressalta-se que somente uma das relações de transformação pode ser utilizada em TCs com derivação no secundário, conectando-se as cargas entre os terminais S_1 e o terminal secundário correspondente à respectiva RTC, de modo que os terminais secundários restantes fiquem em aberto. Por exemplo, caso o TC da Figura 3.1(d) seja utilizado com RTC de 100:5 A, a carga deve ser conectada entre os terminais S_1 e S_2 , mantendo-se os terminais S_3 e S_4 em aberto. Para utilização das outras RTCs, a conexão das cargas deve ocorrer de forma análoga.

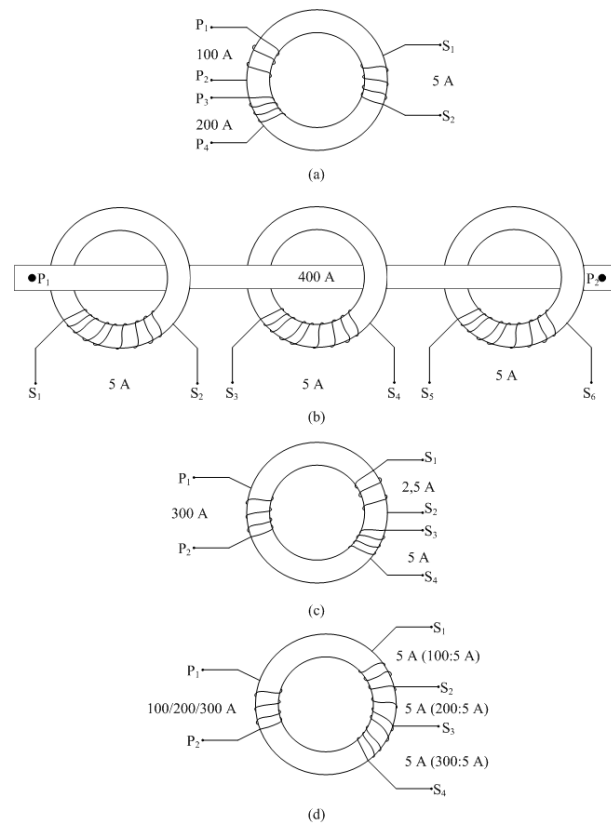


Figura 3.1 - TCs com relações múltiplas. (a) TC com vários enrolamentos primários. (b) TC com vários núcleos secundários. (c) TC com vários enrolamentos secundários. (d) TC com derivação no secundário.

3.2.2 Circuito Equivalente do Transformador de Corrente

Como a ocorrência de transitórios nos sistemas de potência tem influência na resposta dos TCs, ambas as condições de regime permanente e transitório devem ser consideradas quando se examinam as características de um TC. A Figura 3.2 mostra o circuito equivalente de um TC conectado a uma carga, onde a impedância de dispersão primária e a parte reativa do terminal secundário podem ser desconsideradas, uma vez que não afetam substancialmente o seu desempenho (IEEE Std C37.110-2007).

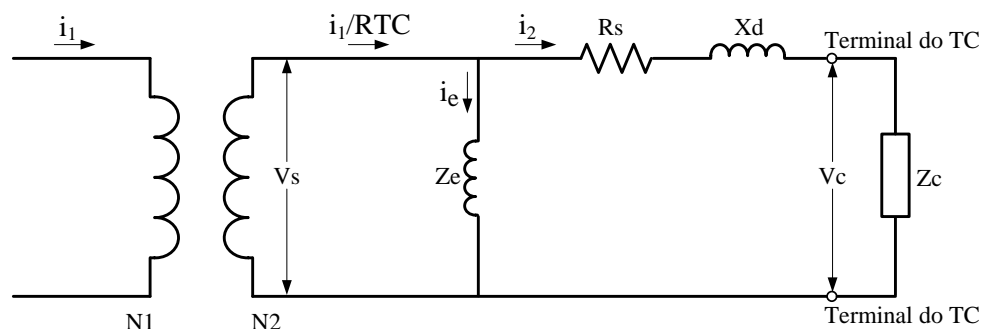


Figura 3.2 – Circuito Equivalente do TC e carga conectada.

Na Figura 3.2, i_1 representa a corrente primária, V_s a tensão secundária de excitação, i_e a corrente de excitação, i_1/RTC a corrente secundária total, Z_e a impedância do ramo de excitação, i_2 a corrente secundária que flui pela carga, R_s a resistência do enrolamento secundário, X_d a reatância de dispersão, V_c a tensão na carga e Z_c a impedância da carga. N_1 e N_2 representam o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. N_2/N_1 é a razão de espiras do TC.

A corrente de excitação i_e é dada pela Equação 3.3, na qual i_M representa a corrente de magnetização e i_{Loss} as perdas no núcleo. O valor de i_e é muito pequeno em condições normais de operação do TC (região linear da curva de magnetização do núcleo) e o erro causado por essa corrente é desprezível. Entretanto, em situações em que a corrente primária é muito elevada (curto-circuito), o TC pode entrar na porção não-linear da curva de excitação do núcleo, causando erros consideráveis à transformação como consequência do incremento desproporcional nos valores de i_e . Esse incremento causa distorções consideráveis na forma de onda da corrente que flui no secundário do TC. Os erros máximos admitidos para TCs de proteção são de 2,5% e 10%. Para serviço de proteção, valor mais comumente usado é o de 10% (IEEE Std C37.110-2007).

$$i_e = i_M + i_{Loss} \quad (3.3)$$

A corrente secundária total é dada por (3.4).

$$i_1/RTC = i_2 + i_e \quad (3.4)$$

Logo, a corrente primária total pode ser obtida por meio da Equação 3.5.

$$i_1 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot (i_2 + i_e) \quad (3.5)$$

3.2.3 Fator de Sobrecorrente (F.S.)

O fator de sobrecorrente (F.S.) do TC é definido como a relação entre a máxima corrente de curto-circuito eficaz que pode passar pelo primário e a corrente primária nominal para que o erro de sua classe seja mantido. O F.S. é dado pela Equação 3.6.

$$F.S. = \frac{I_1^{máx\ cc}}{I_{1\ nominal}} \quad (3.6)$$

Os valores de F.S. são padronizados de acordo com a norma vigente em cada país. O padrão ANSI estipula o valor do fator de sobrecorrente como 20. A ABNT estipula como valores de F.S. 5, 10, 15 e 20.

Construtivamente, o F.S. produz uma limitação no erro produzido pela não linearidade da curva de magnetização do núcleo do TC. Para valores eficazes de corrente de curto-circuito menores ou iguais ao F.S. vezes a corrente nominal do TC, o erro da transformação não deve exceder o valor máximo permitido (2,5% ou 10%).

3.2.4 Característica de Excitação do TC

A operação do TC é ilustrada por curvas de excitação, em escala logarítmica, obtidas a partir de testes de campo e geradas por cálculos durante o processo de fabricação. Essas curvas mostram a relação entre a tensão secundária de excitação (V_s) e a corrente de excitação do núcleo (I_e). A Figura 3.3 mostra um conjunto de curvas para um TC da classe C400.

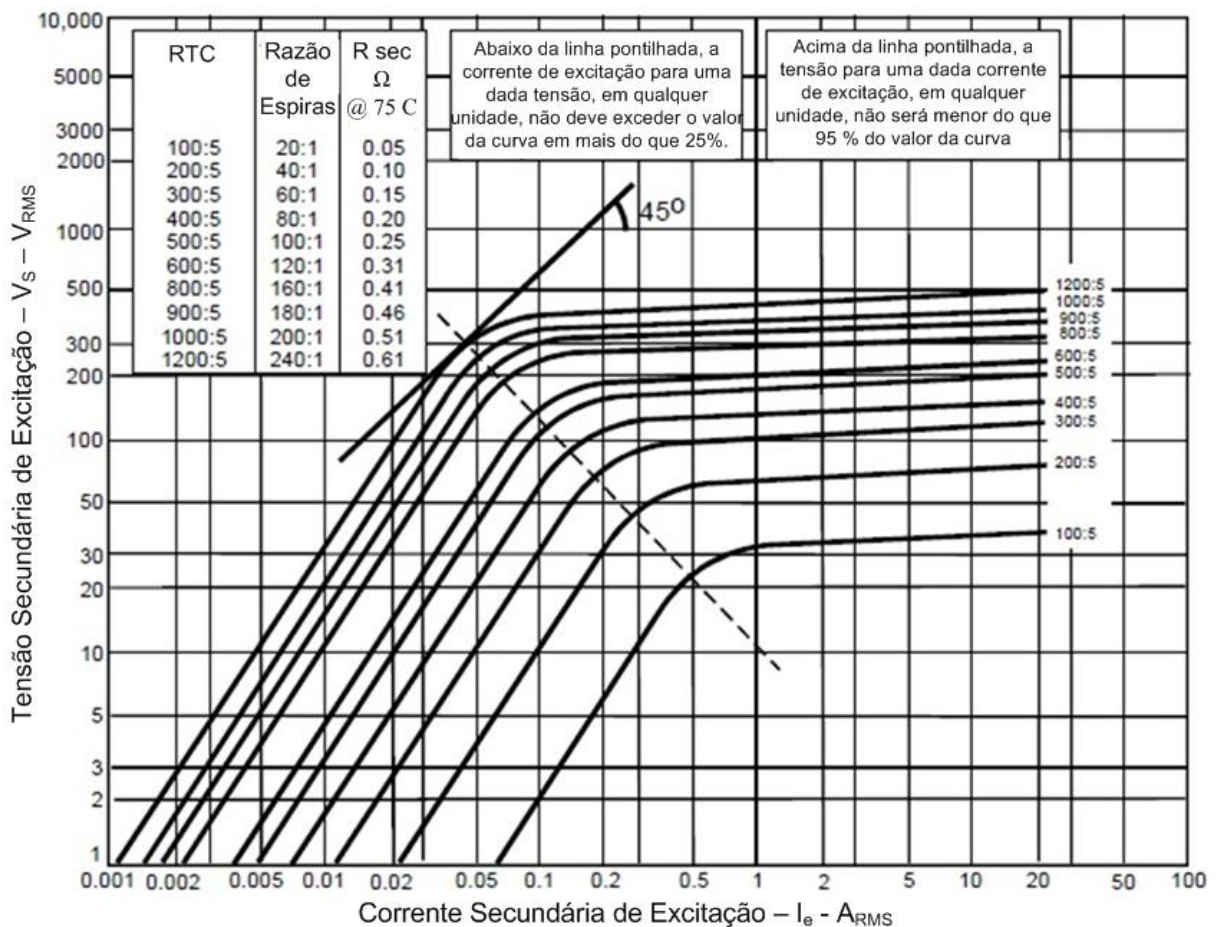


Figura 3.3 – Curvas de excitação típicas para TCs classe C com várias relações de transformação.
 FONTE: IEEE Std C37.110-2007.

Quando a tensão nos terminais da carga do TC é baixa, a corrente de excitação do núcleo também é baixa. Sendo assim, o erro causado por essa corrente não propicia grandes distorções à forma de onda do sinal da corrente secundária.

Por outro lado, o fluxo magnético no núcleo do TC aumenta quando a tensão nos terminais da carga aumenta em virtude de um incremento na carga ou da corrente secundária (nível de curto-circuito). Em algumas situações, o TC irá operar na região onde há um incremento desproporcional na corrente de excitação. Nessa região, o núcleo magnético encontra-se saturado e o TC apresenta elevada taxa de erro, podendo causar distorções significativas na forma de onda da corrente secundária.

3.2.5 Ponto de Joelho da Curva de Excitação (“*knee-point*”)

O joelho da curva de excitação é o ponto de máxima permeabilidade magnética do núcleo do transformador (IEEE Std C37.110-2007). Para valores de corrente e tensão inferiores às coordenadas desse ponto, considera-se que o TC opera na região linear da característica de excitação e os erros da transformação são desprezíveis. Entretanto, para valores acima do joelho da curva, o TC opera na região de saturação do núcleo, o que eleva a taxa de erro e provoca distorções na forma de onda da corrente no terminal secundário, conforme referido na Seção 3.2.4.

Embora a curva de saturação tenha um valor do ponto de joelho bem definido, ela não tem um ponto discernível de saturação (ZOCHOLL, 2004). No *IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers* (IEEE Std C57.13-1993), o joelho da curva de excitação é definido como o ponto em que a tangente da curva forma um ângulo de 45° com a abscissa. Essa definição é válida para TCs com núcleos sem entreferro e é ilustrada na Figura 3.3. Para núcleos com entreferro esse ângulo deve ser de 30°.

A norma europeia, derivada de BS 3938-1973 e também recomendada pela IEC, define o ponto de joelho como o ponto da curva de excitação em que um incremento de 10% na tensão de excitação provoca um aumento de 50% na corrente de excitação. A tangente nesse ponto tem uma inclinação que pode ser determinada com o auxílio da Equação (3.7).

$$\frac{\Delta V_s}{\Delta I_e} = \frac{\log(1+0,1)}{\log(1+0,5)} = 0,235 \quad (3.7)$$

Nesse ponto, a tangente cresce uma década vertical para 4,25 décadas horizontais, formando um ângulo de 13,228° com a abscissa. Note que nesse ponto a tensão é 20% a 25%

maior do que a tensão de joelho obtida pela definição descrita em IEEE C57.13-1993. A definição europeia para o ponto de joelho pode ser vista na Figura 3.4, onde V_J e I_J representam as coordenadas desse ponto.

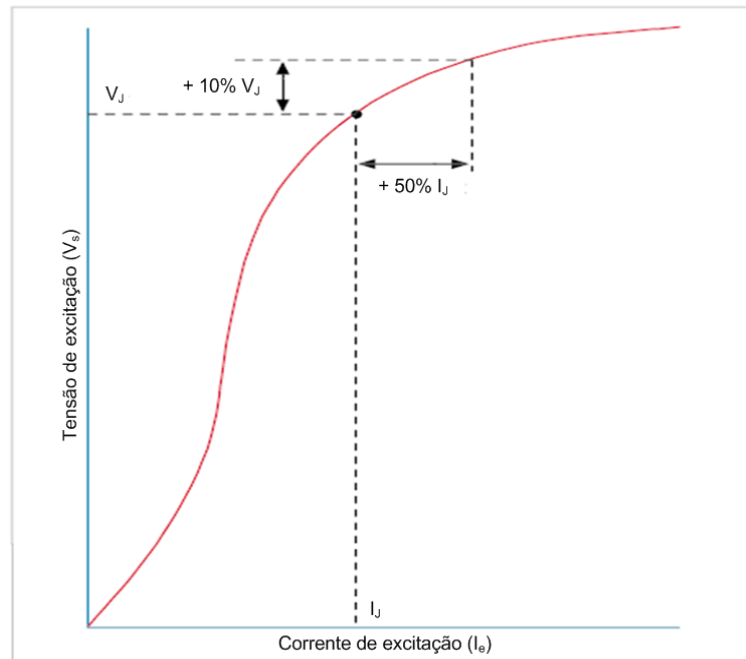


Figura 3.4 – Definição do ponto de joelho segundo a norma europeia.
FONTE: Network Protection & Automation Guide.

A Figura 3.5 apresenta os pontos de joelho segundo as definições da IEEE e da IEC, mostrando as diferenças entre as tensões desses pontos por cada uma das respectivas definições.

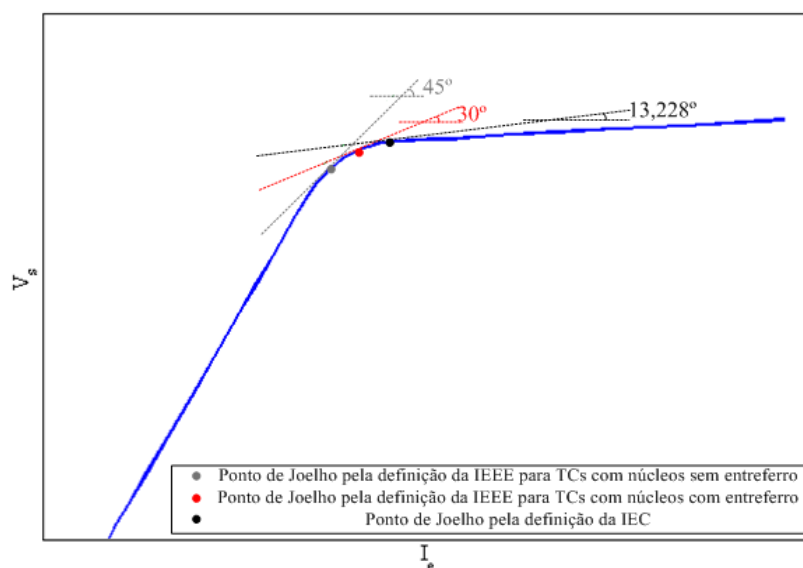


Figura 3.5– Pontos de joelho pelas definições da IEEE e da IEC.

Alguns fabricantes utilizam outras definições para o ponto de joelho. Um desses especifica o ponto como sendo o valor RMS da tensão de excitação que produz um pico de densidade de fluxo equivalente a 1,5 T. Outro fabricante considera o valor da tensão que produz uma corrente de excitação igual à corrente secundária nominal (IEEE Std C37.110-2007).

3.2.6 Classificação dos TCs quanto à Exatidão

3.2.6.1 Padrão ABNT

A ABNT define a classe de exatidão de um TC com base na medição do erro para uma corrente igual a nominal multiplicada pelo fator-limite de exatidão (mesmo F.S.), com uma carga nominal conectada ao secundário do TC (ABNT NBR 6856:2015).

Ainda, Kindermann (2005) afirma que a ABNT define a classe de exatidão de um TC com base na máxima potência aparente (VA) consumida pela carga para uma corrente nominal de 5 A. Ou seja, é a carga máxima que se pode conectar ao secundário do TC, em regime permanente, sem que o erro exceda o valor da sua classe para um curto-circuito máximo limitado pelo fator de sobrecorrente.

A nomenclatura para TCs de proteção, segundo o padrão nacional atual, se dá conforme a expressão (3.8).

$$\left\{ \begin{array}{c} 2,5 \\ 5 \\ 12,5 \\ 22,5 \\ 25 \\ 45 \\ 50 \\ 90 \\ 100 \\ 200 \end{array} \right\} VA \left\{ \begin{array}{c} 5 \\ 10 \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{c} P \\ PR \\ PX \\ PXR \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{c} 5 \\ 10 \\ 15 \\ 20 \end{array} \right\} \quad (3.8)$$

Em (3.8), o primeiro termo indica a potência aparente nominal da carga, seguida pela respectiva unidade (VA). Além disso, o termo seguinte indica o erro máximo da sua classe de exatidão em porcentagem e o último, diz respeito ao fator de sobrecorrente do respectivo TC. O quarto termo representa a classe do TC quanto ao nível de reatância e de remanescência no núcleo, onde:

- P – Indica TC para serviço de proteção, opera dentro da classe de exatidão para uma corrente de curto-circuito simétrica, sem limitação para o fluxo remanescente no núcleo (ABNT NBR 6856:2015);

- PR – Mesmo ao tipo P, porém apresenta baixa remanescência (ABNT NBR 6856:2015);
- PX – Indica TC para serviço de proteção cujo erro de transformação depende das suas características de magnetização, devendo ser determinado por testes, e não apresenta limite para o fluxo remanescente (ABNT NBR 6856:2015); e
- PXR – Mesmo que o tipo PX, porém apresenta baixa remanescência (ABNT NBR 6856:2015).

Além disso, segundo o padrão antigo da ABNT, a nomenclatura se dá conforme (3.9).

$$\left. \begin{array}{l} \{A\} \\ \{B\} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} 2,5 \\ 5 \\ 10 \end{array} \right\} F \left\{ \begin{array}{l} 5 \\ 10 \\ 15 \\ 20 \end{array} \right\} C \left\{ \begin{array}{l} 2,5 \\ 5 \\ 12,5 \\ 22,5 \\ 25 \\ 45 \\ 50 \\ 90 \\ 100 \\ 200 \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

Em (3.9), o primeiro termo indica se o TC é de alta (A) ou baixa (B) reatância. O segundo indica o erro admissível da sua classe de exatidão em porcentagem. A letra “F” refere-se a Fator de Sobrecorrente e o termo seguinte indica seu valor. A letra “C” refere-se à carga no secundário e o número seguinte indica o valor em VA da potência aparente no secundário para uma corrente nominal de 5 A.

3.2.6.2 Padrão ANSI

Segundo a *IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers* (IEEE Std C57.13-1993), a classe de exatidão é determinada por uma letra e a tensão secundária que descreve a performance do TC em regime permanente (classe de tensão). Esse valor é equivalente à tensão entregue a uma carga padrão, conectada ao secundário do TC, para uma corrente equivalente a 20 vezes a corrente nominal, sem exceder 10% de erro na transformação.

A nomenclatura segundo o padrão ANSI segue o modelo da expressão (3.10).

$$\left. \begin{array}{l} \{C\} \\ \{K\} \\ \{T\} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} 10 \\ 20 \\ 50 \\ 100 \\ 200 \\ 400 \\ 800 \end{array} \right\} \quad (3.10)$$

Onde:

- C – Indica que o fluxo de dispersão é desprezível e a característica de excitação pode ser usada diretamente para determinar o desempenho do TC (o erro pode ser calculado). Assume-se que as correntes de carga e de excitação estão em fase e que o enrolamento secundário está distribuído uniformemente (IEEE C37.110-2007).
- K – Mesmo que a classe C, porém a tensão no joelho da curva de excitação deve ser no mínimo 70% do valor nominal da tensão secundária especificada na nomenclatura. Transformadores dessa classe possuem núcleos maiores do que os correspondentes da classe C.
- T – Indica que o erro deve ser determinado por testes. Possuem o enrolamento primário enrolado. Essa classe de TCs apresenta significativo fluxo de dispersão no núcleo, o que contribui para um erro bastante considerável.

Ainda, a antiga classificação segundo o padrão ANSI era determinada pelo valor de erro, seguido por uma letra designando a reatância do TC e pelo valor indicando a classe de tensão secundária. Isso pode ser visto na expressão (3.11), onde L representa um TC de baixa reatância e H, um de alta reatância. Essa nomenclatura é aplicada somente a TCs antigos, sendo a maioria destes fabricados antes 1954.

$$\left. \begin{array}{l} \left. \begin{array}{l} \{2,5\} \\ \{10\} \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} \{L\} \\ \{H\} \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} 10 \\ 20 \\ 50 \\ 100 \\ 200 \\ 400 \\ 800 \end{array} \right\} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

3.2.7 Cargas Padrão para TCs

Segundo o IEEE Std C57.13-1993, a padronização das cargas dos TCs se dá de acordo com a Tabela 3.1. Nessa Tabela, verifica-se que as cargas com módulo de impedância entre 0,1 e 1,8 Ω destinam-se à TCs com função de medição, enquanto que as cargas de 1 a 8 Ω representam *burdens* para TCs empregados em esquemas de proteção.

Além disso, as associações entre carga e tensão no terminal secundário do TC, para uma corrente de 20 vezes a corrente nominal, são mostradas na Tabela 3.2. Ressalta-se que o valor dessa tensão, em módulo, é igual ao valor da carga multiplicado por 100.

**Tabela 3.1– Cargas padrão para TCs com enrolamentos secundários de 5A
(FONTE: IEEE Std C57.13-1993)**

| Carga | Designação da Carga | Resistência (Ω) | Indutância (mH) | Impedância (Ω) | VA (para 5 A) | Fator de Potência |
|-------------------|---------------------|--------------------------|-----------------|-------------------------|---------------|-------------------|
| TCs para medição | B-0.1 | 0,09 | 0,116 | 0,1 | 2,5 | 0,9 |
| | B-0.2 | 0,18 | 0,232 | 0,2 | 5 | 0,9 |
| | B-0.5 | 0,45 | 0,58 | 0,5 | 12,5 | 0,9 |
| | B-0.9 | 0,81 | 1,04 | 0,9 | 22,5 | 0,9 |
| | B-1.8 | 1,62 | 2,08 | 1,8 | 45 | 0,9 |
| TCs para proteção | B-1 | 0,5 | 2,3 | 1,0 | 25 | 0,5 |
| | B-2 | 1 | 4,6 | 2,0 | 50 | 0,5 |
| | B-4 | 2 | 9,2 | 4,0 | 100 | 0,5 |
| | B-8 | 4 | 18,4 | 8,0 | 200 | 0,5 |

**Tabela 3.2 – Associação entre cargas e TCs de acordo com a classe de tensão
(FONTE: IEEE Std C57.13-1993)**

| Tensão no terminal secundário (em volts, para uma corrente igual a 20 vezes a nominal) | Carga padrão |
|--|--------------|
| 10 | B-0.1 |
| 20 | B-0.2 |
| 50 | B-0.5 |
| 100 | B-1 |
| 200 | B-2 |
| 400 | B-4 |
| 800 | B-8 |

3.2.8 Tipos Construtivos

Quanto aos aspectos construtivos, os TCs podem ser classificados de acordo com o modelo de enrolamento primário e com o formato do núcleo (IEEE Std C57.13-1993 e IEEE Std C37.110-2007). Os principais tipos construtivos de TC são:

- **TC tipo enrolado** – O enrolamento primário é formado por uma ou mais espiras que envolvem mecanicamente o núcleo. Os enrolamentos primário e secundário são isolados entre si e isolados do núcleo, tudo em uma única estrutura. São os TCs da classe T pelo padrão ANSI, os quais possuem alta reatância e elevado fluxo de dispersão no núcleo. Transformadores deste tipo recebem a letra H na nomenclatura pelo padrão ANSI antigo e a letra A pelo padrão ABNT;
- **TC tipo bucha** – Transformador de núcleo toroidal com enrolamento secundário acoplado ao núcleo e isolado deste. Usa um condutor completamente isolado que passa no interior do núcleo como enrolamento primário;

- TC tipo janela – Semelhante ao tipo bucha, possui enrolamento secundário isolado e permanentemente acoplado ao núcleo, mas não possui enrolamento primário como parte integrante da estrutura. Um condutor que passa pelo interior do núcleo é utilizado como enrolamento primário. O ar é o meio isolante entre o condutor do primário e a estrutura do TC.

É importante ressaltar que TCs do tipo bucha e do tipo janela são transformadores das classes C e K, pelo padrão ANSI, os quais apresentam baixa reatância, recebendo a letra L ou B em sua nomenclatura, respectivamente, pelos padrões ANSI antigo e ABNT. A Figura 3.6 ilustra os principais tipos de TCs destinados à proteção de sistemas elétricos de potência. Mais detalhes podem ser encontrados no IEEE Std C57.13-1993 e no IEEE Std C37.110-2007.

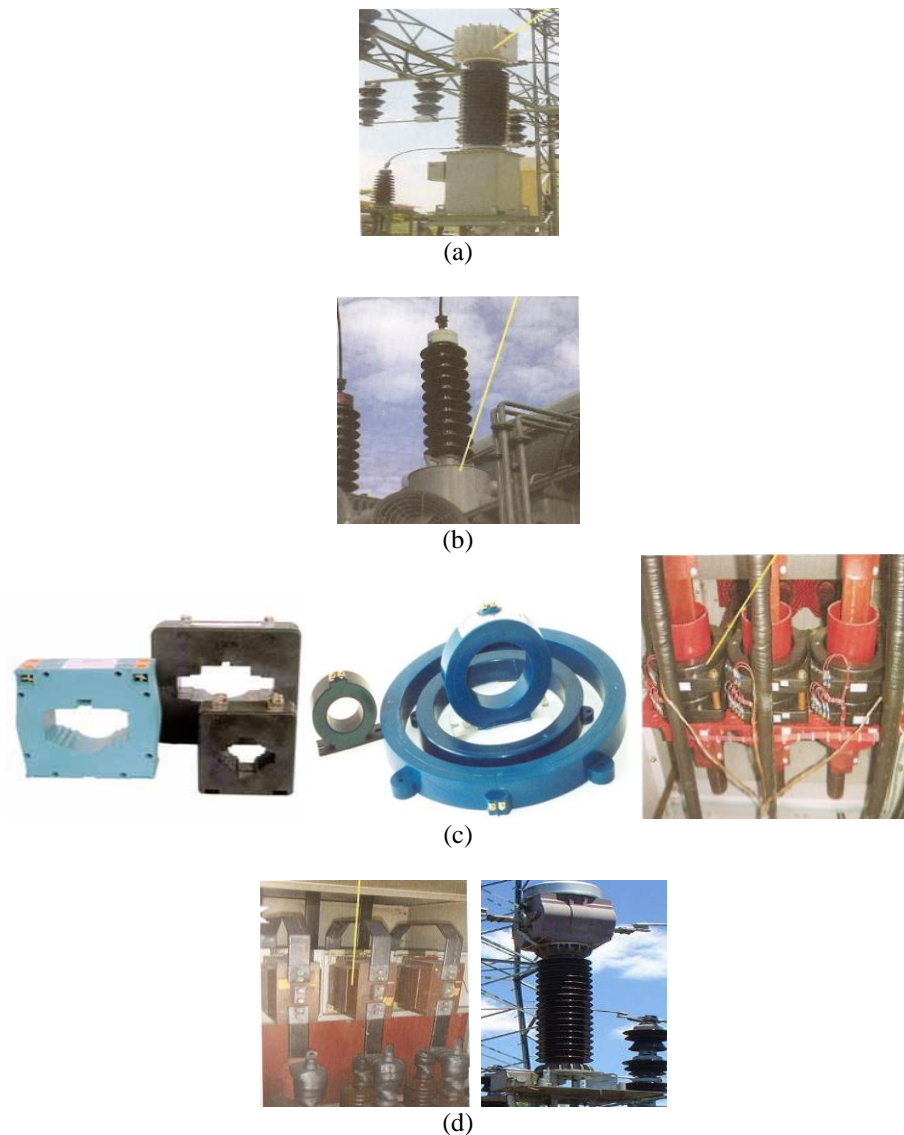


Figura 3.6– Tipos Construtivos de TCs para proteção. (a) Tipo enrolado. (b) Tipo bucha. (c) Tipo janela. (d) Tipo barra.

3.3 Especificação de TCs quanto a Relação de Transformação

Para especificar a relação de transformação dos TCs, basicamente, dois critérios devem ser considerados. O primeiro critério considera a corrente de carga do alimentador. O segundo considera o fator de sobrecorrente. Os dois critérios utilizam valores de corrente simétrica eficaz nos cálculos.

Ambos os critérios devem ser analisados, a fim de garantir que o transformador de corrente opere corretamente, tanto para as correntes de carga quanto para as de curto-circuito, garantindo que o erro máximo da respectiva classe não seja excedido (IEEE C37.110-2007).

3.3.1 Critério da Corrente Nominal de Carga do Alimentador

A relação de transformação do TC deve cobrir a corrente nominal do alimentador, conforme a expressão (3.12). A escolha da RTC por esse critério não é definitiva, uma vez que o critério do curto-circuito também deve ser satisfeito.

$$I_{1TC} > I_{\text{Nominal do alimentador}} \quad (3.12)$$

3.3.2 Critério do Curto-Circuito

Além de satisfazer a expressão (3.12), a relação de transformação do TC deve satisfazer a condição imposta pelo fator de sobrecorrente. A corrente primária nominal do TC deverá ser maior ou igual à corrente máxima simétrica de curto-circuito dividida pelo F.S., conforme a expressão (3.13).

$$I_{1TC} \geq \frac{I_{CC \max}}{F.S.} \quad (3.13)$$

3.4 Saturação de TCs

Na Figura 3.7 é ilustrado o circuito simplificado de um TC, onde i_1/RTC é a corrente secundária total (corrente primária dividida pela relação de transformação), i_e é a corrente de excitação do núcleo e i_2 é a corrente disponível no terminal secundário, que alimenta a carga R . O valor de i_2 é dado por (3.14). X_m , R_m e Z_m representam, respectivamente, a reatância, a resistência e a impedância do ramo de magnetização.

$$i_2 = \frac{i_1}{RTC} - i_e \quad (3.14)$$

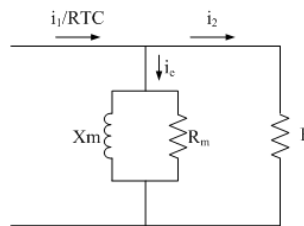


Figura 3.7 – Circuito simplificado do transformador de corrente.

A corrente de excitação está sempre presente, porém seu valor é muito pequeno em condições normais, pois a impedância do ramo de magnetização é grande. Sendo assim, o erro causado devido a i_e é muito pequeno. Contudo, quando ocorre a saturação magnética do núcleo, o valor de Z_m cai drasticamente, e a maior parte da corrente i_1/RTC passa pelo ramo de magnetização, causando distorção na forma de onda do sinal recebido pela carga do TC. A Figura 3.8 ilustra as formas de onda de um sinal de corrente ideal e de um sinal distorcido pela saturação.

Durante a saturação do TC, a impedância vista por relés de distância ($Z=V/I$) pode ser maior do que o valor esperado, promovendo assim um problema de subalcançe neste tipo de proteção (MOONEY, 2008).

No caso dos relés de sobrecorrente, a saturação do TC pode fazer com que a corrente vista pelos relés seja inferior a real, implicando na não operação ou atraso no tempo de operação dos mesmos (KOJOVIC, 2002 e EL-AMIN; AL-ABBAS, 2006).

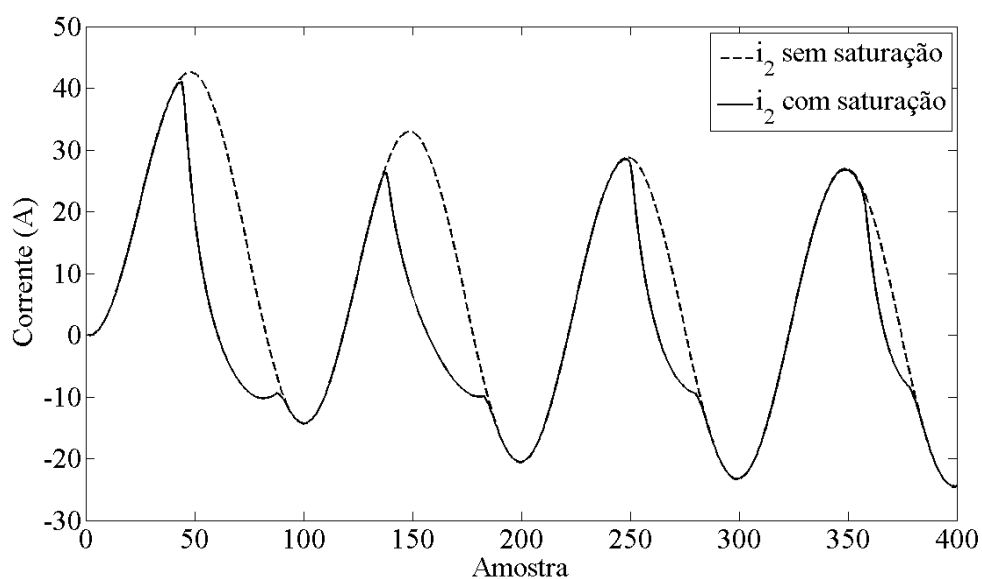


Figura 3.8 – Formas de onda da corrente secundária para um TC saturado e não-saturado.

Além disso, relés diferenciais podem operar indevidamente por influência da saturação dos TCs para uma falta externa (REBIZANT *et al.*, 2004).

As principais causas da saturação dos TCs são as componentes unidirecionais das correntes de curto-circuito, o fluxo magnético remanescente no núcleo e a carga do TC (IEEE Std C57.13-1993 e IEEE Std C37.110-2007). Uma solução seria o dimensionamento do TC com um núcleo maior, entretanto, isso aumentaria o seu custo.

Por esses motivos, diversos métodos que visem detectar os intervalos de saturação dos TCs são propostos por diversos autores. A partir desses intervalos, pode-se providenciar a correção dos sinais de corrente distorcidos em virtude do fenômeno. Assim, garante-se o funcionamento adequado dos esquemas de proteção, aumentando a sua confiabilidade. Propostas para este fim são apresentadas no Capítulo 5.

3.4.1 Características Dinâmicas

3.4.1.1 Variação do Fluxo com Corrente Primária Assimétrica

A componente exponencial, ou unidirecional, de uma corrente assimétrica causa um grande incremento ao fluxo magnético no núcleo do TC. Quando a assimetria é máxima, o fluxo no núcleo do TC pode aumentar para $1+X/R$ vezes o fluxo resultante de um sinal senoidal (sem componente unidirecional), sendo que X e R representam, respectivamente, a reatância e a resistência primária do sistema até o ponto da falta (IEEE C37.110-2007).

As Figuras 3.9 e 3.10 mostram o comportamento do fluxo para uma corrente simétrica e assimétrica. A Figura 3.9 mostra o fluxo resultante para uma corrente primária sem assimetria. Nessa situação, o núcleo do TC não entra na região saturada de operação e, conseqüentemente, não causa distorções na forma de onda da corrente secundária.

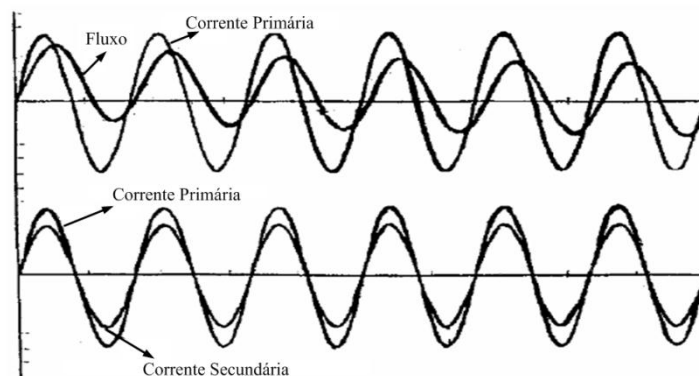


Figura 3.9 – TC não saturado: Relação entre corrente primária e fluxo.
FONTE: IEEE Std C37.110-2007.

A Figura 3.10 mostra o fluxo resultante e a corrente secundária quando a corrente primária é completamente assimétrica. O aumento do fluxo não é instantâneo, indicando que a saturação não ocorre instantaneamente. Esse intervalo até a saturação é conhecido como “*time-to-saturation*” (tempo até a saturação).

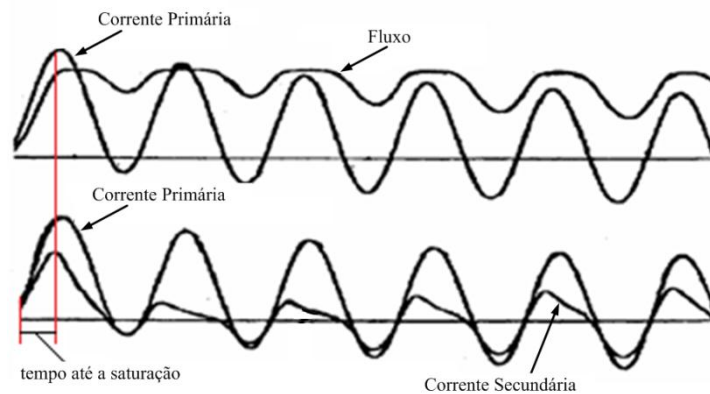


Figura 3.10 – TC saturado: Relação entre corrente primária e fluxo.
FONTE: IEEE Std C37.110-2007.

3.4.1.2 Tensão de Saturação

A tensão de saturação (V_x) é definida como a tensão simétrica, sobre o enrolamento secundário do TC, para a qual o pico de indução excede o valor da densidade de fluxo de saturação do núcleo (IEEE Std C37.110-2007).

3.4.1.3 Critérios para Evitar a Saturação

Os efeitos da saturação podem ser evitados pelo dimensionamento da carga do TC e da tensão do ponto de joelho com valor acima da tensão requerida para uma falta máxima. Esses critérios devem ser observados considerando a possibilidade da existência de fluxo remanescente no núcleo e de componentes unidirecionais nas correntes de curto-circuito. A tensão do ponto de joelho deve variar entre 50% e 70% do valor padrão da tensão para a respectiva classe de exatidão do TC. A saturação pode ser evitada com base nos seguintes critérios:

- 1) Para evitar a saturação causada por correntes simétricas, a tensão de saturação (V_x) deve cobrir o valor de tensão secundária de excitação gerada pela máxima corrente primária, conforme (3.15).

$$V_x > I_s \cdot Z_s \quad (3.15)$$

Em (3.15), I_s representa a máxima corrente eficaz primária dividida pela relação de transformação e Z_s é a carga secundária total ($R_s + X_L + Z_C$, onde R_s é a resistência do secundário, X_L é reatância de dispersão e Z_C é a impedância da carga). É importante ressaltar que X_L é desprezível em TCs de baixa reatância (Tipo C).

- 2) Para evitar a saturação na presença de corrente eficaz assimétrica, com carga puramente resistiva, a tensão de saturação deve satisfazer (3.16).

$$V_x > I_s \cdot Z_s \cdot \left(1 + \frac{X}{R}\right) \quad (3.16)$$

Se a carga do TC tiver uma parcela indutiva, a tensão de saturação, para a corrente assimétrica, é dada conforme (3.17).

$$V_x > I_s \cdot Z_s \cdot \left(1 + \frac{X}{R} \cdot \frac{R_s + R_c}{Z_s}\right) \quad (3.17)$$

Considerando o fluxo remanescente, a tensão de saturação é dada por (3.18).

$$V_x > \frac{I_s \cdot Z_s \cdot \left(1 + \frac{X}{R} \cdot \frac{R_s + R_c}{Z_s}\right)}{1 - F_R} \quad (3.18)$$

Na Equação 3.18, F_R representa o fluxo remanescente em p.u.

Esses critérios geralmente resultam em TCs com núcleos muito grandes, podendo inviabilizar o seu uso. Dessa forma, algumas medidas compensadoras devem ser realizadas para minimizar os efeitos da saturação sobre os relés de proteção (IEEE Std C37.110-2007).

3.4.1.4 Causas da Saturação

O tempo até a saturação é importante para o projeto e aplicação de relés de proteção. Geralmente, um TC é capaz de reproduzir precisamente correntes assimétricas por um ou dois ciclos antes de entrar na região saturada de operação. Segundo o guia da IEEE para aplicação de TCs utilizados para proteção (IEEE Std C37.110-2007), os parâmetros que determinam o tempo até a saturação do TC são:

- 1) Grau de assimetria da corrente de falta: A razão X/R do sistema e o ângulo de incidência de falta determinam o grau de assimetria da forma de onda da corrente primária. A componente unidirecional contribui com um incremento no fluxo. Quanto maior o grau de assimetria, mais rápido ocorrerá a saturação do TC.

- 2) Magnitude da corrente de falta: A magnitude da corrente assimétrica é proporcional a magnitude da componente senoidal da corrente. Quanto maior a intensidade da corrente, mais rápido é o incremento de fluxo até o ponto de saturação.
- 3) Fluxo remanescente no núcleo do TC: O fluxo remanescente (ou residual) no núcleo do TC irá se somar ou subtrair ao fluxo gerado pelas correntes que fluem através do terminal primário do TC, dependendo da polaridade do fluxo gerado. Quando a presença de fluxo remanescente resulta em um incremento no fluxo total do núcleo, o tempo até a saturação do TC é menor. Nos casos em que o fluxo residual é muito alto, o TC pode saturar em menos de $\frac{1}{4}$ de ciclo após o início da falta.
- 4) Impedância do circuito secundário: Um TC com elevada carga secundária irá saturar mais rápido do que quando conectado a cargas menores de mesmo fator de potência. Isso ocorre porque cargas elevadas demandam maior tensão para um dado valor de corrente e o fluxo é proporcional a tensão. Para duas impedâncias de mesma magnitude, a que tiver maior parcela indutiva (fator de potência menor) fará com que o TC sature de forma mais lenta, ou seja, o tempo até a saturação é maior do que para cargas puramente resistivas ou com menores parcelas indutivas. Isso ocorre porque a indutância representa baixa impedância para componentes contínuas das correntes assimétricas, reduzindo a tensão na carga e o fluxo associado.
- 5) Tensão de saturação: A impedância secundária de excitação de um TC depende da quantidade de ferro no núcleo. Quanto maior a área da seção transversal do núcleo, maior o fluxo requerido para a saturação do mesmo. Isso aumenta o valor da tensão de saturação e, conseqüentemente, aumenta o tempo até a saturação.
- 6) Razão de espiras: Para uma dada área de núcleo e valor de corrente primária, aumentando a razão de espiras do TC o fluxo diminui e, por isso, a densidade de fluxo é reduzida (IEEE C37.110-2007).

3.4.2 Os Efeitos do Fluxo Remanescente

O fluxo remanescente no núcleo do TC depende do valor de fluxo imediatamente antes da interrupção da corrente primária. O valor de fluxo é determinado pelo valor da corrente primária simétrica, da componente unidirecional e da impedância do circuito secundário. O máximo fluxo remanescente ocorre quando a corrente primária é interrompida enquanto o transformador encontra-se saturado (IEEE Std C37.110-2007).

Devido a sua polaridade, o fluxo remanescente pode levar o TC à saturação mais rapidamente durante eventos como curtos-circuitos, conforme abordado na seção anterior.

Uma vez estabelecido no núcleo do TC, o fluxo remanescente é lentamente dissipado. Uma tensão equivalente a 60% da tensão do ponto de joelho deve ser aplicada para reduzir o fluxo remanescente em menos de 10% da densidade de fluxo de saturação. O fluxo remanescente permanecerá no núcleo até que este seja desmagnetizado.

O fluxo remanescente pode ser controlado de diversas formas, incluindo o uso de:

- Diferentes quantias de aço no núcleo: Núcleos laminados a frio, grãos-orientados e aço silício são os materiais usados na maioria dos TCs de proteção. Esses materiais podem ter fluxo remanescente de até 80% do valor de saturação. Núcleos laminados a quente não tem a mesma permeabilidade magnética nem as baixas perdas dos núcleos laminados a frio, porém o fluxo remanescente máximo é equivalente a, aproximadamente, metade do valor para os núcleos laminados a frio.
- Núcleos com entreferro: Causam dois efeitos no desempenho do TC – elevam a corrente de magnetização e reduzem a possibilidade de remanescência. A presença de entreferros no núcleo não afeta o desempenho do TC, mas reduz o fluxo remanescente a valores muito pequenos. TCs com entreferros grandes em seus núcleos, às vezes referidos como núcleos linearizados, têm baixa ou nenhuma remanescência.
- Núcleo com duas magnetizações: Consiste de um núcleo feito de duas seções iguais. Devido a um arranjo apropriado de enrolamentos e a presença de uma fonte CC, uma seção do núcleo é magnetizada com até 75% da máxima densidade de fluxo com polaridade positiva, enquanto a outra seção do núcleo é magnetizada com polaridade negativa. O transformador opera normalmente exceto pela ação de anulação do fluxo. Essa ação protege contra a existência de qualquer remanescência no núcleo do TC. Caso a fonte CC falhe, não ocorrerá a anulação do fluxo e a operação será equivalente a de um TC convencional.

3.4.3 Efeitos da Saturação Sobre os Principais Tipos de Proteção

3.4.3.1 Efeitos da Saturação em Relés de Sobrecorrente

El-Amin e Al-Abbas (2006) afirmam que TCs saturados podem prover corrente suficiente para a operação de relés de sobrecorrente instantâneos, não afetando o desempenho dos mesmos. Entretanto, a Figura 3.11 demonstra um exemplo de atraso na operação de um relé de sobrecorrente instantâneo (ANSI 50) de fase sob o efeito da saturação do TC. Nesse

caso o relé 50 está ajustado para enviar um sinal para a abertura do disjuntor quando a corrente de curto-circuito for maior do que 27 A no secundário do TC.

Através da Figura 3.11, pode-se perceber o atraso de operação do relé, o qual ocorre em virtude da saturação do transformador de corrente, uma vez que, para o sinal de corrente sem distorções, o mesmo deveria atuar no instante 213,67 ms (13,67 ms após a ocorrência da falta).

No entanto, ao processar o sinal distorcido por saturação, o relé irá operar com um atraso de 43,9 ms em relação ao tempo de atuação para o sinal ideal.

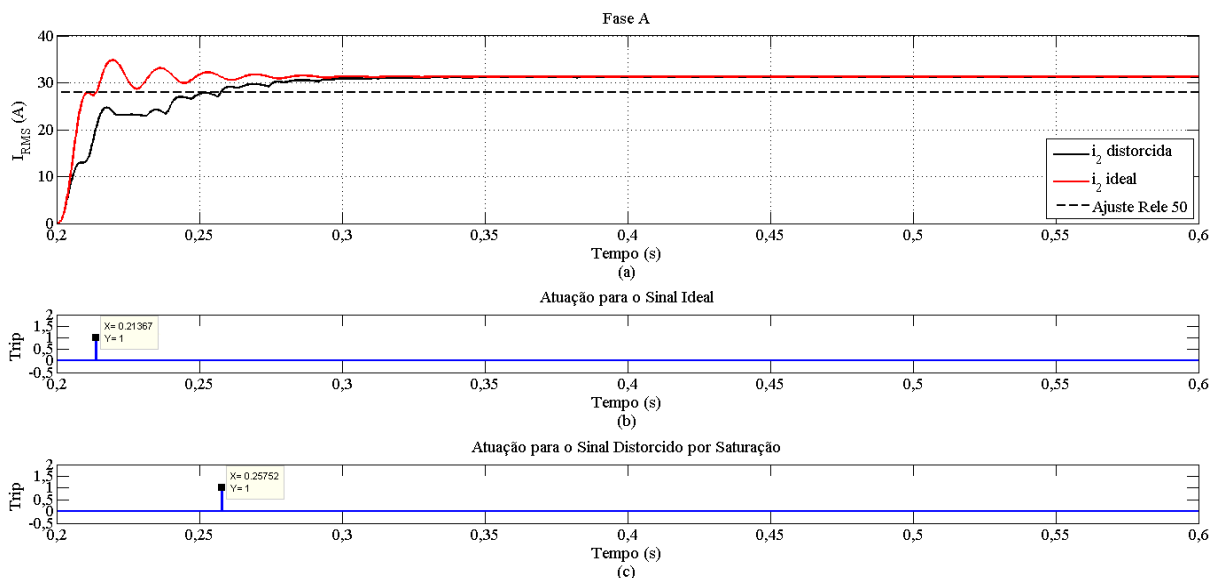


Figura 3.11 – Atuação de um relé de sobrecorrente instantâneo. (a) Valores RMS das correntes vistas pelo relé 50. (b) Atuação para o processamento do sinal ideal. (c) Atuação para o processamento do sinal distorcido por saturação.

Já, com relação aos relés temporizados, El-Amin e Al-Abbas (2006) afirmam que os mesmos podem apresentar atrasos significativos em sua operação devido à saturação do TC, dependendo da severidade dessa saturação. Vale ressaltar que a severidade da saturação está relacionada ao nível de corrente de curto-circuito, à constante X/R do sistema, à carga do TC e ao fluxo remanescente no núcleo.

Um exemplo disto pode ser visto na Figura 3.12. Essa Figura apresenta os tempos de sensibilização para um relé de sobrecorrente temporizado, ajustado em 25 A no secundário do TC e para atuar na curva 5% da família de curvas inversas da IEC (KINDERMANN, 2005), para a mesma falta exposta na Figura 3.11(a). Segundo a característica de atuação escolhida para esse relé, o mesmo atuaria em aproximadamente 43 segundos após a sua sensibilização, caso o nível da corrente de curto-circuito permanecesse maior do que seu ajuste durante este

intervalo. Por outro lado, quando o sinal de corrente encontra-se distorcido por saturação, este tempo aumenta para, aproximadamente, 92 segundos.

Esse incremento demasiado no tempo de operação do relé 51 representa uma situação indesejável, uma vez que a permanência de elevadas correntes de falta circulando na rede por longos intervalos de tempo pode danificar os equipamentos conectados ao sistema.

Apesar disso, Kojovic (2002) afirma que, se os relés de sobrecorrente forem ajustados adequadamente, os atrasos na operação desses equipamentos não causarão problemas de descoordenação com outros dispositivos de proteção.

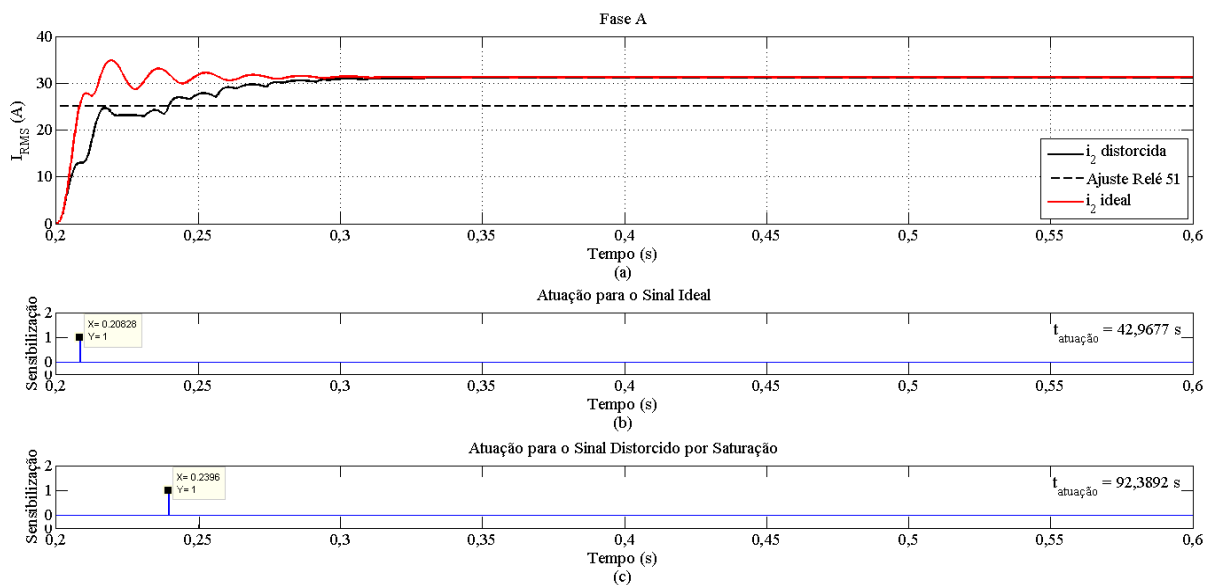


Figura 3.12 – Atuação de um relé de sobrecorrente temporizado. (a) Valores RMS das correntes vistas pelo relé 51. (b) Sensibilização para o processamento do sinal ideal. (c) Sensibilização para o processamento do sinal distorcido por saturação.

É importante ressaltar que os tempos de atuação do relé 51, obtidos para ambas as situações expostas na Figura 3.12, foram calculados de acordo com a Equação 3.19, a qual descreve a característica do múltiplo de corrente versus o tempo de atuação do relé para a família de curvas inversas da IEC (KINDERMANN, 2005).

$$t_{atuação\ 51} = T_{curva} \cdot \left(\frac{K}{M^\alpha - \beta} + L \right) \quad (3.19)$$

Na Equação (3.19), T_{curva} representa o valor da curva escolhida dentre as disponíveis, entre 5% a 100%, dividido por 100 e M é o múltiplo de corrente dado pela razão entre o valor RMS da corrente no momento da sensibilização do relé e o seu ajuste. Além disso, para a família de curvas inversas da IEC tem-se $K = 0,14$, $\alpha = 0,02$, $\beta = 1$ e $L = 0$.

3.4.3.2 Efeitos da Saturação em Relés de Distância

Mooney (2008) verificou que a saturação do TC resulta em uma redução na magnitude de corrente e defasagem angular, implicando em um aumento significativo na impedância vista por relés de distância. Isto resulta em problemas de subalcance e atrasos na operação desses relés.

Um exemplo de atraso na operação de um relé 21 do tipo Mho, auto-polarizado, é mostrado na Figura 3.13. Essa Figura mostra a atuação de um relé 21 processando os mesmos sinais de corrente mostrados nas Figuras 3.11 e 3.12, os quais são provenientes de um curto-circuito dentro da zona de proteção instantânea do relé. Em (a), são mostradas as impedâncias vistas pelo referido dispositivo de proteção, quando este processa o sinal de corrente ideal e o sinal de corrente distorcido pela saturação do TC. Além disso, em (b) e (c), são mostrados os tempos de atuação do relé processando os referidos sinais.

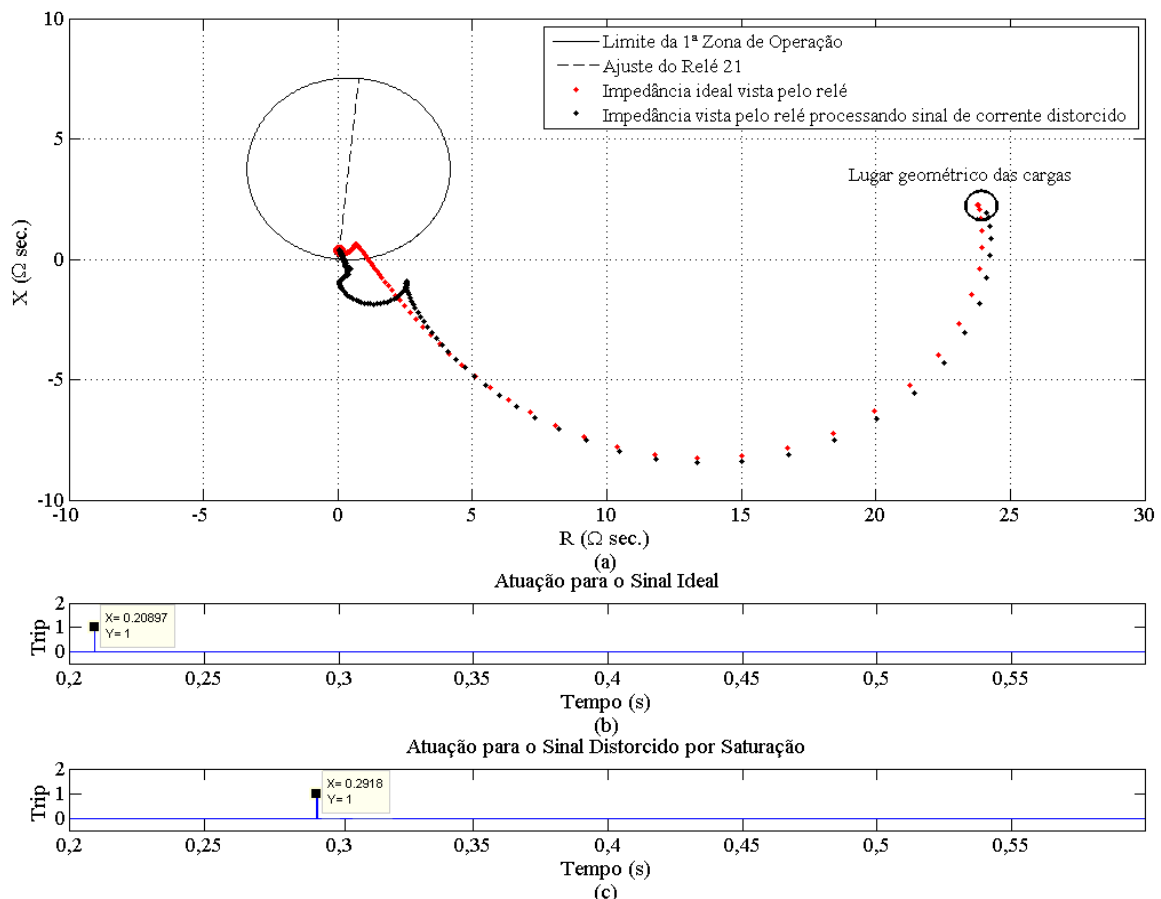


Figura 3.13 – Atuação de um relé de distância. (a) Valores de impedância vistos pelo relé (b) Atuação para o processamento do sinal ideal. (c) Atuação para o processamento do sinal distorcido por saturação.

Por se tratar de uma zona de atuação instantânea, o sinal para abertura do disjuntor seria enviado no instante em que a impedância entra na zona delimitada pela circunferência

no plano R-X. Essa circunferência é dada em função do ajuste do relé e sua característica de atuação (relé de admitância).

Observando a Figura 3.13, pode-se perceber que o caminho desenvolvido pelas impedâncias calculadas para o sinal de corrente distorcido torna-se bastante diferente daquele desenvolvido pelas impedâncias ideais a partir do momento em que ocorre a saturação do TC.

Dessa forma, as impedâncias vistas pelo relé para o sinal distorcido entram na zona de operação instantânea com um atraso de 82,8 ms em relação à operação para o sinal ideal.

Vale ressaltar que, caso a impedância vista pelo relé não entrasse na área delimitada pela circunferência no plano R-X, ficaria caracterizado um problema de subcance, pois o relé não atuaria na primeira zona para uma falta nessa região.

3.4.3.3 *Efeitos da Saturação em Relés Diferenciais Percentuais e em Esquemas que Utilizam a Conexão Diferencial*

Embora relés diferenciais percentuais sejam considerados confiáveis e robustos, existem situações em que esses dispositivos serão induzidos a operar indevidamente. Critérios de alta sensibilidade e seletividade podem não considerar a possibilidade da saturação do TC para faltas externas, podendo levar o relé a operar de forma incorreta (REBIZANT *et al.*, 2004).

A saturação do TC, durante faltas externas, gera correntes diferenciais fictícias que podem ser maiores do que os valores de ajuste para operação do relé diferencial percentual ou para a operação de um relé de sobrecorrente que utilize a conexão diferencial. Sendo assim, ambos os relés irão considerar a falta externa como interna e atuarão indevidamente (DASHTI *et al.*, 2007).

Nesse contexto, a Figura 3.14 mostra a atuação de um relé de sobrecorrente em conexão diferencial que atua indevidamente para uma falta externa a zona de proteção em decorrência da saturação de um dos TCs que o alimentam. As distorções na forma de onda do sinal proveniente do TC saturado provocam o surgimento de elevadas correntes diferenciais. Assim, a atuação indevida do relé ocorre 35,77 ms após a ocorrência da falta quando o valor da corrente diferencial que passa pelo relé de sobrecorrente se torna maior do que o valor de ajuste. Nesse caso, o equipamento protegido seria desconectado do sistema sem a necessidade dessa ação, podendo interromper o fornecimento de energia elétrica a um trecho maior do sistema do que aquele a ser isolado pela proteção local do trecho em falta.

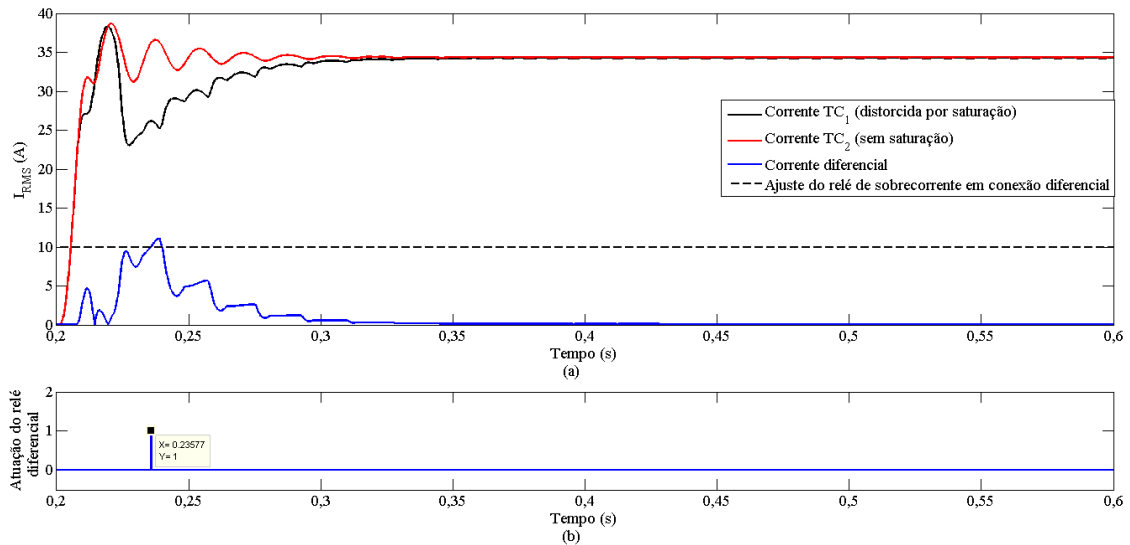


Figura 3.14 – Atuação indevida de um relé de sobrecorrente em conexão diferencial. (a) Valores RMS dos sinais de corrente recebidos pelo relé e da corrente diferencial. (b) Atuação do relé.

3.5 Considerações Finais

Neste Capítulo, introduziram-se os fundamentos dos TCs e o fenômeno da saturação dos seus núcleos. Tal abordagem teórica foi realizada com objetivo de fornecer conhecimentos básicos sobre este fenômeno. Noções básicas relacionadas à especificação e fabricação dos TCs foram abordadas. Também foram discutidos conceitos básicos para o melhor entendimento do fenômeno da saturação.

A saturação dos TCs pode implicar na operação indevida dos relés de proteção conectados e, até mesmo, na não operação ou no atraso no tempo de atuação dos mesmos.

Os efeitos da saturação dos TCs sobre os principais tipos de relés de proteção também foram apresentados.

No Capítulo seguinte é apresentada uma nova metodologia para a estimação de frequência, bem como é introduzida a ideia do cálculo desse parâmetro a partir de sinais de corrente. Além disso, o referido Capítulo propõe a utilização da resposta do referido estimador de frequência na correção das formas de onda secundárias distorcidas por saturação.

Capítulo 4

PROPOSTA PARA ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA E APLICAÇÃO EM SINAIS DE CORRENTE

4.1 Considerações Gerais

Estimadores de frequência são amplamente utilizados em Sistemas Elétricos de Potência como forma de monitorar a qualidade da energia fornecida, uma vez que esta é garantida por níveis de tensão e frequência constantes, além de forma de onda senoidal sem distorções harmônicas (GALVÃO; UDAETA, 2004). Ainda, como a frequência sofre variações conforme a carga do sistema, esses estimadores são também utilizados em relés digitais, sendo estes aplicados em esquemas de proteção e rejeição ou inserção de cargas (HOROWITZ; PHADKE, 2008).

Nesse Capítulo, propõe-se utilizar a técnica proposta para estimação de frequência processando os sinais de corrente da rede, obtidos a partir de TCs, de modo a se obter a frequência do sinal de corrente para aplicação na correção das formas de onda distorcidas pela saturação do núcleo desses transformadores. Além disso, o Capítulo descreve o método proposto para estimação de frequência e apresenta seu desempenho para diversas condições operacionais do SEP, comparado com o desempenho obtido por outros quatro métodos estimadores.

4.2 Frequência do Sinal da Corrente de Curto-Circuito

Em regime permanente, a frequência do sinal de corrente é igual à frequência do sinal de tensão da rede, ou seja, possui a frequência nominal do sistema. Entretanto, em curtos-circuitos, durante os primeiros ciclos após o início da falta, a frequência do sinal de corrente sofre desvio em função do incremento causado pela componente exponencial.

Após a incidência da falta, ocorre aumento do intervalo de tempo correspondente a um ciclo do sinal e, conseqüentemente, a frequência diminui. Nos ciclos seguintes, a frequência sofre incremento não constante, até que a corrente de curto-circuito atinja o regime

permanente, onde a frequência do sinal retorna ao valor nominal (60 ou 50 Hz). A Figura 4.1 ilustra o que ocorre com a frequência e o período do sinal de corrente antes e depois da incidência da falta.

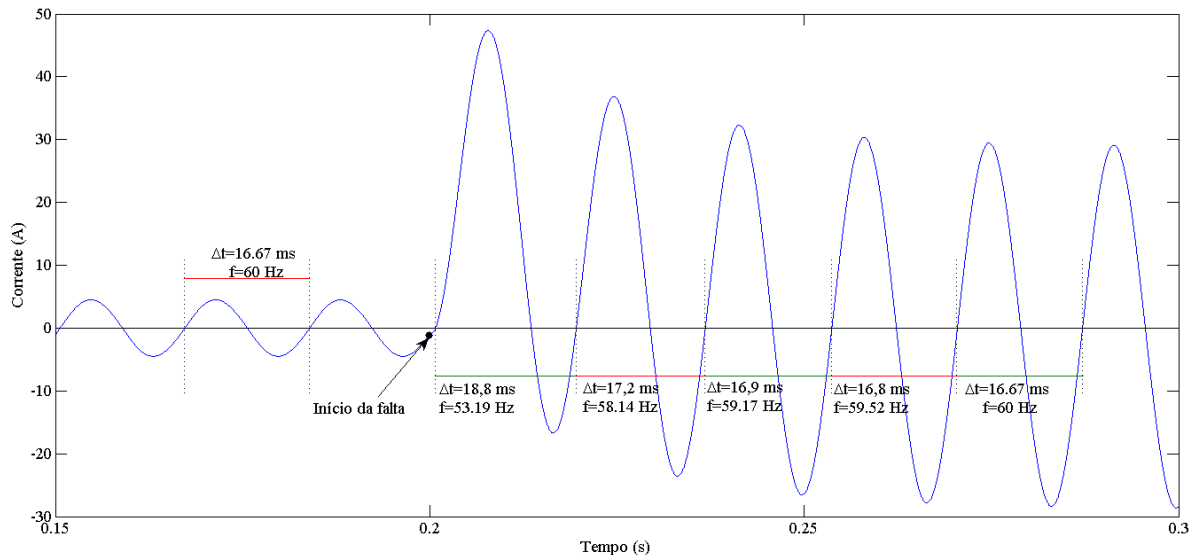


Figura 4.1 – Variação da frequência da corrente de curto-circuito.

Essa variação de frequência justifica a utilização desse parâmetro na compensação das formas de onda dos sinais de corrente secundária distorcidos por saturação. Caso a frequência dos sinais de corrente seja estimada adequadamente durante o curto-circuito, essa grandeza poderá ser utilizada para correção dos intervalos distorcidos por saturação, conforme proposto no Capítulo 5.

4.3 Morfologia Matemática (MM)

Introduzida nos trabalhos de Matheron (1975) e Serra (1982) e amplamente difundida e aplicada em algoritmos de processamento de imagens e reconhecimento de padrões, a MM fundamenta-se na teoria dos conjuntos, sendo capaz de extrair amostras através da escolha adequada de um elemento de comparação, chamado Elemento Estruturante (SE, do inglês *Structuring Element*).

Segundo Wu *et al.* (2009), as operações morfológicas convertem uma imagem ou um sinal em uma descrição quantitativa de sua estrutura geométrica. De forma análoga a TWD, utilizando operações apropriadas, alterações como ruído e distorções podem ser eliminadas de imagens ou sinais com auxílio da MM, de modo que as características e detalhes da forma principal sejam preservadas, eliminando-se apenas as componentes mais significativas.

Nesse contexto, os operadores morfológicos relacionam uma imagem ou um sinal com um SE, o qual possui uma forma própria, transformando a imagem ou o sinal original em uma outra representação através da comparação com o SE.

Inicialmente, foram desenvolvidos os operadores morfológicos binários para aplicação em processamento de imagens ou sinais binários, sendo estes definidos como os operadores de dilatação e de erosão. Dados dois conjuntos S e B , representando, respectivamente, um sinal binário e um SE binário, o operador de dilatação é definido como a união entre os conjuntos resultantes das translações do conjunto S com cada elemento do conjunto B multiplicado por menos 1, conforme a Equação 4.1.

$$S \oplus B = \bigcup_{b \in B} S_{-b} \quad (4.1)$$

Em (4.1), S_{-b} representa cada conjunto resultante da translação de S com cada elemento de B multiplicado por menos 1, definido conforme (4.2).

$$S_{-b} = \{s - b \mid s \in S\} \quad (4.2)$$

De forma análoga, o operador de erosão é definido conforme a Equação 4.3, onde S_b representa cada conjunto resultante da translação de S com cada termo de B , de acordo com (4.4).

$$S ! B = \bigcap_{b \in B} S_b \quad (4.3)$$

$$S_b = \{s + b \mid s \in S\} \quad (4.4)$$

A morfologia binária foi estendida para o processamento em escala de cinza, onde os operadores morfológicos básicos de dilatação e de erosão são dados pelas Equações 4.5 e 4.6.

$$(S \oplus B)(n) = \max_{n-v \in S, v \in B} \{s(n-v) + b(v)\} \quad (4.5)$$

$$(S ! B)(n) = \min_{n+v \in S, v \in B} \{s(n+v) - b(v)\} \quad (4.6)$$

É importante ressaltar que o operador morfológico de erosão reduz os picos e expande os vales de um sinal, enquanto o operador de dilatação promove o contrário, isto é, suprime os vales e expande os picos. Isto pode ser visto na Figura 4.2, a qual mostra os efeitos dos

operadores de dilatação e erosão, em escala de cinza, sobre um sinal em relação a um SE = [0 0].

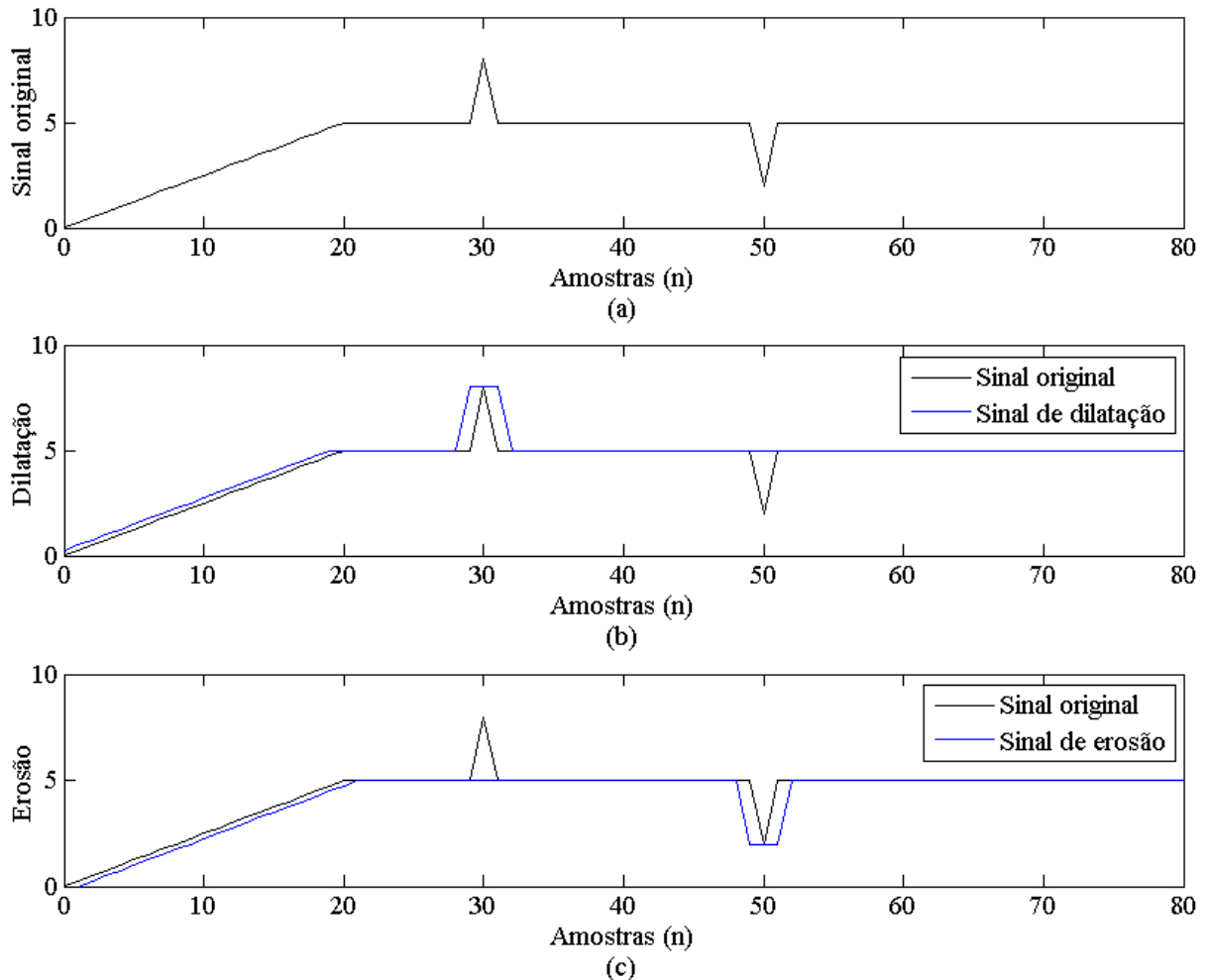


Figura 4.2 – Aplicação dos operadores de dilatação e erosão em escala de cinza. (a) Sinal original. (b) Resultado da dilatação. (c) Resultado da Erosão.

Os demais operadores morfológicos são obtidos a partir da combinação adequada dos operadores de dilatação e erosão. Um exemplo disto é o operador morfológico de estimação, o qual é definido pela Equação 4.7 e equivale à média das dilatações e erosões resultantes do uso de várias SEs com comprimentos diferentes.

$$P(n) = \frac{1}{2 \cdot D} \sum_{m=1}^D [s(n) \oplus k_m + s(n) \ominus k_m] \quad (4.7)$$

Em (4.7), $s(n)$ representa uma amostra ou a n -ésima janela de amostras do sinal processado. O termo k_m representa um SE de comprimento $2m$.

Os operadores morfológicos utilizados na metodologia proposta na Seção seguinte derivam dos operadores apresentados em Lu et al. (2008), onde os autores utilizaram os conceitos da MM e desenvolveram operadores morfológicos de dilatação e erosão para aplicação no processamento de sinais em Sistemas Elétricos de Potência. Tais operadores são dados pelas Equações 4.8 e 4.9.

$$(S \oplus k_m)(n) = \max_{n-v \in S, v \in B} \left\{ \frac{s(n-v)}{k_m(v)} \right\} \quad (4.8)$$

$$(S \ominus k_m)(n) = \min_{n+v \in S, v \in B} \left\{ \frac{s(n+v)}{k_m(v)} \right\} \quad (4.9)$$

Por fim, ressalta-se que os operadores morfológicos apresentados na Seção seguinte resultam da aplicação das Equações 4.8 e 4.9, de modo a atender as características adotadas para o SE e o tamanho da janela de dados utilizados para obtenção da frequência dos sinais de corrente. A utilização desses operadores garante elevada precisão do estimador, além de rapidez na convergência da resposta. Outra vantagem da utilização da MM é a facilidade de implementação do algoritmo, conforme descrito na Seção 4.4.

4.4 O Estimador de Frequência Proposto

A metodologia proposta em Santos *et al.* (2015) é fundamentada na estimativa morfológica das componentes de Clarke, obtidas a partir da Transformada $\alpha\beta$. Usando os sinais de corrente ou tensão de cada fase de um sistema trifásico e aplicando a referida transformada nestes sinais é possível obter um sinal complexo composto pelas componentes α e β (AKKE, 1997). Utilizando os sinais de corrente das três fases do sistema, i_α e i_β são dados conforme a Equação 4.10.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(n) \\ i_\beta(n) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A(n) \\ i_B(n) \\ i_C(n) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Na Equação 4.10, (n) representa a amostra atual dos sinais de corrente i_A , i_B e i_C , respectivamente, das fases A, B e C do sistema. O sinal complexo resultante da Transformada $\alpha\beta$ é dado conforme (4.11).

$$u(n) = i_{\alpha}(n) + j \cdot i_{\beta}(n) \quad (4.11)$$

Uma vez que i_{α} e i_{β} possuem formas de onda senoidais, conforme mostrado na Figura 4.3, os valores futuros desses sinais podem ser estimados utilizando os operadores de dilatação e erosão da MM, os quais são funções de um SE que reproduz essas características (LU *et al.*, 2008).

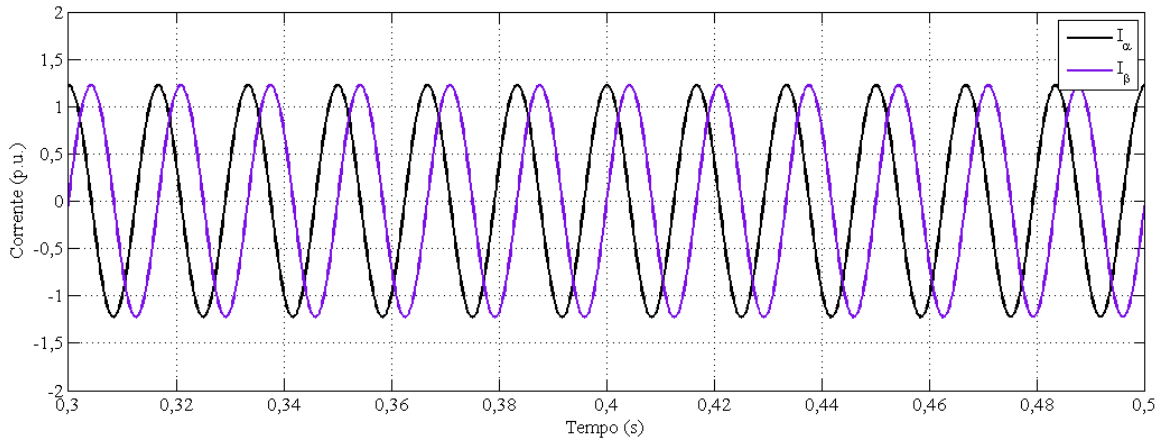


Figura 4.3 – Formas de onda senoidais dos sinais obtidos através da Transformada $\alpha\beta$.

Vale ressaltar que a MM representa um conjunto de operações amplamente utilizadas no processamento de imagens, que recentemente têm sido aplicadas no processamento de sinais unidimensionais. Em Sistemas Elétricos de Potência, Wu *et al.* (2009) apresentam diversas aplicações dos operadores morfológicos no processamento de sinais para proteção do SEP.

Dentro dessas aplicações, os autores definem um SE como um valor ou um conjunto de valores usados para fazer uma comparação entre o elemento ou os elementos do SE com o termo central de uma janela de dados. Para o algoritmo de estimação de frequência proposto nesta tese, um elemento estruturante apropriado para esta função é definido em (4.12).

$$SE = \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \Delta t) \quad (4.12)$$

Em (4.12), f representa a frequência fundamental nominal do sistema elétrico de potência e Δt , o intervalo de amostragem.

O estimador de frequência aqui proposto utiliza a estimação morfológica dos sinais i_{α} e i_{β} . Isto pode ser feito utilizando duas janelas móveis com três amostras, sendo uma para cada um dos sinais. Essas janelas de dados são dadas conforme as Equações 4.13 e 4.14.

$$w_{\alpha}(n) = [i_{\alpha}(n-2) \quad i_{\alpha}(n-1) \quad i_{\alpha}(n)] \quad (4.13)$$

$$w_{\beta}(n) = [i_{\beta}(n-2) \quad i_{\beta}(n-1) \quad i_{\beta}(n)] \quad (4.14)$$

A cada nova amostra, ambas as janelas são atualizadas e os elementos da esquerda (n-2) são descartados. Os outros elementos são deslocados para a esquerda e a nova amostra entra na posição à direita (n). Para cada janela, uma estimação é feita utilizando os operadores morfológicos de dilatação e de erosão, conforme as Equações 4.8 e 4.9. Esses operadores, aplicados nas janelas w_{α} e w_{β} em relação ao termo central (n-1) e ao SE descrito em (4.12), resultam nas Equações 4.15 e 4.16, respectivamente.

$$(w \oplus SE)(n) = \frac{i(n-2)}{SE} \quad (4.15)$$

$$(w \ominus SE)(n) = \frac{i(n)}{SE} \quad (4.16)$$

Onde w representa uma das janelas de dados e i representa amostras dos sinais i_{α} ou i_{β} dentro de suas respectivas janelas. Os sinais resultantes da dilatação e da erosão descritas, respectivamente, em (4.15) e (4.16), aplicadas sobre um sinal senoidal, podem ser vistos na Figura 4.4. O sinal de dilatação reproduz a forma de onda do sinal original, porém com atraso de duas em relação ao mesmo. Já o sinal de erosão, reproduz o sinal original sem qualquer defasagem de forma proporcional ao inverso do valor de SE.

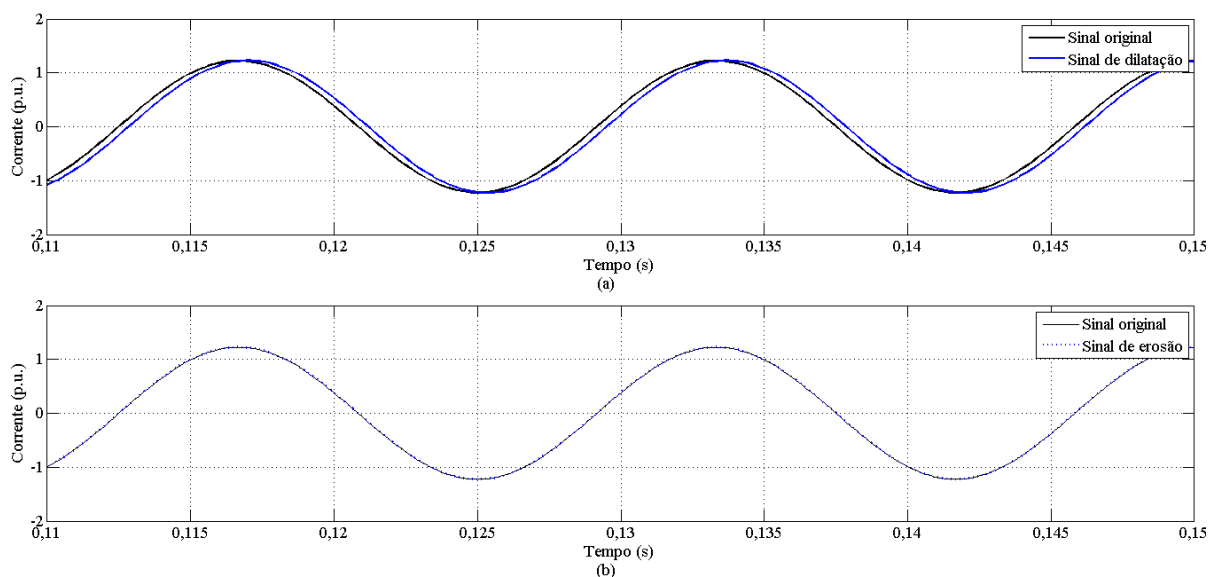


Figura 4.4 – Sinais resultantes da dilatação e da erosão de um sinal senoidal, segundo (4.15) e (4.16). (a) Sinal de dilatação em relação ao sinal original. (b) Sinal de erosão em relação ao sinal original.

Após o cálculo das dilatações e erosões de i_α e i_β , os valores futuros dessas grandezas são estimados de acordo com a Equação 4.17, a qual resulta de (4.7) para a utilização de um único SE de comprimento 1 ($m = D = 1$).

$$P(n) = \frac{1}{2}(w \oplus SE + w \ominus SE) \quad (4.17)$$

Em seguida, os valores calculados para P_α e P_β são usados para formar o valor estimado do sinal complexo, conforme a Equação 4.18, o qual é aplicado para o cálculo do número complexo $\Delta\phi$, dado por (4.19).

$$u_{\text{est}}(n) = P_\alpha + j \cdot P_\beta \quad (4.18)$$

$$\Delta\phi(n) = u_{\text{est}}(n) \cdot u(n)^* \quad (4.19)$$

Em (4.19), $u(n)^*$ representa o conjugado complexo de $u(n)$. A frequência do sistema é dada pela Equação 4.20, a qual é uma função de $\Delta\phi(n)$ e da frequência de amostragem (f_{Samp}), conforme Begovic *et al.* (1993). Ressalta-se que, em (4.20), o arco-tangente do quociente entre as partes real e imaginária de $\Delta\phi(n)$ resulta na diferença de fase entre $u_{\text{est}}(n)$ e $u(n)$. Isto justifica a afirmação de que a frequência é obtida como função da diferença de fase entre o sinal complexo obtido a partir da Transformada $\alpha\beta$ e o respectivo valor estimado a partir de (4.17).

$$f(n) = \frac{f_{\text{Samp}}}{2 \cdot \pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\text{Im}[\Delta\phi(n)]}{\text{Re}[\Delta\phi(n)]} \right\} \quad (4.20)$$

Na Equação 4.20, Im e Re representam, respectivamente, as partes imaginária e real de $\Delta\phi(n)$. Além disso, f_{Samp} representa a taxa de amostragem do sinal em Hz. O fluxograma do estimador de frequência proposto pode ser visto na Figura 4.5.

A metodologia descrita acima foi testada para vários sinais gerados computacionalmente com diferentes tipos de variação de frequência, amplitude e fase. Além disso, foi testada para sinais contendo distorção harmônica e ruídos. Também foi testada para sinais provenientes de simulações de curtos-circuitos e de sistemas com cargas desbalanceadas, as quais foram realizadas no *software* EMTP-ATP[®]. Em todos os casos, o estimador de frequência proposto demonstrou excelentes resultados, quando comparado com

outras metodologias. A Seção 4.5 apresenta os quatro estimadores utilizados nessa comparação, os quais apresentaram bons resultados, mas que foram sempre superados pela técnica proposta.

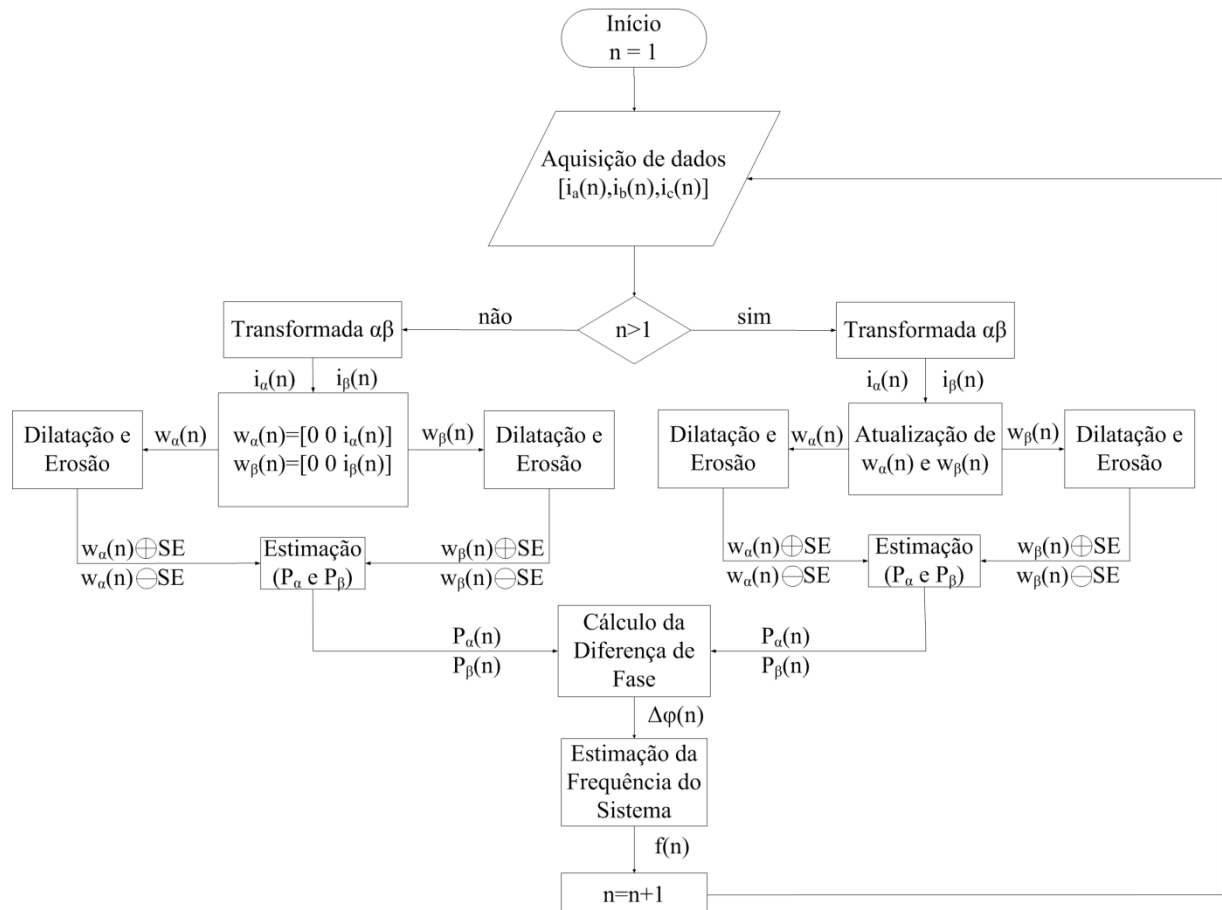


Figura 4.5 – Fluxograma da proposta para estimação de frequência.

A referida comparação foi feita de acordo com os índices de desempenho apresentados na Seção 4.6 e alguns dos resultados dessa comparação podem ser vistos na Seção 4.7.

Por fim, vale ressaltar que a formulação da metodologia apresentada neste Capítulo foi feita em termos dos sinais de corrente, devido a sua aplicação em conjunto com a técnica de correção dos intervalos distorcidos por saturação apresentada no Capítulo 5. Entretanto, o estimador de frequência aqui proposto pode ser aplicado processando os respectivos sinais de tensão da rede como elemento de medição ou rastreamento de frequência em relés numéricos.

4.5 Validação da Metodologia Proposta para Estimação de Frequência

De modo a validar a qualidade do estimador de frequência fundamentado na Estimação Morfológica das Componentes de Clarke (EMCC), seus resultados foram

comparados com aqueles obtidos por outros quatro estimadores de frequência. Os estimadores comparados com o EMCC foram:

- Método de Estimação de Prony com Janela de Hamming (MPH), implementado de acordo com Lobos e Rezmer (1997);
- Método de Estimação de Prony com Janela de Blackman (MPB), também implementado conforme Lobos e Rezmer (1997);
- Método de estimação de frequência fundamentado em um Laço Fechado de Fase Digital (DPLLM), conforme Sithamparanathan (2008); e
- Estimação de Frequência fundamentada na Detecção das Passagens do Sinal por Zero (DPSZ), de acordo com Widrewitz e Armington (1977).

Esses métodos foram escolhidos pela possibilidade de aplicação em relés de frequência (MARCHESAN, 2013a e 2013b) e pelo bom desempenho apresentados em suas respectivas referências. As Subseções a seguir descrevem cada um dos métodos acima citados. Vale ressaltar que todas as metodologias foram testadas para 16, 32, 64, e 96 amostras por ciclo. Para todas elas, incluindo a metodologia proposta, os melhores desempenhos foram verificados para taxas de 96 amostras por ciclo.

4.5.1 Estimação de Frequência pelo Método de Prony (MPH e MPB)

Esse método utiliza a TDF de modo a filtrar a componente fundamental da tensão, de acordo com a Equação 4.21, (Lobos; Rezmer, 1997).

$$g(n) = \frac{2}{W} \cdot \sum_{k=0}^{W-1} s(n+k-W-1) \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot \Delta t) \quad (4.21)$$

Onde (n) representa o valor atual do sinal processado s, g representa o sinal da componente fundamental, Δt é o intervalo de amostragem e W, o número de amostras em uma janela de dados, dado pela função de Hamming ou de Blackman. Embora influenciem de forma diferente na resposta do filtro de Fourier para cada amostra processada, ambas as funções têm por objetivo melhorar o desempenho deste em situações que envolvam ruído ou distorção harmônica.

Os comprimentos das janelas de Hamming (MPH) e de Blackman (MPB) são dados, respectivamente, pelas Equações 4.22 e 4.23.

$$W_H = 0,54 - 0,46 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) \quad (4.22)$$

$$W_B = 0,42 - 0,5 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) + 0,08 \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) \quad (4.23)$$

Em (4.22) e (4.23), N representa taxa de amostragem, dada pelo número de amostras por ciclo.

De acordo com Lobos e Rezmer (1997), a frequência é dada pela Equação 4.24. Os autores realizaram testes com diferentes valores de M e N, concluindo que o melhor desempenho, tanto utilizando a janela de Hamming quanto a de Blackman, é obtido quando M=15, justificando o uso desse valor nos testes realizados.

$$f(n) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t} \cos^{-1} \left\{ \frac{\sum_{n=2}^{M-1} [g(n-1) + g(n+1)]^2}{2 \cdot \sum_{n=2}^{M-1} g(n) \cdot [g(n-1) + g(n+1)]} \right\} \quad (4.24)$$

Por fim, deve-se destacar que a utilização de ambas as janelas melhora a precisão da estimação para sinais contendo diferentes condições de variação de frequência.

4.5.2 Estimação de Frequência por Laço Fechado de Fase Digital (DPLL)

Proposta por Sithampanathan (2008), essa metodologia utiliza um PLL digital para estimar a frequência de um sinal complexo. Na aplicação proposta, esse sinal complexo é obtido a partir da representação fasorial das correntes secundárias, provenientes dos TCs das três fases do sistema (i_a , i_b e i_c), por meio da transformada de Clarke ($\alpha\beta$), já descrita na Seção 4.4, conforme as Equações 4.10 e 4.11.

Nesse estimador, o laço contém um detector de erro de fase, constituído por um multiplicador complexo e uma função arco-tangente. Ainda, contém um filtro representado pela função de transferência $D(z)$, conforme a Equação 4.25, e um Oscilador Numérico Controlado (ONC), que é equivalente ao oscilador controlado por corrente $I(z)$, de acordo com (4.26).

$$D(z) = \frac{a \cdot z}{z - (1 - a)} \quad (4.25)$$

$$I(z) = \frac{k}{z-1} \quad (4.26)$$

Em (4.25), o parâmetro a é obtido a partir de (4.27):

$$a = \frac{4 \cdot k}{k^2 + 2 \cdot k + 2} \quad (4.27)$$

A Figura 4.6 ilustra o processo, onde o sinal complexo recebido ($r[n]$) multiplicado pela saída sintetizada do oscilador numérico controlado, gerando o erro de fase ($e[n]$). O erro será a entrada de uma função arco tangente que estima a diferença de fase entre o sinal recebido e o sinal local. O erro de fase, então, passa pelo filtro e pelo acumulador de fase. O valor da fase do sinal é, então, utilizado para sintetizar o sinal local completando a malha (MARCHESAN, 2013b).

Por fim, a frequência do sinal é estimada a partir da Equação 4.28, onde Δt representa o intervalo de amostragem. Além disso, os parâmetros k e N foram escolhidos de acordo com o proposto por Marchesan (2013b). Os valores adotados para os referidos parâmetros aparecem na Tabela 4.1.

$$f(t) = \frac{k}{2 \cdot \pi \cdot \Delta t} \sum_{n=1}^{1+N} \varphi_f(n) \quad (4.28)$$

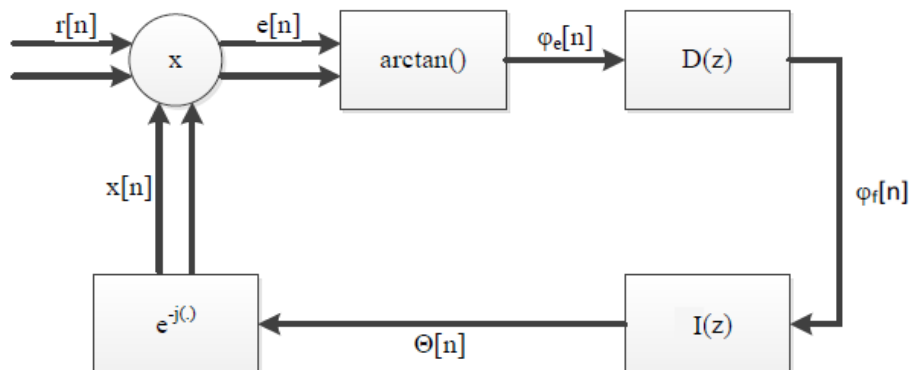


Figura 4.6 – PLL Digital.

Tabela 4.1 – Parâmetros utilizados para cada frequência de amostragem do PLL.

| $f_{\text{amostragem}}$ | k | $3 \cdot N$ |
|-------------------------|-----|-------------|
| 960 | 0,3 | 48 |
| 1920 | 0,1 | 96 |
| 3840 | 0,1 | 192 |
| 5760 | 0,1 | 288 |

Para este método, destaca-se o bom desempenho da estimação para uma grande variedade de variações de frequência e amplitude, além de grande robustez para sinais contendo ruídos, o que o torna uma boa ferramenta para determinação da frequência em Sistemas Elétricos de Potência.

4.5.3 Estimação de Frequência pela Detecção das Passagens do Sinal por Zero (DPSZ)

De acordo com Sorrentino e Carvalho (2010), essa metodologia consiste em medir o intervalo de tempo entre duas passagens do sinal de tensão por zero. Assim, relacionando a frequência (f) ao período (T), de acordo com a Equação 4.29. A Figura 4.7 representa essa relação.

$$f = \frac{1}{T} \quad (4.29)$$

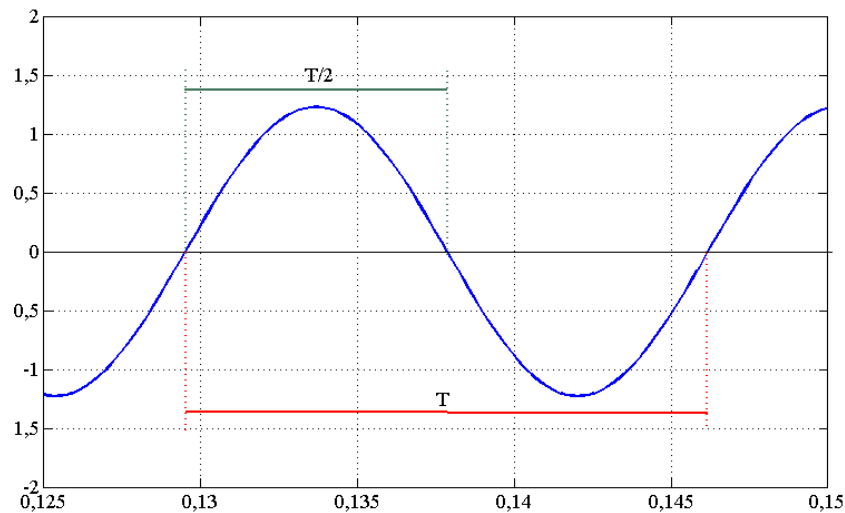


Figura 4.7 – Período de uma forma de onda senoidal.

O momento do cruzamento no qual ocorre a passagem por zero (t_{PZ}) é obtido através de uma interpolação linear entre duas amostras do sinal processado (S_K e S_{K-1}). De acordo com a Figura 4.7, pode-se observar que uma amostra será positiva e a outra negativa. Além disso, conforme a Equação 4.30, tem-se que:

$$\lim_{\theta \rightarrow 0} [\text{sen}(\theta)] = \theta \quad (4.30)$$

Dessa forma, a interpolação linear se torna uma escolha interessante para estimar o instante em que o sinal passa por zero, devido a sua forma de onda ser aproximadamente igual a uma reta, conforme a Equação 4.31.

$$t_{PZ} = \frac{t_{k-1} \cdot S_k - t_k \cdot S_{k-1}}{S_k - S_{k-1}} \quad (4.31)$$

Onde:

- S_k é o valor amostrado do sinal no momento k (onde verifica-se a mudança de polaridade do sinal);
- S_{k-1} é o valor amostrado do sinal no momento $k - 1$ (instante anterior a passagem por zero)
- t_k é o tempo em segundos (s) no momento k ; e
- t_{k-1} é o tempo no momento $k - 1$.

A frequência é dada pela Equação 4.32 e recalculada a toda nova passagem por zero. Durante o intervalo de tempo das duas passagens consecutivas por zero, assume-se que o valor da frequência é igual ao último valor calculado.

$$f_k = \frac{1}{2 \cdot (t_{PZ_{Atual}} - t_{PZ_{Anterior}})} \quad (4.32)$$

Em (4.32), $t_{PZ_{Atual}}$ representa o instante de tempo da última passagem por zero e $t_{PZ_{Anterior}}$, é o instante da passagem por zero antecedente, ambos em segundos.

Essa metodologia é de fácil implementação e apresenta grande robustez para a estimação da frequência de sinais em regime permanente. Por isso, é amplamente utilizada em relés de frequência e em outros dispositivos de proteção e medição fasorial. Entretanto, tem seu desempenho limitado para sinais envolvendo distorção por ruídos ou harmônicas.

4.6 Índices de Desempenho Utilizados na Validação da Proposta

Todas as técnicas de estimação de frequência foram avaliadas em termos do tempo de convergência da resposta, bem como em relação ao erro transitório da estimação e da sobre-elevação da resposta. Com base nesses parâmetros, foram definidos os seguintes índices de desempenho:

4.6.1 Instante de Convergência (t_{CONV})

O instante de convergência ocorre quando o valor absoluto do erro da estimação é menor do que 0,05 Hz e permanece abaixo deste valor por um intervalo equivalente a três ciclos após a primeira estimação que satisfaz a condição supracitada.

Quando o valor absoluto de um erro de estimação é menor do que 0,05 Hz, o algoritmo salva este instante e conta o número de estimações com erro abaixo de 0,05 Hz até que essa contagem atinja um número equivalente a três ciclos. Para uma taxa de amostragem de 96 amostras/ciclo, em um sistema com frequência nominal de 60 Hz, esse número equivale a 288 estimações consecutivas com módulo de erro inferior a 0,05 Hz. Depois de atingido o valor limítrofe para essa contagem, o instante salvo inicialmente é considerado como o instante de convergência.

Caso o valor absoluto do erro da estimação seja maior do que 0,05 Hz antes da contagem atingir um valor equivalente a três ciclos, o valor salvo inicialmente é descartado e um novo instante será salvo quando a condição descrita inicialmente for satisfeita. Além disso, caso o a referida condição nunca for satisfeita, a resposta do estimador será considerada como não convergente.

4.6.2 Intervalo de Convergência (Δt_{CONV})

Esse índice de desempenho corresponde ao intervalo entre o instante de convergência (t_{CONV}) e o instante em que ocorre um transitório no sinal processado (t_{VAR}), conforme a Equação 4.33.

$$\Delta t_{\text{CONV}} = t_{\text{CONV}} - t_{\text{VAR}} \quad (4.33)$$

Se o sinal processado não apresentar nenhuma variação de frequência, amplitude ou fase, o intervalo de convergência é tomado desde a origem do eixo do tempo até o instante de convergência.

É importante ressaltar que, para esquemas de proteção ou de rejeição de carga, é desejável que os estimadores de frequência converjam o mais rápido possível. Logo, quanto menor o intervalo de convergência, melhor o desempenho do estimador.

4.6.3 Erro Transitório da Estimação

O erro transitório da estimação é dado pela diferença entre o valor de frequência computado para a amostra (n) e o valor da frequência de referência no mesmo instante. Esse cálculo é feito a partir da expressão (4.34).

$$\text{erro}(n) = f_{\text{EST}}(n) - f_{\text{REF}}(n) \quad (4.34)$$

Onde f_{EST} representa o valor da frequência calculada pelo estimador e f_{REF} é o valor de referência, ambas para o instante (n).

A partir do cálculo do erro transitório da estimção é que são observados os critérios de convergência. Além disso, outros dois índices de desempenho podem ser obtidos a partir da Equação 4.34: o erro transitório máximo e o erro médio da estimção após a convergência.

O erro transitório máximo ($ERRO_{MAX}$) corresponde ao maior valor absoluto do erro após o instante de convergência. Já o erro médio da estimção ($ERRO_{MÉDIO}$) equivale a média aritmética dos erros transitórios tomados a partir do instante de convergência até a última amostra processada.

Ambos os índices descritos acima indicam a precisão de cada metodologia após a convergência de suas respostas. Quanto menores forem estes parâmetros, melhor é o desempenho do estimador de frequência.

4.6.4 Máxima Sobre-Elevação (Max OS)

Esse índice equivale ao maior valor positivo de erro transitório da estimção, o qual ocorre antes da convergência da resposta, após esta ultrapassar o sinal de referência em seu estado de regime permanente.

4.6.5 Maior Erro Positivo Antes da Convergência (MEPAC)

Representa o maior erro positivo da estimção, ocorrido antes da convergência da resposta em qualquer situação. Coincide com o valor de Max OS quando os sinais processados apresentam frequência única e constante. Esse parâmetro é importante para a verificação do máximo erro positivo que um estimador de frequência pode apresentar antes que a metodologia entre em regime permanente. Por exemplo, para evitar que um relé de sobrefrequência opere inapropriadamente durante um transitório de frequência, é desejável que a máxima estimção seja menor do que o valor de frequência ajustado para o *trip* do referido relé. Caso contrário, o dispositivo de proteção deve ser bloqueado até que o estimador de frequência atinja a convergência.

4.7 Resultados da Comparação entre os Desempenhos dos Estimadores

Para avaliar o desempenho do algoritmo proposto para estimção de frequência e compará-lo com as respostas das metodologias citadas na Seção 4.5, simulações foram feitas utilizando sinais de corrente gerados computacionalmente com diferentes tipos de variação de

frequência. Além disso, foram testados sinais sem variação de frequência, os quais também foram testados contendo distorção harmônica e ruídos. Ainda, sinais com variação de amplitude e de fase foram processados pelos algoritmos. Em todos os casos, foi assumido que a frequência fundamental do sistema elétrico de potência era 60 Hz e as amplitudes dos sinais foram normalizadas em 1 p.u.

As simulações foram feitas para amostragens de 16, 32, 64 e 96 amostras por ciclo, sendo que, para todas as metodologias analisadas, os melhores desempenhos foram verificados para 96 amostras/ciclo. Por esse motivo, os resultados apresentados a seguir mostram a comparação dos desempenhos para a referida amostragem.

Os principais resultados são apresentados nas Subseções seguintes.

4.7.1 Caso 1: Sinais com Frequência Constante e Única

Os sinais de corrente das fases A, B e C foram gerados para frequências fundamentais variando de 50 Hz até 70 Hz, com duração total de 1 segundo. Os respectivos sinais foram gerados de acordo com as Equações 4.35, 4.36 e 4.37.

$$i_A(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(n)] \quad (4.35)$$

$$i_B(n) = A \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(n) - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right] \quad (4.36)$$

$$i_C(n) = A \cdot \cos\left[2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(n) + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right] \quad (4.37)$$

Em, (4.35), (4.36) e (4.37), f representa a frequência fundamental do sinal e t , o instante da série de tempo para a amostra (n). Esses sinais foram analisados de modo a determinar o maior erro positivo que os estimadores de frequência podem apresentar durante as suas inicializações.

Para os sinais com frequência fundamental de 60 Hz, os índices de desempenho obtidos por cada uma das metodologias analisadas aparecem na Tabela 4.2, a qual demonstra que a técnica proposta (EMCC) apresentou o melhor tempo de convergência (aproximadamente 0,347 ms). Isso ocorreu por que o EMCC precisa de somente três amostras de i_a e i_b em cada janela para estimar a frequência, o que corresponde a três amostras de i_A , i_B e i_C , enquanto que os outros métodos precisam de mais amostras para determinar a frequência do sistema.

Tabela 4.2 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais de frequência fundamental igual a 60 Hz.

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | Erro _{MÉDIO} (Hz) | Erro _{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|---|----------------------------|--------------------------|-----------------|
| EMCC | 0,000347 | 6,8455E-12 | 1,0172E-11 | 0,000000 |
| MPH | 0,019097 | 6,9094E-12 | 1,9838E-11 | 158,561475 |
| MPB | 0,019097 | 6,8981E-12 | 1,9838E-11 | 158,077028 |
| DPLLM | 0,057986 | 4,0147E-04 | 4,1069E-02 | 0,322103 |
| DPSZ | 0,012500 | 6,8496E-12 | 1,2577E-11 | 3,5527E-14 |

Os métodos MPH e MPB precisam de uma janela de dados contendo um número de amostras equivalente a um ciclo do sinal de uma das fases do sistema. Por outro lado, a técnica DPSZ precisa de duas passagens consecutivas do sinal por zero para iniciar a estimação de frequência, enquanto que a metodologia DPLLM precisa de uma janela de dados com amostras do sinal complexo obtido a partir da Transformada $\alpha\beta$, com comprimento igual a três ciclos. Esses fatores explicam o atraso nos tempos de convergência dessas metodologias, quando comparados com aqueles obtidos pelo EMCC.

Além disso, a metodologia proposta apresentou máxima sobre-elevação nula. Para esse parâmetro, os piores desempenhos foram verificados para as técnicas MPH e MPB, as quais apresentaram os maiores valores de Max OS. Para todas as metodologias, os valores de MEPAC coincidem com os de Max OS e por isso foram omitidos da Tabela 4.2.

Ainda, vale ressaltar que todos os algoritmos apresentaram erros nas ordens de 10^{-13} Hz e 10^{-12} para o erro transitório médio e nas ordens de 10^{-12} Hz e 10^{-11} Hz para o erro transitório máximo após a convergência. A exceção foi o método DPLLM, o qual obteve erros na ordem de 10^{-2} Hz. Por causa disto, o estimador DPLLM foi considerado como o método que obteve o pior desempenho dentre os analisados. Resultados semelhantes foram verificados para sinais com diferentes valores de frequência fundamental. Para todos os sinais analisados a metodologia proposta (EMCC) obteve os melhores índices de desempenho, convergindo mais rápido do que as demais técnicas analisadas. Também foi a mais precisa, uma vez que obteve os menores valores de erro em todas as situações.

A Figura 4.8 apresenta a resposta dos algoritmos estimadores de frequência processando os sinais com frequência fundamental igual a 60 Hz. Nessa Figura, pode-se perceber a rápida convergência do EMCC, bem como a sua grande precisão ao estimar a frequência do sistema.

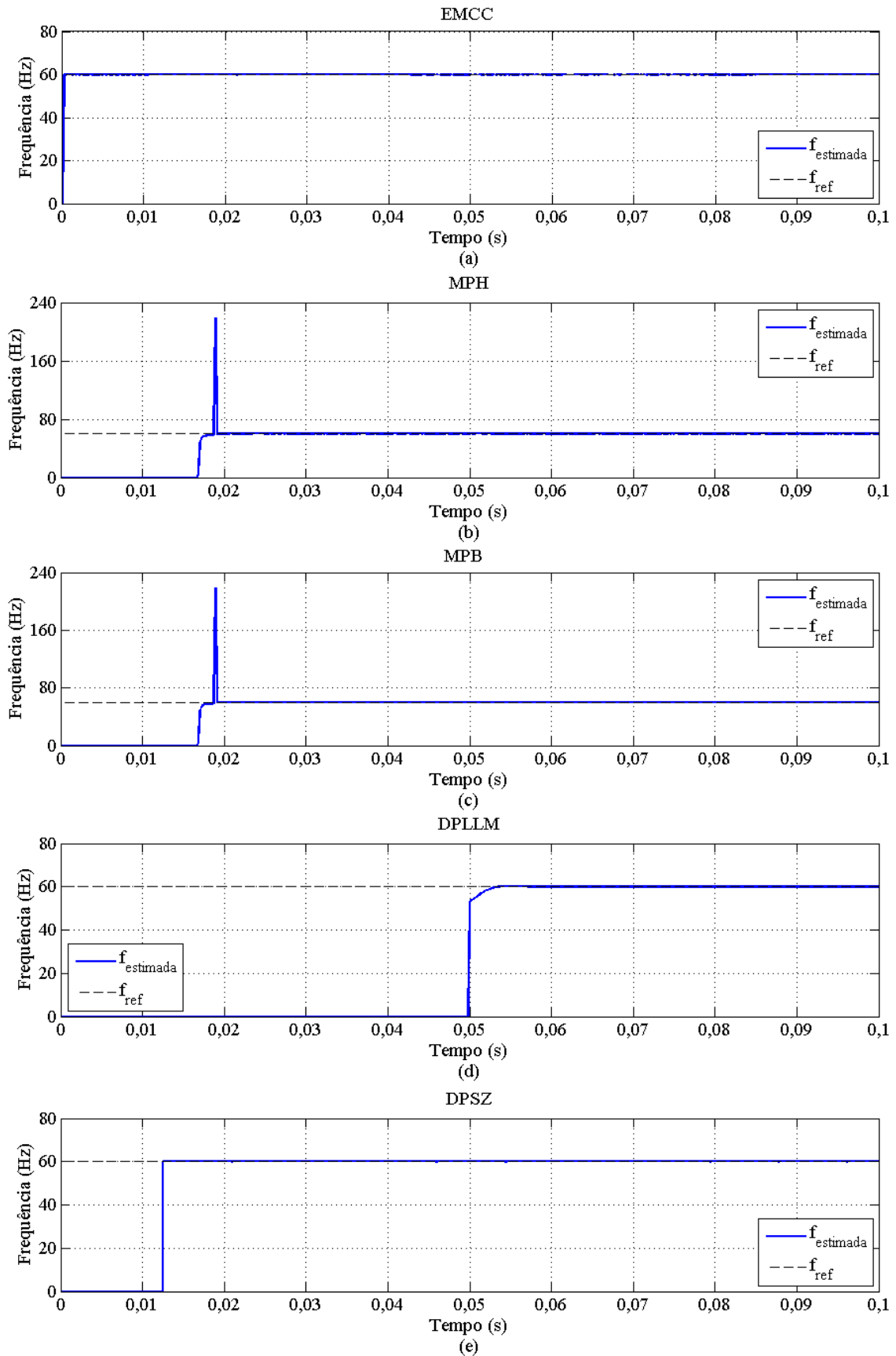


Figura 4.8 – Estimação de frequência para o Caso 1. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

4.7.2 Caso 2: Sinais com Variação Súbita de Frequência

Neste caso, os sinais de corrente foram gerados de forma similar aos sinais com frequência única de acordo com as Equações 4.35, 4.36 e 4.37, mas a frequência fundamental muda subitamente de 60 Hz para outro valor (SORRENTINO; CARVALHO, 2010). Foram criados sinais com variação súbita de frequência para valores entre 50 Hz e 70 Hz, ocorrida no instante 0,5 s. Para todos os sinais deste tipo, o melhor desempenho foi verificado para técnica EMCC, pois a metodologia proposta apresentou, em todas as análises, os melhores índices de desempenho.

A Tabela 4.3 apresenta os índices de desempenho obtidos por cada uma das metodologias após a variação de frequência em degrau, quando são processados sinais cujas frequências variam subitamente de 60 Hz para 55 Hz. Vale ressaltar que resultados semelhantes foram obtidos para outros degraus de frequência entre -10 Hz e 10 Hz.

Tabela 4.3 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação súbita de frequência (60 Hz para 55 Hz).

| Método | t_{CONV} (s) | Δt_{CONV} após a variação de f (s) | $\text{Erro}_{\text{MÉDIO}}$ (Hz) | Erro_{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) | MEPAC (Hz) |
|--------|-----------------------|---|-----------------------------------|---------------------------------|-----------------|-----------------|
| EMCC | 0,500174 | 0,000174 | 2,8816E-12 | 7,8373E-12 | 0,000000 | 5,000000 |
| MPH | 0,517361 | 0,017361 | 5,4736E-05 | 4,7089E-02 | 0,680352 | 5,000031 |
| MPB | 0,515799 | 0,015799 | 6,6505E-05 | 4,8784E-02 | 0,161110 | 5,000000 |
| DPLLM | 0,551215 | 0,051215 | 3,6651E-04 | 0,043423 | 0,000000 | 5,000000 |
| DPSZ | 0,513715 | 0,013715 | 2,1004E-06 | 1,1933E-04 | 0,000000 | 5,000000 |

Como pode ser visto na Tabela 4.3, o estimador EMCC apresentou os melhores índices de desempenho para este tipo de variação de frequência. Além do estimador proposto, as metodologias DPLLM e DPSZ apresentaram valores nulos de Max OS. Além disso, é importante ressaltar que, para o EMCC, o valor máximo de erro transitório antes da convergência foi de 5 Hz, o qual ocorre somente para a amostra consecutiva ao instante em que se dá a variação de frequência. Após isto, o EMCC atinge a convergência, enquanto os outros métodos mantêm valores maiores do que a referência, desde a variação em degrau até a convergência de suas respostas. Isto pode ser visto na Figura 4.9, a qual apresenta as frequências estimadas por cada técnica.

Com base na Tabela 4.3 e na Figura 4.9, afirma-se que o segundo melhor desempenho foi obtido pelo estimador DPSZ, enquanto as técnicas MPH e MPB apresentaram desempenhos semelhantes. Novamente, o DPLLM apresentou o pior desempenho, obtendo a convergência mais lenta e os maiores erros de estimação dentre os métodos analisados.

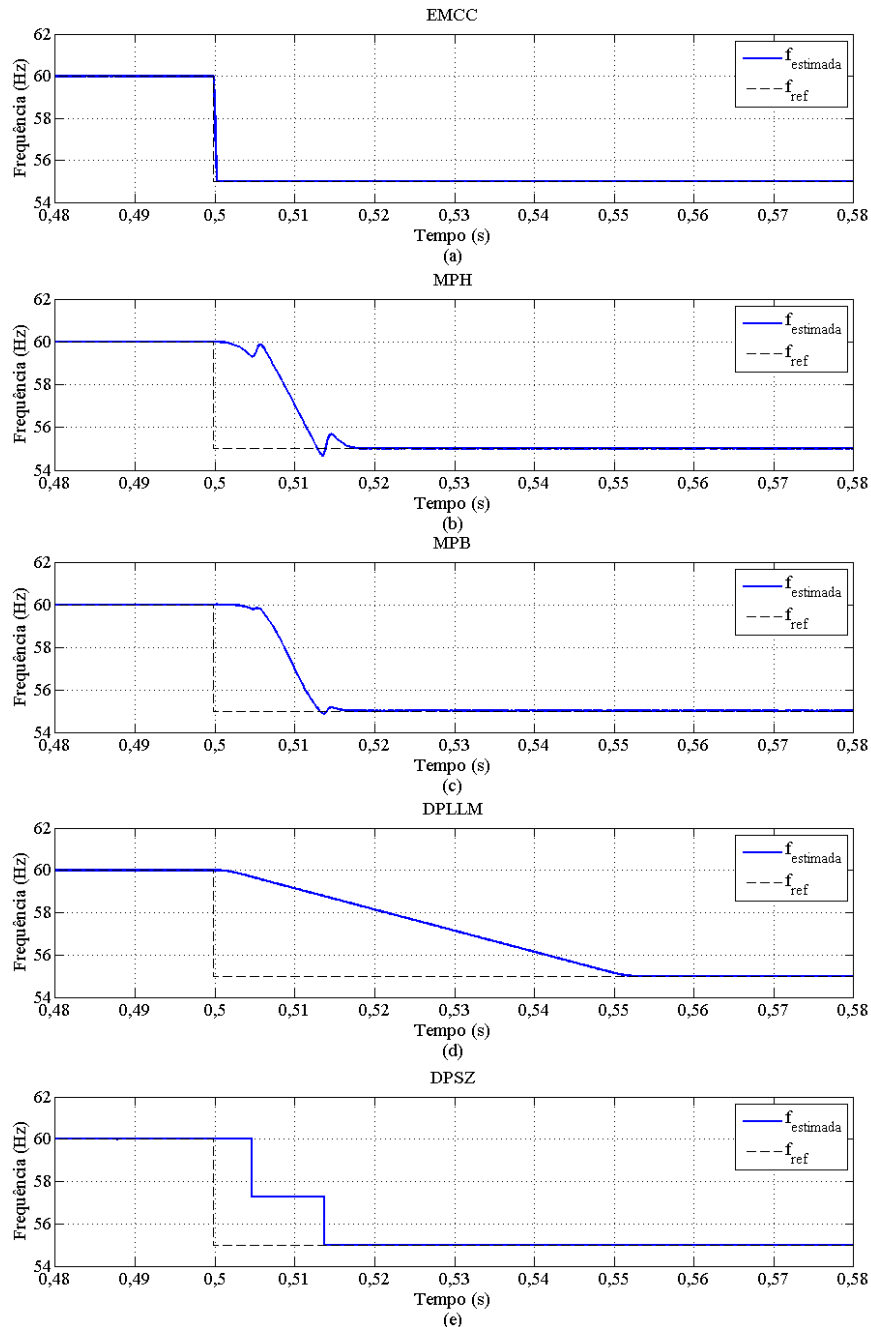


Figura 4.9 – Estimação de frequência para o Caso 2. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

Com relação aos atrasos verificados para a convergência dos métodos é importante ressaltar que estes ocorrem em função dos erros de estimação, os quais são consequência do comportamento dos sinais durante o transitório de frequência. Além disso, esses atrasos também ocorrem em virtude do tamanho da janela de dados utilizada para o cálculo da frequência, no caso do EMCC, MPH, MPB, DPLL, e da necessidade da passagem do sinal por zero para a estimação do DPSZ. Isso também justifica os atrasos verificados na convergência das respostas dos estimadores para os casos demonstrados nas Seções seguintes.

4.7.3 Caso 3: Sinais com Variação Exponencial de Frequência

Para estes casos, os sinais foram gerados de forma similar àqueles descritos na Seção 3.6.1, exceto pelo fato de que, durante a variação de frequência, esses sinais foram obtidos segundo as Equações 4.38, 4.39 e 4.40.

$$i_A(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f(n) \cdot t(n)] \quad (4.38)$$

$$i_B(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f(n) \cdot t(n) - 2 \cdot \pi/3] \quad (4.39)$$

$$i_C(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f(n) \cdot t(n) + 2 \cdot \pi/3] \quad (4.40)$$

Em (4.38), (4.39) e (4.40), a frequência varia de acordo com a Equação 4.41 para valores maiores ou menores do que 60 Hz (SORRENTINO; CARVALHO, 2010). Para todas as situações analisadas, a variação exponencial de frequência inicia no instante 0,5 s.

$$f(n) = f_0 + \Delta f \cdot (1 - e^{-t(n)/\tau}) \quad (4.41)$$

Na Equação 4.41, f_0 representa a frequência inicial, Δf é a amplitude da variação de frequência e τ é a constante de tempo da função exponencial. Os sinais foram gerados para diferentes valores de Δf e τ . A Tabela 4.4 mostra os índices de desempenho obtidos pelos estimadores para uma variação exponencial de frequência com $\Delta f = -5$ Hz e $\tau = 0,05$ s. Resultados semelhantes foram obtidos para outros valores de Δf e τ .

Tabela 4.4 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação exponencial de frequência (60 Hz para 55 Hz, $\Delta f = -5$ Hz e $\tau = 0,05$ s).

| Método | t_{CONV} (s) | Δt_{CONV} após a variação de f (s) | ERRMÉDIO (Hz) | ERRMAX (Hz) | Max OS (Hz) | MEPAC (Hz) |
|--------|-----------------|--|-------------------|-------------------|-----------------|-----------------|
| EMCC | 0,500174 | 0,000174 | 2,5998E-03 | 2,5936E-02 | 0,000000 | 0,026824 |
| MPH | 0,657639 | 0,157639 | 6,5732E-03 | 4,9750E-02 | 0,000000 | 0,911673 |
| MPB | 0,656771 | 0,156771 | 6,6510E-03 | 4,9450E-02 | 0,000000 | 0,845736 |
| DPLL | 0,717188 | 0,217188 | 8,5165E-03 | 4,9868E-02 | 0,000000 | 1,615860 |
| DPSZ | 0,663889 | 0,163889 | 5,6355E-03 | 4,9302E-02 | 0,000000 | 1,013394 |

Conforme se evidencia na Tabela 4.4, é notória a qualidade dos índices de desempenho obtidos pelo EMCC, metodologia a qual obteve os melhores valores para todos os parâmetros calculados. Além disso, o estimador EMCC foi o único a atingir a convergência uma amostra (cerca de 0,174 ms) após o início do transitório de frequência, enquanto que os demais convergiram em mais de 150 ms. Além disso, como mostra a Figura 4.10, a resposta do EMCC se aproximou bastante dos valores de referência, o que demonstra sua grande precisão mesmo durante o transitório exponencial de frequência.

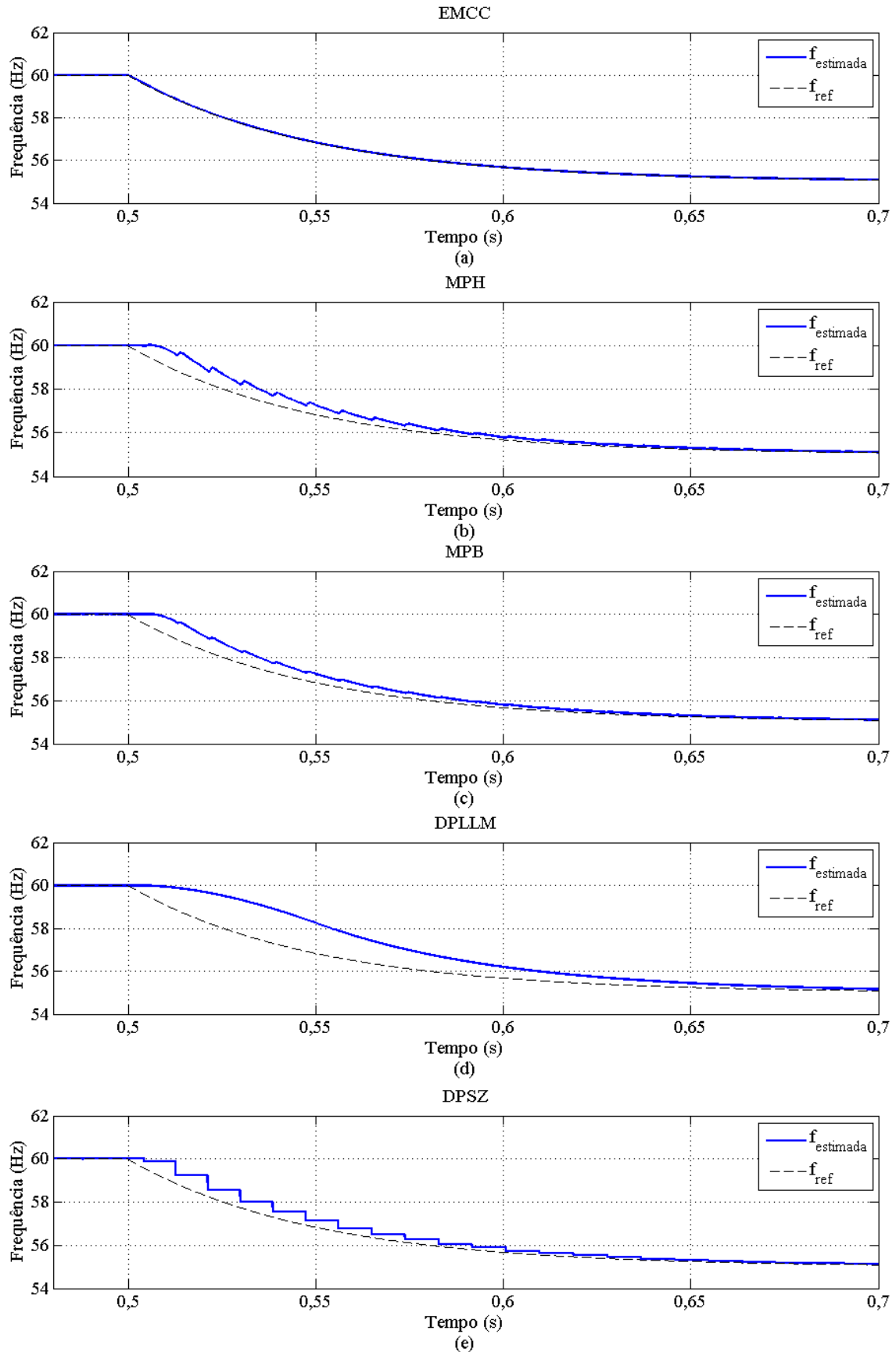


Figura 4.10 – Estimação de frequência para o Caso 3. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

4.7.4 Caso 4: Sinais com Variação Amortecida de Frequência

Neste caso, os sinais foram gerados de acordo com as Equações 4.38, 4.39 e 4.40, onde a variação de frequência era dada conforme (4.42).

$$f(n) = f_0 + \Delta f \cdot \text{sen} \left[\omega_f \cdot t(n) \cdot e^{-t(n)/\tau} \right] \quad (4.42)$$

Em (4.42), f_0 representa a frequência inicial, Δf é a amplitude da variação, ω_f é a frequência angular da variação de frequência e τ é a constante de tempo da função exponencial. Os sinais analisados deste tipo de variação de frequência foram gerados para diferentes combinações desses parâmetros.

Para os casos incluindo a variação amortecida de frequência, o estimador proposto EMCC obteve os melhores índices de desempenho para todas as condições verificadas. Além disso, foi a única técnica que atingiu a convergência um amostra após o início do transitório de frequência, isto é, 0,174 ms após o início da variação. Todos os outros métodos analisados atingiram a convergência em intervalos superiores a 334 ms.

A Tabela 4.5 mostra os índices de desempenho obtidos por cada um dos estimadores de frequência analisados ao processarem um sinal com frequência fundamental de 60 Hz que, a partir do instante 0,5 s, apresenta uma variação amortecida de frequência com $\Delta f = 5$ Hz, $\omega_f = 10\pi$ e $\tau = 0,15$ s. Nessa Tabela, pode-se notar que o EMCC não apresenta erro positivo antes da convergência, além de apresentar os menores erros para este caso. A metodologia proposta apresentou valor de erro máximo após a convergência na ordem de 10^{-2} Hz e erro médio na ordem de 10^{-13} , enquanto que as demais metodologias apresentaram erros médios na ordem de 10^{-3} Hz.

Tabela 4.5– Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação amortecida de frequência ($\Delta f = 5$ Hz, $\omega_f = 10\pi$ e $\tau = 0,15$ s).

| Método | t_{CONV} (s) | Δt_{CONV} após a variação de f (s) | $\text{Err}_{\text{MÉDIO}}$ (Hz) | Err_{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) | MEPAC (Hz) |
|--------|-----------------------|---|----------------------------------|--------------------------------|-----------------|-----------------|
| EMCC | 0,500174 | 0,000174 | 1,9865E-13 | 1,3620E-02 | 0,000000 | 0,000000 |
| MPH | 0,839063 | 0,339063 | 6,6383E-03 | 1,2842E-01 | 0,000000 | 0,929649 |
| MPB | 0,838715 | 0,338715 | 6,6033E-03 | 1,1762E-01 | 0,000000 | 0,858552 |
| DPLLM | 1,047049 | 0,547049 | 6,4474E-03 | 7,7338E-02 | 0,000000 | 2,156526 |
| DPSZ | 0,834722 | 0,334722 | 5,6037E-03 | 1,4650E-01 | 0,000000 | 1,060172 |

A Figura 4.11 mostra a frequência estimada por cada metodologia, onde é possível verificar a excelente precisão alcançada pela proposta (EMCC), quando sua resposta é comparada àquelas obtidas pelas demais técnicas de estimação de frequência.

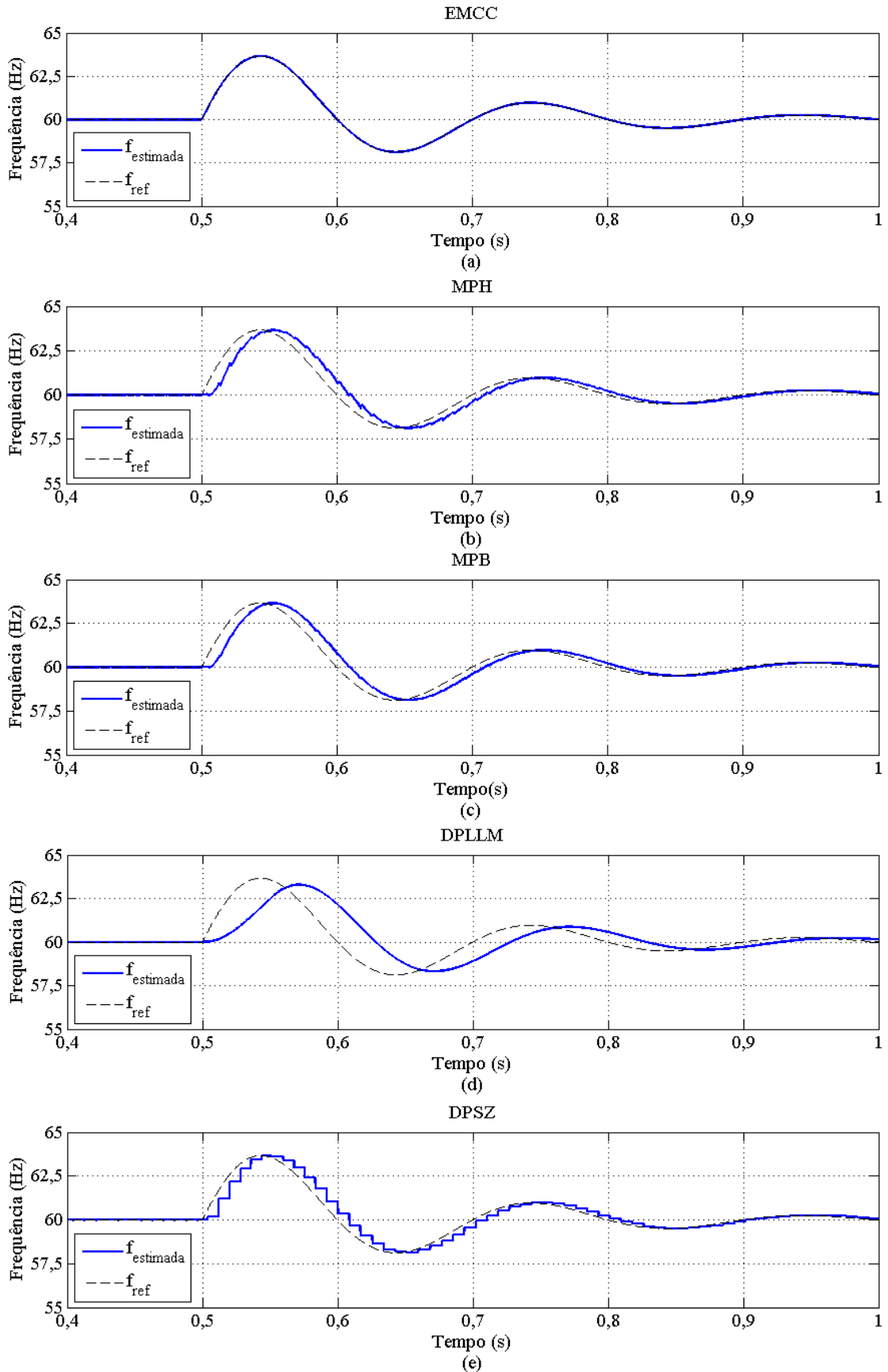


Figura 4.11 – Estimação de frequência para o Caso 4. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

4.7.5 Caso 5: Sinais com Variações Amortecidas de Frequência e de Amplitude

Os sinais de corrente, com ambas as variações amortecidas de frequência e amplitude, são semelhantes àquelas formas de onda que ocorrem quando os controladores de tensão e os reguladores de velocidade atuam em um gerador síncrono (SORRENTINO; CARVALHO, 2010). Dessa forma, os sinais para este caso foram gerados de acordo com as Equações 4.43, 4.44 e 4.45.

$$i_A(n) = A(n) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f(n) \cdot t(n)] \quad (4.43)$$

$$i_B(n) = A(n) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f(n) \cdot t(n) - 2 \cdot \pi/3] \quad (4.44)$$

$$i_C(n) = A(n) \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f(n) \cdot t(n) + 2 \cdot \pi/3] \quad (4.45)$$

Nos sinais analisados, tanto a frequência quanto a amplitude do sinal são constantes e iguais a 60 Hz e 1 p.u., respectivamente, até o instante no qual o transitório ocorre (0,5 s). A variação amortecida de frequência é dada pela Equação 4.42, enquanto que a variação de amplitude é dada por (4.46).

$$A(n) = A_0 + \Delta A \cdot \text{sen} \left[\omega_1 \cdot t(n) \cdot e^{-\frac{t(n)}{\tau}} \right] \quad (4.46)$$

A Figura 4.12 mostra as formas de onda dos sinais de corrente para variações amortecidas simultâneas de frequência e amplitude dos sinais para $\Delta f = 5$ Hz, $\omega_f = \omega_1 = 10\pi$, $\Delta A = 0,5$ p.u. e $\tau = 0,15$ s.

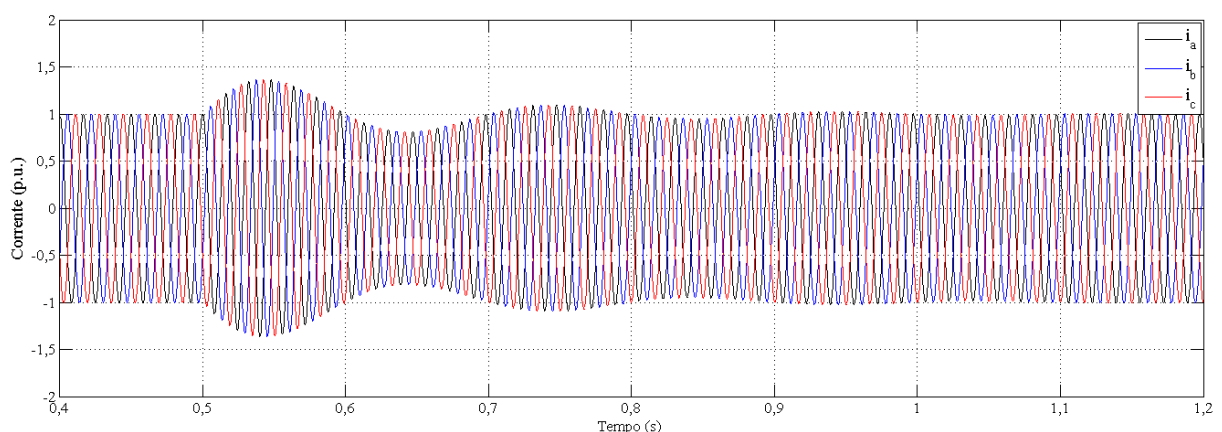


Figura 4.12 – Sinais de corrente para variações amortecidas simultâneas de frequência e amplitude ($\Delta f = 5$ Hz, $\omega_f = \omega_1 = 10\pi$, $\Delta A = 0,5$ p.u e $\tau = 0,15$ s).

Os índices de desempenho obtidos pelos estimadores de frequência analisados processando os sinais da Figura 4.12 são mostrados na Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variações amortecidas de frequência e amplitude ($\Delta f = 5$ Hz, $\Delta A = 0,5$ p.u., $\omega_f = \omega_l = 10\pi$ e $\tau = 0,15$ s).

| Método | t_{CONV} (s) | Δt_{CONV} após a variação de f (s) | Err _{OMÉDIO} (Hz) | Err _{OMAX} (Hz) | Max OS (Hz) | MEPAC (Hz) |
|--------|-----------------|--|----------------------------|--------------------------|-----------------|-----------------|
| EMCC | 0,530035 | 0,030035 | 2,4422E-03 | 3,3429E-02 | 0,000000 | 0,000000 |
| MPH | 1,037674 | 0,537674 | 2,5758E-03 | 1,2830E-01 | 0,000000 | 3,261085 |
| MPB | 1,037674 | 0,537674 | 2,5365E-03 | 1,2537E-01 | 0,000000 | 3,189232 |
| DPLLM | 1,047049 | 0,547049 | 6,4473E-03 | 7,7338E-02 | 0,000000 | 2,156522 |
| DPSZ | 0,834722 | 0,334722 | 5,6037E-03 | 1,4647E-01 | 0,000000 | 1,060416 |

De acordo com a Tabela 4.6, a técnica EMCC apresentou o melhor tempo de convergência (aproximadamente 30 ms, após o começo do transitório). Os demais estimadores atingiram a convergência em intervalos maiores do que 334 ms após o início das variações. Além disso, nota-se que a técnica proposta obteve os menores valores para o erro médio e para o erro máximo após a convergência, mostrando ser mais precisa do que as demais.

Ainda, vale ressaltar que o EMCC apresentou MEPAC igual a zero, enquanto as outras metodologias apresentaram valores maiores do que 1 Hz para esse parâmetro, o que demonstra a robustez da técnica proposta, mesmo para casos envolvendo a variação simultânea de amplitude e frequência dos sinais processados. Resultados semelhantes foram observados para outros sinais com estes tipos de variações.

A Figura 4.13 mostra os sinais de frequência estimada por cada metodologia. Nessa Figura é possível notar a grande precisão alcançada pela metodologia proposta para estimação de frequência, o que lhe garantiu uma convergência rápida de sua resposta.

Além disso, com base na Tabela 4.6 e na Figura 4.13, verifica-se que, embora as técnicas MPH e MPB tenham apresentado erros transitórios relativamente baixos após a convergência de suas respostas, o mesmo não se verifica no intervalo que se inicia no começo do transitório até os respectivos instantes de convergência. Durante esses intervalos, a resposta dessas duas metodologias é bastante oscilatória, o que provoca o grande atraso em suas convergências. Por esses motivos, ambas as referidas técnicas apresentaram desempenhos ruins frente a esse tipo de transitórios.

Por fim, destaca-se que a metodologia DPLLM não apresentou resultados satisfatórios, apesar de obter erros relativamente baixos após a convergência, uma vez que a mesma deteve o maior tempo de convergência dentre os estimadores analisados, além de apresentar MEPAC maior do que 2 Hz.

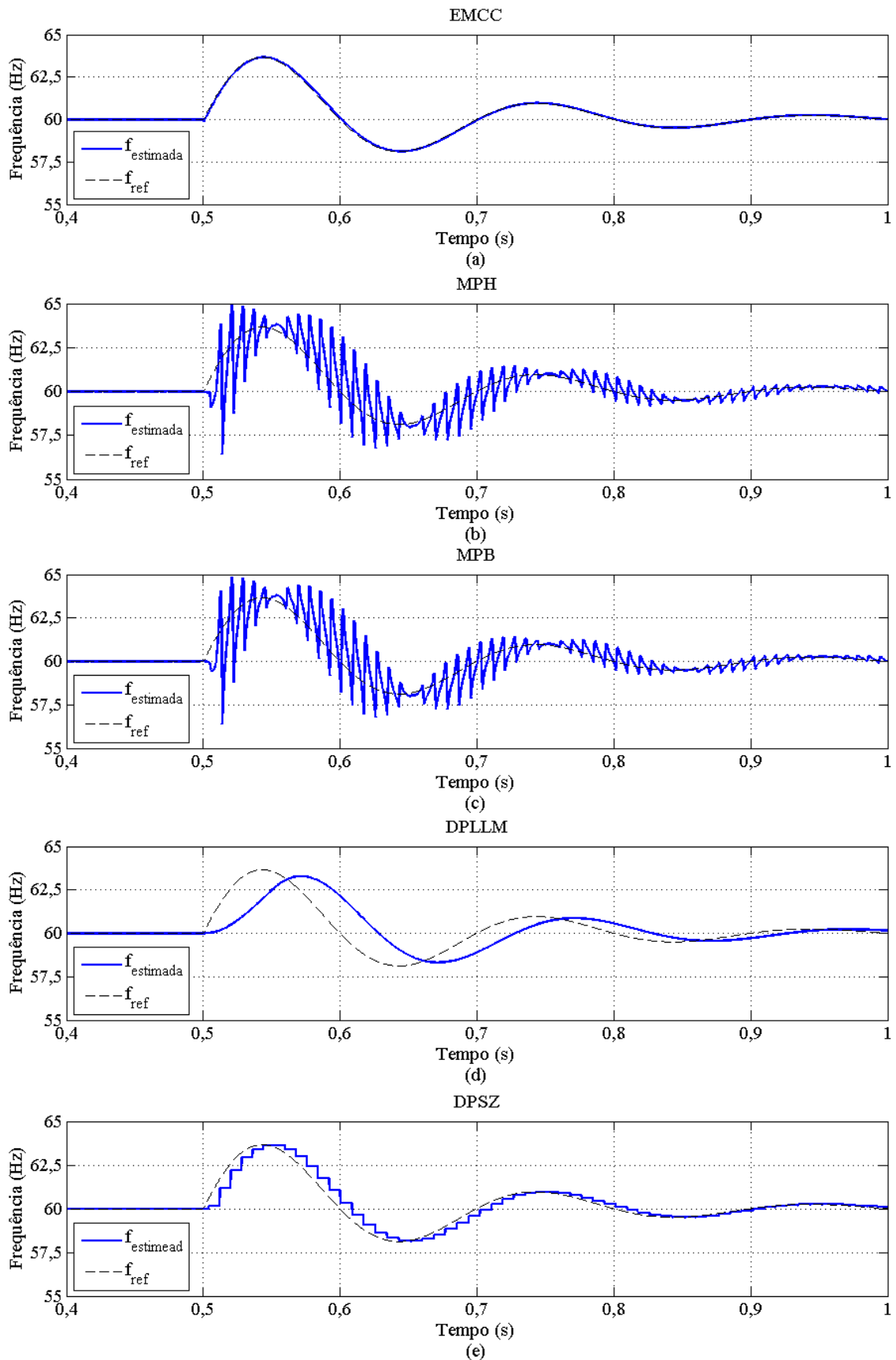


Figura 4.13 – Estimação de frequência para o Caso 5. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

4.7.6 Caso 6: Sinais com Variação Súbita de Fase

Uma saída ou entrada de carga no Sistema Elétrico de Potência pode ser visto como uma mudança súbita de fase o sinais de tensão da rede (SORRENTINO; CARVALHO, 2010). De modo a verificar o desempenho do EMCC nessas situações, foram gerados sinais com variação súbita de fase ($\Delta\theta$), variando de -90° até 90° , conforme as Equações 4.47, 4.48 e 4.49, considerando A igual a 1 p.u. e $f = 60$ Hz. No instante 0,5 s, $\Delta\theta$ muda de zero para um valor maior ou menor de ângulo em radianos.

$$i_A(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(n) + \Delta\theta] \quad (4.47)$$

$$i_B(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(n) - 2 \cdot \pi/3 + \Delta\theta] \quad (4.48)$$

$$i_C(n) = A \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot f \cdot t(n) + 2 \cdot \pi/3 + \Delta\theta] \quad (4.49)$$

A Tabela 4.7 mostra a os índices de desempenho obtidos pela resposta do EMCC e dos demais estimadores de frequência analisados para $\Delta\theta$ variando subitamente de 0° para 90° .

Tabela 4.7 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia processando sinais com variação súbita de fase ($\Delta\theta = 90^\circ$).

| Método | t_{CONV} (s) | Δt_{CONV} após a variação de fase (s) | Erro _{MÉDIO} (Hz) | Erro _{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|-----------------------|--|----------------------------|--------------------------|-----------------|
| EMCC | 0,500347 | 0,000347 | 1,1024E-11 | 1,3010E-11 | 3,049099 |
| MPH | 0,518924 | 0,018924 | 1,1038E-11 | 1,8289E-11 | 36,056045 |
| MPB | 0,518403 | 0,018403 | 5,2481E-06 | 1,4242E-02 | 44,365908 |
| DPLLM | 0,557986 | 0,057986 | 3,8407E-04 | 4,1947E-02 | 5,218440 |
| DPSZ | 0,516667 | 0,016667 | 2,0438E-11 | 2,2169E-11 | 55,483573 |

A metodologia proposta apresentou a melhor precisão e os menores valores para todos os índices de desempenho. Para o EMCC, a convergência ocorreu em 0,347 ms, enquanto que para as outras metodologias isto ocorreu em intervalos maiores do que 16 ms.

Além disso, os erros apresentados pela estimção da frequência feita a partir do EMCC ficaram na ordem de 10^{-11} Hz. Também, o estimador de frequência proposto apresentou o menor valor de Max OS dentre os estimadores analisados (3,049099 Hz), a qual ocorreu para a primeira amostra após a mudança de fase, enquanto os outros estimadores apresentaram valores maiores do que 5 Hz para esse parâmetro. Ressalta-se que, para este caso, os valores de MEPAC coincidiram com os de máxima sobre-elevação.

Ainda, destaca-se o fato de que a metodologia DPLLm apresentou o pior tempo de convergência e os maiores valores de erro transitório, enquanto a DPSZ apresentou o maior valor para o índice Max OS.

A Figura 4.14 mostra as respostas de cada metodologia, onde se percebe a grande precisão alcançada pelo EMCC. Resultados semelhantes foram encontrados para outros valores de $\Delta\theta$.

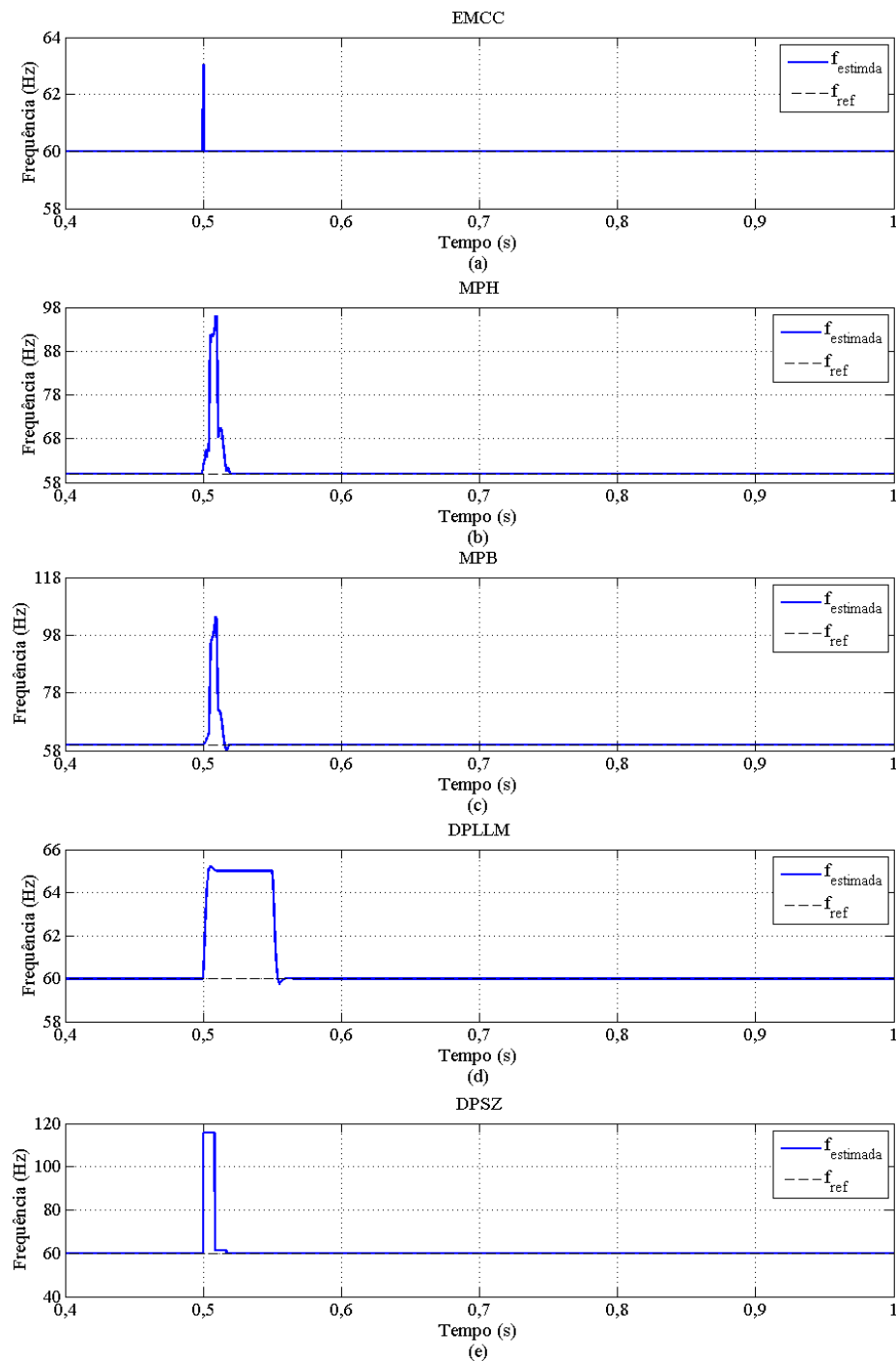


Figura 4.14 – Estimação de frequência para o Caso 6. (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLLm. (e) Resposta do DPSZ.

4.7.7 Considerações sobre Ruídos, Harmônicas e Inter-Harmônicas

Todos os métodos analisados apresentaram problemas de precisão e convergência quando submetidos ao processamento de sinais contendo ruídos, distorção harmônica ou inter-harmônica. Para melhorar seus desempenhos e garantir a convergência para qualquer uma dessas situações, foi verificado que as metodologias requerem uma filtragem adicional para não comprometer a precisão dos estimadores e, conseqüentemente, não prejudicar a operação do dispositivo que utiliza a estimção de frequência. Embora, a utilização de uma filtragem adicional na resposta dos estimadores implique em convergências mais lentas, as precisões das estimções são muito melhores nessas situações, uma vez que os erros tendem a diminuir para valores aceitáveis na maioria dos casos.

Desde que os níveis de ruído em linhas de transmissão estão entre 50 e 70 dB, sinais com frequência única e condições transitórias, contendo diferentes níveis de ruído gaussiano branco dentro dos referidos limites, foram gerados e processados pelo EMCC. Os testes mostraram que a metodologia proposta converge sem filtragem adicional para sinais com SNR maior do que 58 dB. Para taxas maiores de ruído, a metodologia perde precisão e uma filtragem adicional deve ser acrescentada a resposta, melhorando sua precisão e garantindo a convergência. Um filtro *Butterworth* de segunda ordem e frequência de corte igual a 15 Hz assegura os melhores índices de desempenho ao EMCC, quando sua estimção é comparada às respostas obtidas pelas outras metodologias utilizando o mesmo filtro.

A Tabela 4.8 mostra os índices de desempenho obtidos pelas respostas dos estimadores analisados para um sinal de frequência única e constante de 60 Hz, corrompido por ruído de 50 dB. Nesse caso, foi utilizado o filtro *Butterworth* descrito anteriormente. Conforme mencionado, o EMCC apresentou os menores valores para todos os índices de desempenho. Além disso, a Figura 4.15 mostra os sinais de frequência estimados por cada metodologia.

Tabela 4.8 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia, utilizando a filtragem adicional, processando sinais com ruído de 50 dB.

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | $\text{ERRO}_{\text{MÉDIO}}$ (Hz) | ERRO_{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|--|-----------------------------------|---------------------------------|-----------------|
| EMCC | 0,109896 | 1,7334E-04 | 4,8049E-02 | 2,579740 |
| MPH | 0,128819 | 4,4413E-04 | 4,9289E-02 | 2,625437 |
| MPB | 0,132118 | 8,9402E-04 | 6,2589E-02 | 2,642795 |
| DPLLM | 0,160938 | 6,7625E-04 | 4,9711E-02 | 2,589739 |
| DPSZ | 0,116840 | 2,1967E-03 | 1,5915E-01 | 2,586015 |

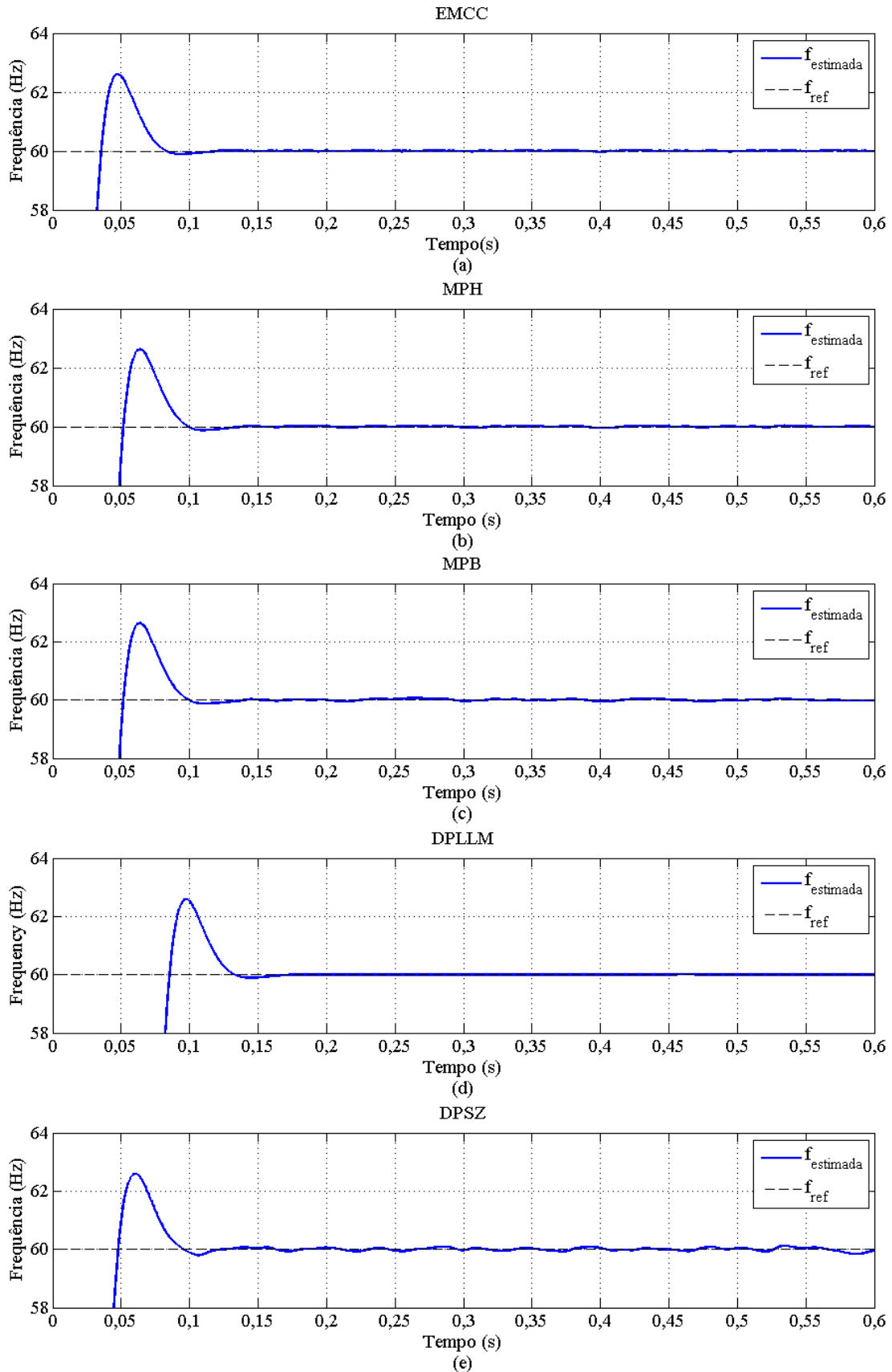


Figura 4.15 – Estimação de frequência para sinais com ruído de 50 dB, utilizando filtragem adicional (filtro *Butterworth*). (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

Ainda, para sinais contendo distorção harmônica, foi verificado que o EMCC converge para sinais corrompidos por componentes de segunda até décima segunda ordem, com distorção harmônica total de 3% ou menos em relação à componente fundamental. Para níveis maiores de distorção harmônica ou de harmônicas combinadas, a filtragem adicional é necessária. Além disso, para distorções causadas por inter-harmônicas, foi verificado que o EMCC não converge para frequências inferiores a 46 Hz e amplitudes maiores do que 3% da componente fundamental.

Como ocorre para os sinais distorcidos por ruído, em qualquer situação envolvendo conteúdo harmônico ou inter-harmônico, um filtro do tipo *Butterworth* de segunda ordem e frequência de corte igual a 15 Hz, aplicado sobre a resposta do EMCC, garante à metodologia proposta a obtenção dos melhores índices de desempenho em relação aos outros 4 métodos analisados.

Um exemplo disto pode ser visto na Tabela 4.9, a qual mostra os índices de desempenho dos estimadores de frequência analisados, utilizando a filtragem adicional, ao processarem sinais com frequência constante de 60 Hz, contendo harmônicas de 2ª e 3ª ordens, ambas com 5% de amplitude em relação a componente fundamental. Nesse caso, os métodos MPB e DPSZ não alcançaram a convergência. Novamente, o EMCC apresentou os melhores índices de desempenho, obtendo o menor tempo de convergência e os menores valores de erro para a estimação. Os sinais de frequência obtidos para este caso são mostrados na Figura 4.16.

Já a Tabela 4.10 e a Figura 4.17 apresentam os resultados obtidos pelas metodologias para um sinal de frequência constante de 60 Hz corrompido por conteúdo inter-harmônico de 10 Hz, com amplitude de 3% em relação à componente fundamental. Em ambos, pode-se observar que o EMCC, mais uma vez, obteve os melhores índices de desempenho, apresentando rápida convergência e erros de estimação mais baixos que as demais técnicas.

Ainda, através da Figura 4.17, percebe-se que todos os métodos apresentaram respostas oscilatórias mesmo com a filtragem adicional. Isso ocorreu devido ao elevado índice de distorção dos sinais processados. Apesar disso, todas as metodologias atingiram a convergência e, após isso, apresentaram erros de estimação dentro da margem aceitável.

Por fim, é importante ressaltar que o EMCC e o DPLL apresentaram os melhores desempenhos, tendo obtido resultados semelhantes com a utilização de filtragem adicional, exceto pelo fato de que o EMCC sempre apresentou tempos de convergência mais baixos. Ainda, sem a filtragem adicional, a metodologia proposta sempre obteve os melhores índices

de desempenho quando sua resposta convergia em situações envolvendo distorções causadas por ruídos, harmônicas ou inter-harmônicas.

Tabela 4.9 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia, com filtragem adicional, processando sinais com distorção harmônica (2ª e 3ª ordens, 5% da amplitude da componente fundamental).

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | ERRO_MÉDIO (Hz) | ERRO_MAX (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|--|-------------------|-------------------|-----------------|
| EMCC | 0,114236 | 1,6292E-05 | 4,5230E-02 | 2,584604 |
| MPH | 0,128819 | 2,1629E-03 | 4,8629E-02 | 2,623588 |
| DPLL | 0,161111 | 6,7699E-04 | 4,9443E-02 | 2,591016 |

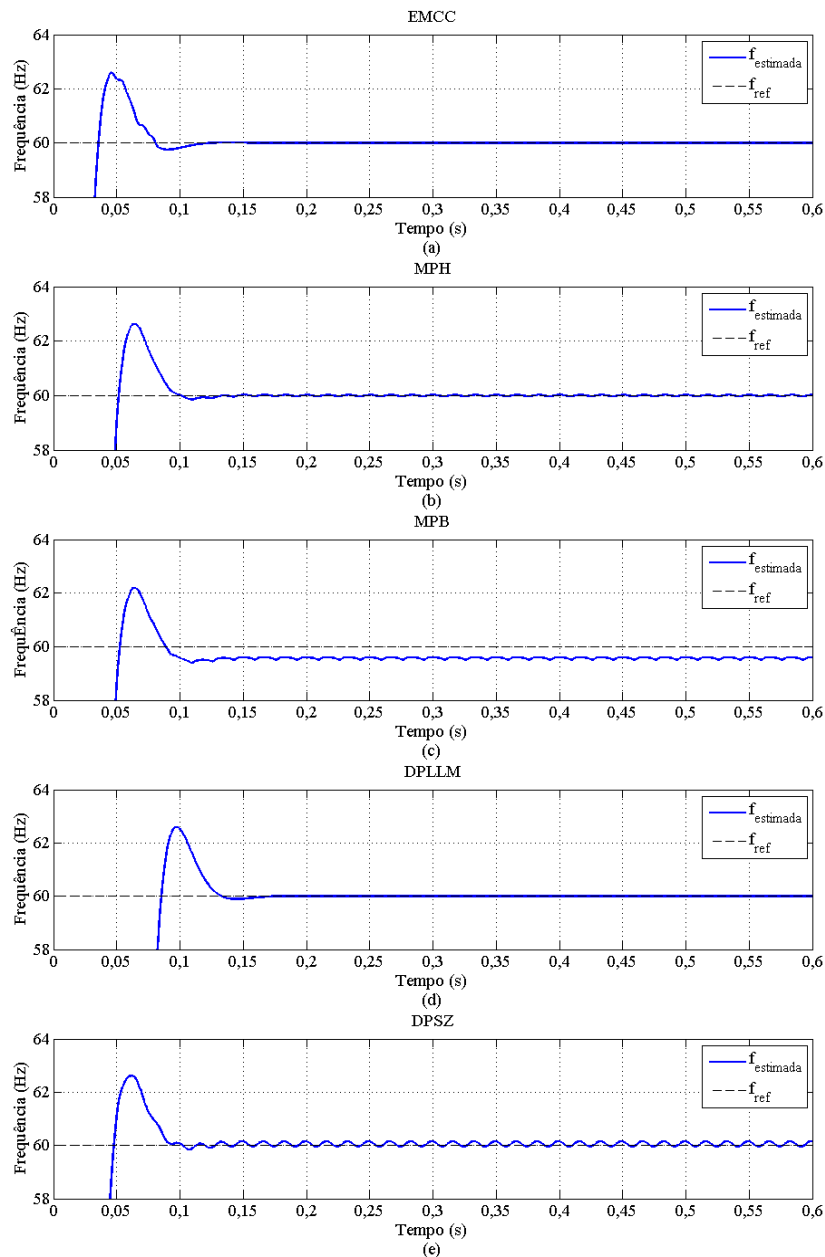


Figura 4.16 – Estimação de frequência para sinais com distorção harmônica, utilizando filtragem adicional (filtro *Butterworth*). (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLL. (e) Resposta do DPSZ.

Tabela 4.10 – Índices de desempenho obtidos por cada metodologia, com filtragem adicional, processando sinais com distorção inter-harmônica
 ($f_{\text{Inter-Harmônica}} = 10 \text{ Hz}$, 3% da amplitude da componente fundamental).

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | $\text{Erro}_{\text{MÉDIO}}$ (Hz) | Erro_{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|---|-----------------------------------|---------------------------------|-----------------|
| EMCC | 0,121528 | 2,0998E-04 | 4,7398E-02 | 2,483580 |
| MPH | 0,177951 | 5,2669E-03 | 8,8238E-02 | 2,655101 |
| MPB | 0,179340 | 8,1871E-03 | 1,1200E-01 | 2,665432 |
| DPLLM | 0,160590 | 7,0722E-04 | 4,9902E-02 | 2,577435 |
| DPSZ | 0,127951 | 2,2206E-02 | 1,2375E-01 | 2,563968 |

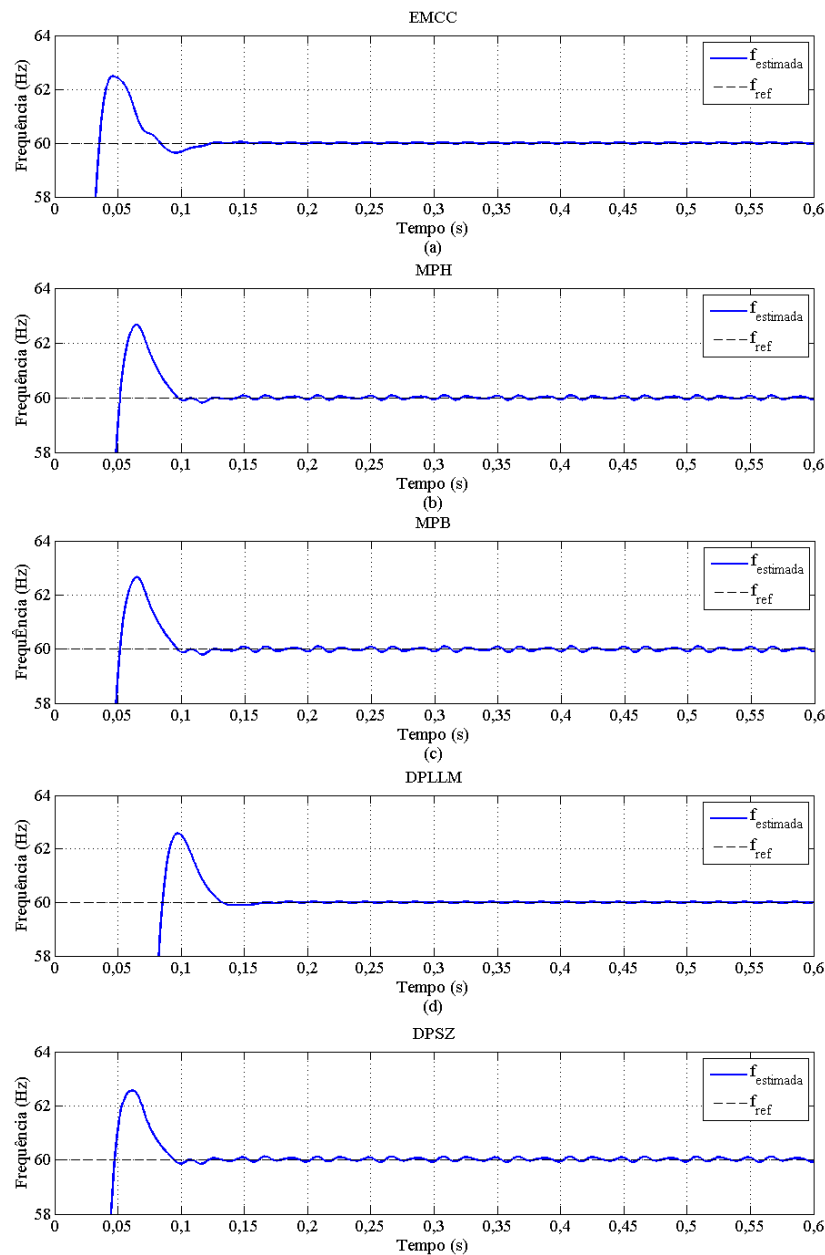


Figura 4.17 – Estimação de frequência para sinais com distorção inter-harmônica, utilizando filtragem adicional (filtro *Butterworth*). (a) Resposta do EMCC. (b) Resposta do MPH. (c) Resposta do MPB. (d) Resposta do DPLLM. (e) Resposta do DPSZ.

4.7.8 Considerações sobre Cargas Desbalanceadas

Uma vez que as componentes de Clarke são calculadas para fasores equilibrados, a metodologia pode apresentar resposta oscilatória e não convergente, com erros elevados, para sinais desequilibrados. Entretanto, testes revelaram que a utilização da filtragem adicional descrita na Seção anterior melhora o desempenho da metodologia proposta e garante a convergência da estimação de frequência para qualquer caso envolvendo cargas desequilibradas.

Exemplos disso podem ser vistos nas Figuras 4.18, 4.19 e 4.20, as quais mostram os resultados da estimação de frequência para o processamento de sinais de corrente obtidos a partir da simulação de cargas desequilibradas no sistema teste descrito no Capítulo 6.

Para o caso da Figura 4.18, o sistema apresenta cargas de, respectivamente, 1 p.u. na fase A, 0,5 p.u. na fase B e 1,5 p.u. na fase C, todas na base de 100 MVA e com fator de potência igual a 1. Nesta situação, a convergência foi obtida com o auxílio de filtragem adicional, a qual foi alcançada em aproximadamente 0,1 segundo, conforme mostra a Tabela 4.11. Ressalta-se que o erro médio e erro máximo da estimação após a convergência foram de $3,9605 \times 10^{-3}$ Hz e $4,9431 \times 10^{-2}$ Hz, respectivamente. Ainda, o maior erro positivo da estimação não ultrapassou 1,59 Hz.

Já para os resultados mostrados na Figura 4.19, as cargas apresentavam módulo igual a 1 p.u. e fatores de potência iguais a 0,9, 1 e 0,82 atrasados, para as Fase A, B e C, respectivamente. Os índices de desempenho para este caso aparecem na Tabela 4.12.

Tabela 4.11 – Índices de desempenho para o EMCC processando sinais provenientes da simulação de cargas desequilibradas com filtragem adicional
(f.p. = 1, Módulos das cargas: Fase A = 1 p.u., Fase B = 0,5 p.u. e Fase C = 1,5 p.u.).

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | Erro _{MÉDIO} (Hz) | Erro _{MAX} (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|--|----------------------------|--------------------------|-------------|
| EMCC | 0,099994 | 3,9605E-03 | 4,9431E-02 | 1,588832 |

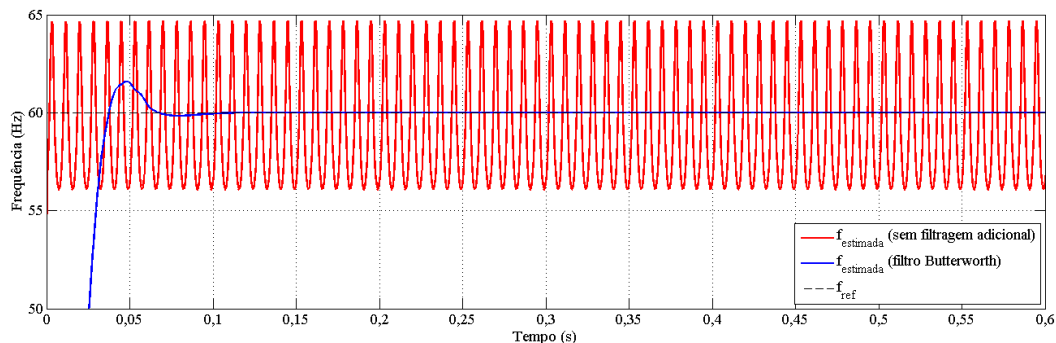


Figura 4.18 – Estimação de frequência utilizando o EMCC para cargas desequilibradas (f.p. = 1, Módulos das cargas: Fase A = 1 p.u., Fase B = 0,5 p.u. e Fase C = 1,5 p.u.).

Na Tabela 4.12, pode-se observar que, no caso envolvendo cargas com módulos iguais e fatores de potência diferentes, a convergência ocorre de forma mais lenta do que para a situação com cargas de fator de potência unitário e módulos diferentes. Entretanto, a diferença entre esses tempos de convergência é da ordem de 12 ms. Destaca-se ainda que, apesar de apresentar erros maiores para este caso, o erro médio da estimação, após a convergência da resposta, manteve-se na ordem de mili-hertz como no caso anterior.

Tabela 4.12 – Índices de desempenho para o EMCC processando sinais provenientes da simulação de cargas desequilibradas com filtragem adicional (Módulos das cargas = 1 p.u., f.p, Fase A = 0,9, f.p, Fase B = 1 e f.p. Fase C = 0,82).

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | ErroMÉDIO (Hz) | ErroMAX (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|--|----------------|--------------|-------------|
| EMCC | 0,111972 | 4,0991E-03 | 4,9502E-02 | 2,409361 |

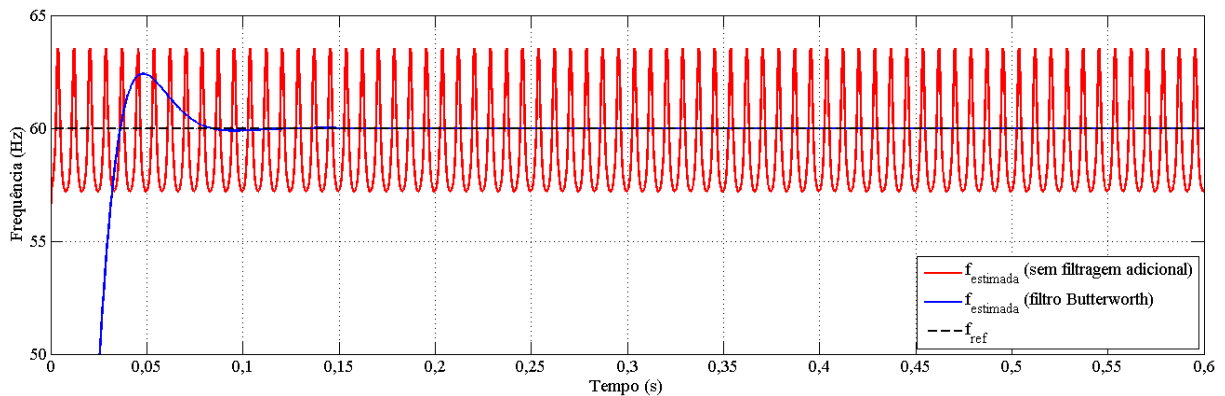


Figura 4.19 – Estimação de frequência utilizando o EMCC para cargas desequilibradas (Módulos das cargas = 1 p.u., f.p, Fase A = 0,9, f.p, Fase B = 1 e f.p. Fase C = 0,82).

Por fim, a Tabela 4.13 e a Figura 4.19 mostram os resultados obtidos pelo EMCC ao estimar a frequência a partir de sinais de corrente provenientes da simulação de cargas desequilibradas com diferentes módulos e fatores de potência. Nesse caso, as cargas das Fases A, B e C apresentavam, respectivamente, módulos de 1, 0,5 e 1,5 p.u. e fatores de potência iguais a 1, 0,9 e 0,82 atrasados. Para essas cargas, a resposta do EMCC apresentou erros maiores do que para as situações anteriores. Contudo, a convergência ocorreu em aproximadamente 113 ms e o erro médio da estimação após a convergência manteve-se na ordem dos mili-hertz.

Tabela 4.13 – Índices de desempenho para o EMCC processando sinais provenientes da simulação de cargas desequilibradas com filtragem adicional (Fase A: 1 p.u. e f.p. 1; Fase B: 0,5 p.u. f.p. = 0,9; e Fase C: 1,5 p.u. f.p. 0,82).

| Método | Δt_{CONV} (0 até 60 Hz), em segundos | ErroMÉDIO (Hz) | ErroMAX (Hz) | Max OS (Hz) |
|--------|--|----------------|--------------|-------------|
| EMCC | 0,111972 | 4,0991E-03 | 4,9502E-02 | 2,409361 |

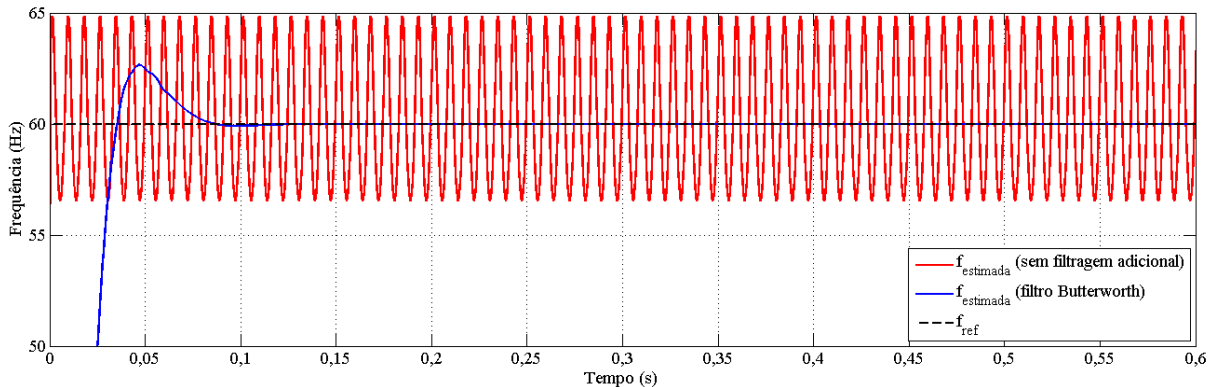


Figura 4.20 – Estimação de frequência utilizando o EMCC para cargas desequilibradas (Fase A: 1 p.u. e f.p. 1; Fase B: 0,5 p.u. f.p. = 0,9; e Fase C: 1,5 p.u. f.p. 0,82).

É importante ressaltar que a diferença de carregamento entre as fases interfere no erro da estimação e, conseqüentemente, no tempo de convergência da mesma. Quanto maior o desbalanço entre fases, maior erro da estimação. Entretanto, a utilização do filtro *Butterworth* na saída do EMCC garante a convergência da resposta em qualquer situação envolvendo cargas desequilibradas, além de manter os erros médios após a convergência na ordem de mili-hertz. Tendo em vista o elevado nível de desequilíbrio entre as cargas para as situações apresentadas e as margens de erro aceitáveis para a estimação de frequência, erros desta ordem não prejudicam o desempenho da metodologia.

4.7.9 Estimação da Frequência de Sinais de Corrente Durante Curtos-Circuitos

A Figura 4.21 apresenta a estimação de frequência realizada pela metodologia proposta para sinais de corrente provenientes das simulações de curtos-circuitos em uma linha de transmissão, conforme o sistema teste descrito no Capítulo 6, para um fluxo remanescente de 80% no núcleo do TC da fase A. Essa Figura apresenta a resposta do EMCC utilizando a filtragem adicional descrita nas Seções anteriores (filtro *Butterworth* de segunda ordem e frequência de corte igual a 15 Hz), processando sinais ideais e distorcidos por saturação. Percebe-se que a resposta do EMCC condiz com o que foi descrito a respeito da frequência de sinais de corrente durante curtos-circuitos. Sendo assim, a metodologia proposta para a estimação de frequência pode ser utilizada como ferramenta associada à técnica de correção apresentada no Capítulo 5.

A utilização da filtragem adicional na resposta do estimador de frequência se faz necessária, uma vez que diferenças de amplitude e de fase nas formas de onda dos sinais de corrente durante curtos-circuitos provocam erros de estimação semelhantes àqueles verificados para cargas desequilibradas, conforme visto na Seção 4.7.8.

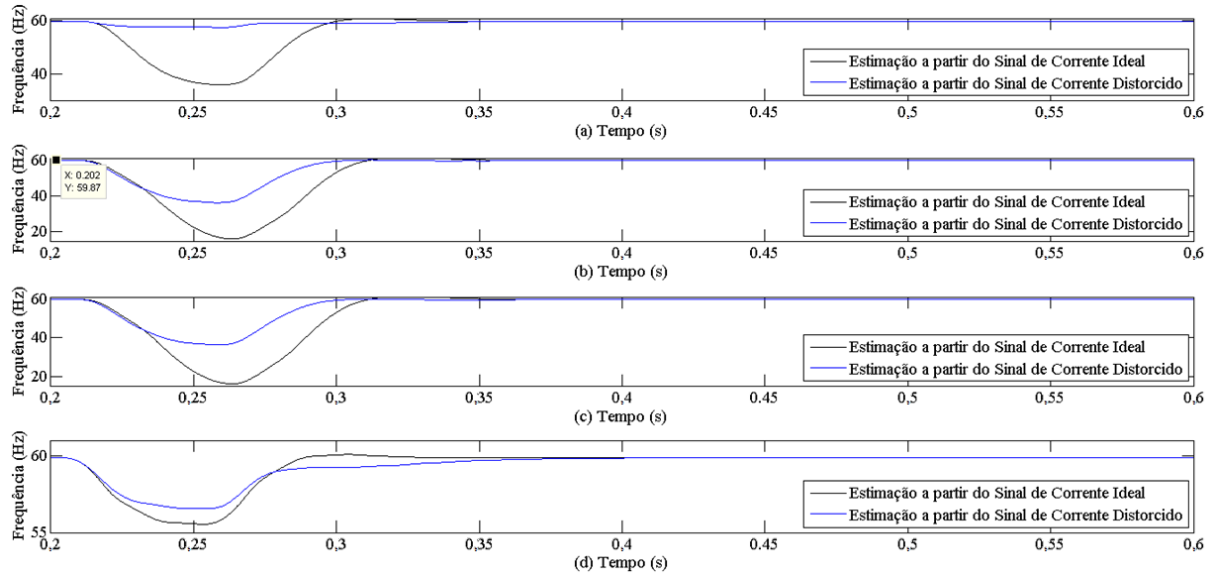


Figura 4.21 – Resposta do EMCC com filtragem adicional para sinais de corrente provenientes da simulação de faltas. (a) Falta monofásica. (b) Falta bifásica. (c) Falta bifásica à terra. (d) Falta trifásica.

Além disso, as distorções nas formas de onda, decorrentes do conteúdo harmônico inserido nos sinais de corrente durante o curto-circuito ou durante a saturação dos TCs, também prejudicam o desempenho do EMCC, de acordo com os resultados mostrados na Seção 4.7.7. Entretanto, a filtragem adicional também promove a remoção das oscilações numéricas causadas por essas distorções, justificando, também, a sua utilização.

Por fim, destaca-se que, dada a velocidade de convergência do EMCC, a precisão da estimação durante os trechos não distorcidos das formas de onda é altamente satisfatória e confiável para aplicação na correção dessas formas de onda, conforme mostram os resultados apresentados no Capítulo 6.

4.8 Considerações Finais

Neste Capítulo foi apresentada uma técnica inovadora para estimação de frequência, a qual teve seu desempenho comparado com outras técnicas já consagradas para este fim, frente à diversas condições transitórias de variação de frequência, amplitude e fase dos sinais analisados. Além disso, o referido estimador foi testado para condições envolvendo distorção harmônica e ruídos. Os resultados dessas análises mostraram que a proposta para estimação de frequência é robusta e precisa, apresentando respostas com baixos tempos de convergência, para variadas situações transitórias, podendo ser aplicada em dispositivos de medição fasorial, relés de proteção e em elementos de medição de frequência em Sistemas Elétricos de Potência.

Ainda, foi demonstrado o comportamento da frequência dos sinais de corrente de curto-circuito, com o intuito de justificar a utilização da resposta do estimador proposto como parâmetro utilizado para a correção das formas de onda distorcidas pela saturação de TCs, conforme a metodologia proposta no Capítulo 5.

Por fim, no Capítulo seguinte, são apresentadas as propostas da tese, tanto para detecção de transitórios em Sistemas Elétricos de Potência, quanto para detecção dos intervalos em que a forma de onda da corrente secundária encontra-se distorcida. Além disso, o Capítulo 6 mostra os resultados obtidos a partir da combinação entre as técnicas propostas para a estimação de frequência, a detecção e a correção dos intervalos de saturação.

Capítulo 5

PROPOSTAS PARA DETECÇÃO E CORREÇÃO DOS EFEITOS DA SATURAÇÃO

5.1 Considerações Gerais

A saturação de TCs pode implicar na operação indevida ou até na não operação dos relés de proteção, uma vez que os sinais distorcidos em virtude desse fenômeno podem ser mal processados pelos respectivos dispositivos de proteção.

Além das soluções convencionais estipuladas em normas técnicas, metodologias utilizando ferramentas matemáticas e computacionais, ou inteligência artificial, têm sido aplicadas para garantir a atuação adequada dos sistemas de proteção, durante os intervalos em que o TC se encontra saturado.

Graças aos avanços da tecnologia no que diz respeito aos relés numéricos, diversas técnicas para detecção e correção dos intervalos de saturação têm sido estudadas e implementadas, tornando os esquemas de proteção mais confiáveis e seguros.

O presente Capítulo descreve novas propostas para detecção e correção das distorções na forma de onda da corrente secundária, que ocorrem em virtude da saturação dos TCs.

5.2 Proposta para a Detecção da Saturação

Como proposta para detecção dos intervalos distorcidos por saturação, apresenta-se a técnica publicada em Santos *et al.* (2013). Essa metodologia é fundamentada nas funções-diferença de um sinal amostrado, onde a primeira, a segunda e a terceira função-diferença são dadas, respectivamente, pelas equações descritas em (5.1), (5.2) e (5.3) (KANG *et al.*, 2004a).

$$\text{del1}(n) = i_2(n) - i_2(n-1) \quad (5.1)$$

$$\text{del2}(n) = \text{del1}(n) - \text{del1}(n-1) \quad (5.2)$$

$$\text{del3}(n) = \text{del2}(n) - \text{del2}(n-1) \quad (5.3)$$

Em (5.1), (5.2) e (5.3), n representa a amostra atual a qual devem ser associados os valores de del1 , del2 e del3 .

Os valores das funções-diferença para a corrente secundária de um TC não saturado apresentam pouca variação entre pontos consecutivos. Consequentemente, representando esses valores como pares ordenados em planos formados por $\text{del1} \times i_2$, $\text{del2} \times \text{del1}$ e $\text{del3} \times \text{del2}$, os pontos estarão distribuídos em uma trajetória razoavelmente definida em torno do ponto (0,0) de cada plano, conforme mostra a Figura 5.1.

Na Figura 5.1(a) e 5.1(b), pode-se notar o efeito da componente exponencial decrescente da corrente de curto-circuito, que desloca a trajetória dos pontos em relação ao eixo i_2 , tornando a análise nesse plano um desafio maior. Por esse motivo, a detecção dos intervalos de saturação do TC é realizada nos planos $\text{del2} \times \text{del1}$ e $\text{del3} \times \text{del2}$ (Figuras 5.1(c) e 5.1(d), respectivamente), embora os conceitos aplicados a estes planos sejam válidos para o plano $\text{del1} \times i_2$.

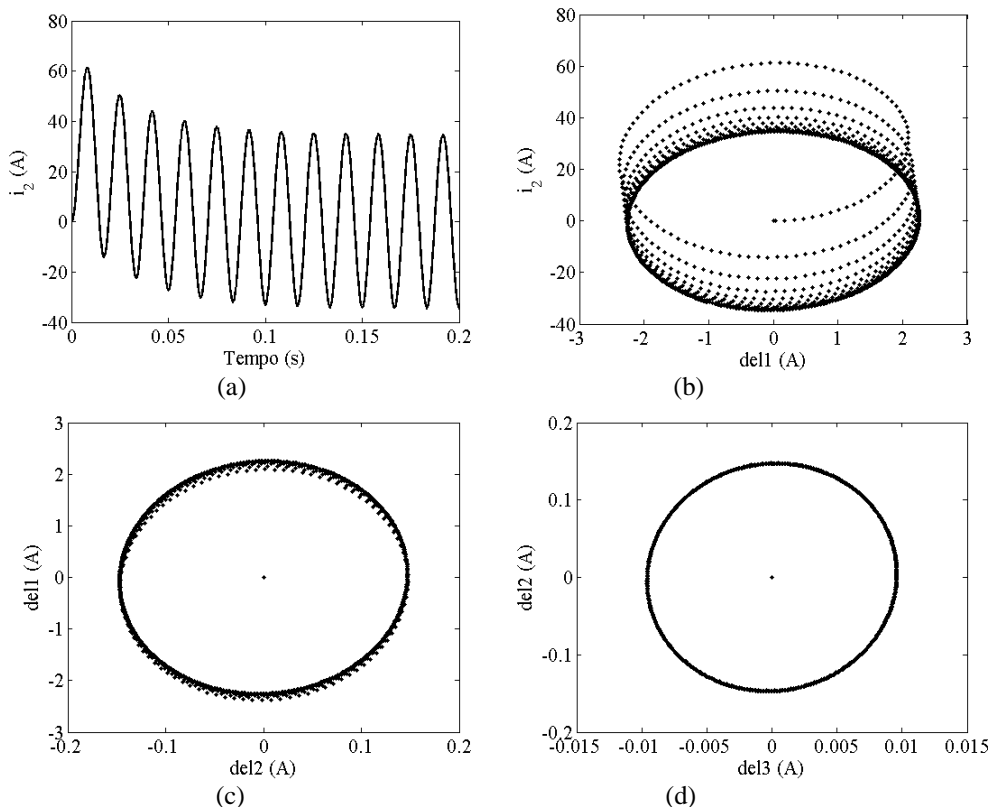


Figura 5.1 – Sinal de corrente e os planos gerados. (a) Sinal de corrente sem saturação. (b) Plano formado por $\text{del1} \times i_2$. (c) Plano formado por $\text{del2} \times \text{del1}$. (d) Plano formado por $\text{del3} \times \text{del2}$.

No instante em que a saturação ocorre, o respectivo ponto é deslocado subitamente em relação aos pontos anteriores e os pontos seguintes passam a descrever trajetórias bastante diferentes daquelas mostradas na Fig. 5.1. Isso ocorre até o instante em que o efeito da saturação cessa. As Figuras. 5.2 e 5.3 mostram a decomposição de um sinal de corrente distorcido em virtude da saturação do TC de acordo com cada plano.

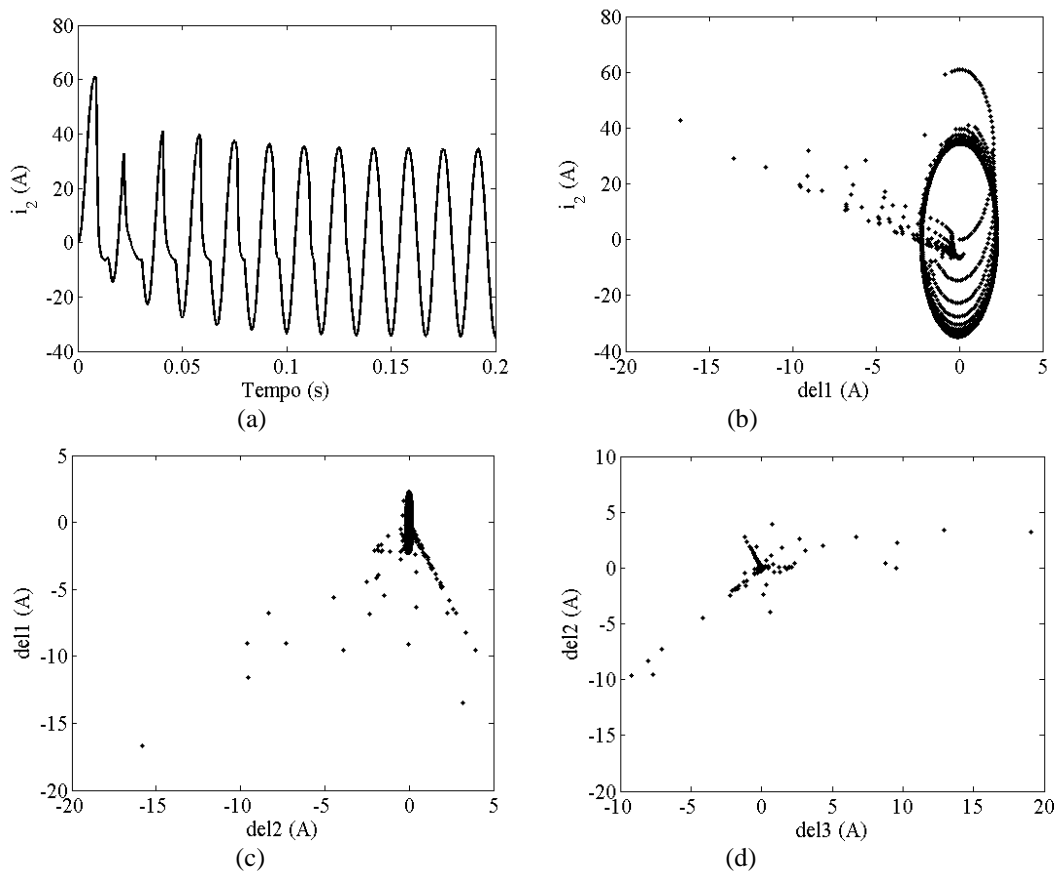


Figura 5.2 – Sinal de corrente e os planos gerados. (a) Sinal de corrente com saturação. (b) Plano formado por $del1$ x i_2 . (c) Plano formado por $del2$ x $del1$. (d) Plano formado por $del3$ x $del2$.

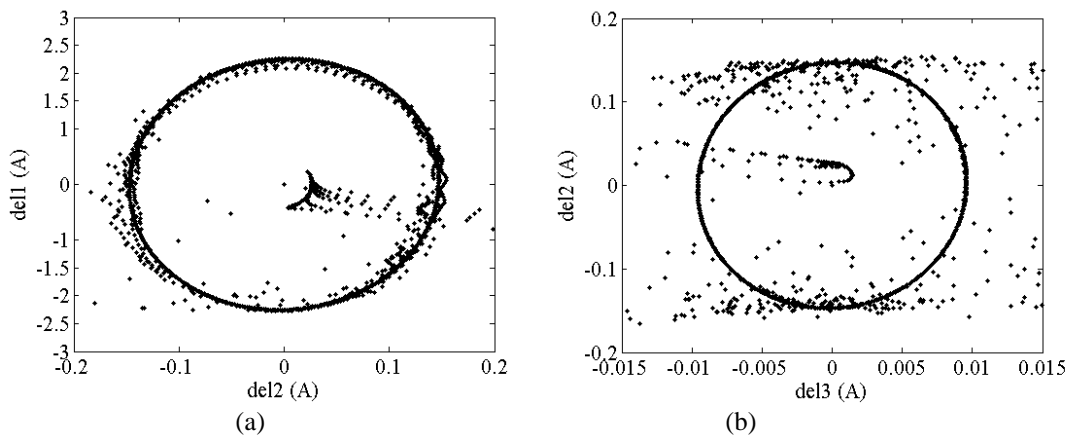


Figura 5.3 – Detalhe dos planos $del2$ x $del1$ e $del3$ x $del2$ para o sinal distorcido por saturação. (a) Plano $del2$ x $del1$. (b) Plano $del3$ x $del2$.

A Figura 5.4 mostra a decomposição nos planos $del2$ x $del1$ e $del3$ x $del2$ do sinal de corrente da Figura 5.2(a) até o instante em que o sinal começa a ser distorcido pela saturação. Nessas figuras, n representa o primeiro ponto do intervalo distorcido e $n-1$, o último valor de i_2 não afetado pela saturação. A distância entre os pontos n e $n-1$ é maior do que a distância entre cada ponto anterior.

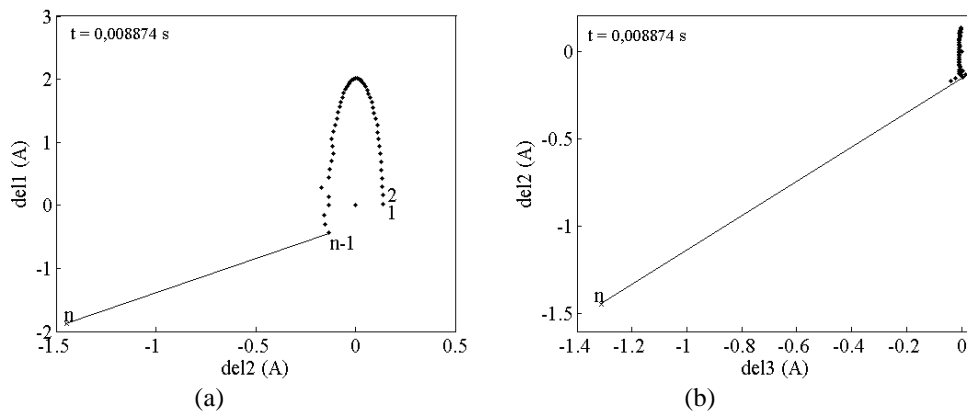


Figura 5.4 – Planos del2 x del1 e del3 x del2 até o instante em que inicia a distorção do sinal de corrente por efeito da saturação do TC. (a) Plano del2 x del1. (b) Plano del3 x del2.

Dessa forma, pode-se afirmar que o início de um intervalo de saturação ocorre quando o valor da distância entre pontos consecutivos aumenta repentinamente nos planos del2 x del1 e del3 x del2.

Durante o período em que o TC encontra-se saturado, os pontos aparecem distribuídos aleatoriamente em torno do centro (0,0) de ambos os planos, aproximando-se deste quando os valores das funções-diferença tendem para zero. Quando o efeito da saturação se aproxima do fim, os valores das funções-diferença sofrem variações, deslocando os pontos em seus respectivos planos e, conseqüentemente, causando incrementos no valor das distâncias entre pontos consecutivos. A partir do instante em que ocorre uma variação desse tipo, a posição dos pontos oscila em torno da trajetória descrita antes do início da saturação. Logo, pode-se concluir que o fim do intervalo de saturação é encontrado quando os pontos, em seus respectivos planos, retomam um caminho semelhante àquele anterior ao início da saturação.

A Figura 5.5 mostra os planos del2 x del1 e del3 x del2 para alguns valores de i_2 após o intervalo de saturação, onde m representa o primeiro ponto do novo intervalo sem saturação e $m-1$, o último ponto da região distorcida.

A distância euclidiana entre dois pontos consecutivos em cada plano pode ser obtida facilmente pelo teorema de Pitágoras. As Equações 5.4, 5.5 e 5.6 calculam os valores da distância euclidiana entre o ponto atual n e o ponto anterior $n-1$ nos planos del1 x i_2 , del2 x del1 e del3 x del2, respectivamente.

$$\text{dist1}(n) = \sqrt{[\text{del1}(n) - \text{del1}(n-1)]^2 + [i_2(n) - i_2(n-1)]^2} \quad (5.4)$$

$$\text{dist2}(n) = \sqrt{[\text{del2}(n) - \text{del2}(n-1)]^2 + [\text{del1}(n) - \text{del1}(n-1)]^2} \quad (5.5)$$

$$\text{dist3}(n) = \sqrt{[\text{del3}(n) - \text{del3}(n-1)]^2 + [\text{del2}(n) - \text{del2}(n-1)]^2} \quad (5.6)$$

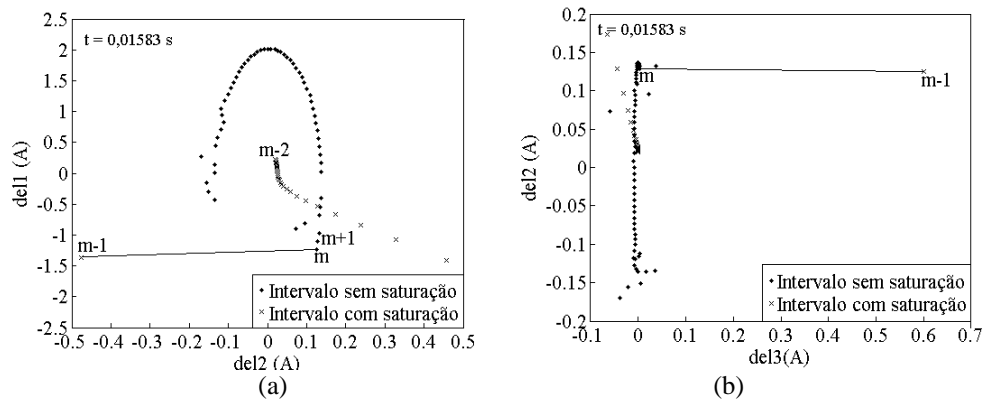


Figura 5.5 – Planos $del2$ x $del1$ e $del3$ x $del2$ poucas amostras após o instante em que termina o efeito da saturação do TC. (a) Plano $del2$ x $del1$. (b) Plano $del3$ x $del2$.

O início de saturação é detectado quando a condição descrita em (5.7) for satisfeita.

$$dist2(n) > Th1(n) \quad (5.7)$$

Onde $Th1(n)$ é o valor máximo admissível para a distância entre dois pontos consecutivos no plano $del2$ x $del1$, sem a ocorrência de saturação. O $Th1(n)$ é obtido a partir da Equação 5.8, em que μ e σ representam, respectivamente, a média e o desvio padrão para um conjunto de pontos tomados a partir de um ponto de referência até $n-1$. O ponto de referência é obtido após a incidência da falta, conforme descrito na Seção 5.2.2.

$$Th1(n) = \mu_{dist2}(n) + 2 \cdot \sigma_{dist2}(n) \quad (5.8)$$

Enquanto nenhuma saturação é detectada, um valor máximo admissível para as distâncias no plano $del3$ x $del2$ deve ser calculado de acordo com (4.9). O mesmo conjunto de pontos usado para calcular $Th1(n)$ deve ser usado para se obter $Th2(n)$.

$$Th2(n) = \mu_{dist3}(n) + \sigma_{dist3}(n) \quad (5.9)$$

Destaca-se ainda que, quando o primeiro início de saturação for detectado, os valores atuais de $Th1$ e $Th2$ devem ser salvos. Esse valor de $Th1$ será utilizado para detectar todos os demais intervalos de saturação do sinal analisado. O valor salvo de $Th2$ será usado para determinação de todos os finais dos trechos distorcidos.

Durante todos os picos que caracterizam o início de saturação nos sinais de $dist2$ e $dist3$, O transformador de corrente é considerado saturado. Após esses picos, $Th1$ e $Th2$ devem ser recalculados para cada ponto, de modo a prevenir que qualquer oscilação numérica

seja interpretada erroneamente como um final de saturação. Isso significa que o TC está saturado enquanto as condições expressas em (5.10) forem satisfeitas.

$$\text{dist2}(n) < \text{Th1}'(n) \quad \text{e} \quad \text{dist3}(n) < \text{Th2}' \quad (5.10)$$

Em (4.10), $\text{Th1}'$ e $\text{Th2}'$ devem ser calculados de acordo com as Equações 5.11 e 5.12 para um conjunto de pontos tomados a partir do valor detectado como primeiro ponto do respectivo intervalo de saturação até $n-1$.

$$\text{Th1}'(n) = \mu_{\text{dist2}'}(n) + \sigma_{\text{dist2}'}(n) \quad (5.11)$$

$$\text{Th2}'(n) = \mu_{\text{dist3}'}(n) \quad (5.12)$$

O conjunto de pontos utilizado para calcular (5.11) e (5.12) inclui o primeiro pico, o que eleva os valores de $\text{Th1}'$ e $\text{Th2}'$. Quando as condições descritas em (5.10) não forem mais satisfeitas, o pico próximo ao fim do intervalo de saturação é atingido. Durante este pico, o TC continua saturado. Isso significa que o TC ainda está saturado enquanto $\text{dist3}(n)$ for maior do que o valor de Th2 salvo após a detecção do primeiro intervalo de saturação. Então, o final de um trecho distorcido é determinado quando a condição descrita em (5.13) deixar de ser de ser satisfeita.

$$\text{dist3}(n) > \text{Th2}_{\text{salvo}} \quad (5.13)$$

Ressalta-se que, em (5.8), (5.9), (5.11) e (5.12) os fatores que multiplicam os respectivos desvios padrão foram escolhidos empiricamente, de modo que a resposta do detector de saturação fosse adequada para todos os casos analisados.

5.2.1 Considerações a respeito da Metodologia de Detecção

Uma vez que as condições descritas em (5.7) forem satisfeitas, o valor do detector de saturação muda de zero para um e permanece neste valor até que o final do respectivo intervalo seja determinado.

Além disso, os valores de Th1 e Th2 são dependentes da taxa de amostragem. Quanto menor a amostragem, maiores os valores das funções-diferença e, conseqüentemente, maiores os valores de distância entre os pontos consecutivos de cada plano. Por outro lado, esses valores são menores se a taxa de amostragem for alta. Ambos os extremos afetam o

desempenho do método. Taxas de 32, 64 e 96 amostras por ciclo, foram testadas. A metodologia apresentou menor capacidade de detecção para 32 amostras por ciclo. A melhor performance foi verificada para uma taxa de 96 amostras por ciclo.

Ainda, as funções-diferença e as distâncias são proporcionais à amplitude da corrente. Quanto maior a corrente, maiores as funções-diferença e as distâncias. Logo, os limites calculados em (5.8), (5.9), (5.11) e (5.12) são dependentes da magnitude da corrente já que esses parâmetros são calculados considerando os valores das distâncias em cada plano.

O método proposto foi implementado em Matlab. Vários sinais foram analisados, incluindo diferentes tipos de falta, ângulos de incidência, constantes X/R, relações de transformação, carregamento dos TCs e diferentes características de histerese de modo a assegurar desempenho adequado da metodologia. Testes incluindo distorção harmônica e ruídos também foram realizados, mostrando que a metodologia tem imunidade à harmônicas de terceira, quinta, sétima e décima primeira ordem, com distorção harmônica total equivalente a 10% da frequência fundamental, e a ruídos para sinais com relação sinal-ruído maiores do que 56 dB.

Por fim, os testes mostraram que o tempo de processamento requerido pelo algoritmo para detectar intervalos de saturação é inferior a 28 μ s. Este tempo é aceitável para aplicação em tempo real com uma amostragem de 96 amostras por ciclo (aproximadamente 174 μ s entre duas amostras consecutivas em um sistema de 60 Hz).

5.2.2 Detecção de Transitórios

O detector de saturação, descrito na Seção anterior, inicia sua operação a partir do momento em que uma falta é detectada. Nesse trabalho, propõe-se que os curtos-circuitos sejam determinados a partir das distâncias euclidianas entre dois pontos consecutivos no plano de $i_1 \times i_2$, conforme descrito na Seção 5.2.

De maneira análoga ao que ocorre no início de um intervalo de saturação, os pontos no plano de $i_1 \times i_2$ são deslocados subitamente quando ocorre uma falta no sistema, causando incremento no valor de $dist_1$. A Figura 5.6 mostra o comportamento dos pontos no plano de $i_1 \times i_2$, para o sinal de corrente da Figura 5.1, até o instante em que a falta ocorre.

As distâncias euclidianas no plano de $i_1 \times i_2$ são calculadas conforme a Equação 5.4. Um transitório é detectado quando a condição expressa em (5.14) for satisfeita.

$$dist_1(n) > Th_{tr} \quad (5.14)$$

Em (5.14), o termo $Th_{tr}(n)$ é calculado conforme (5.15).

$$Th_{tr}(n) = \mu_{dist1}(n) + 1,3 \cdot \sigma_{dist1}(n) \quad (5.15)$$

Na Equação (5.15), μ e σ são, respectivamente, a média e o desvio padrão para um conjunto de valores de $dist1$ tomados desde $n-2 \cdot N+1$ até $n-1$. Como ocorrido para a metodologia de detecção dos intervalos de saturação, o fator que multiplica o desvio padrão na Equação 5.15 foi escolhido empiricamente, de modo que o detector de transitórios apresentasse atuação coerente e precisa em todos os casos analisados.

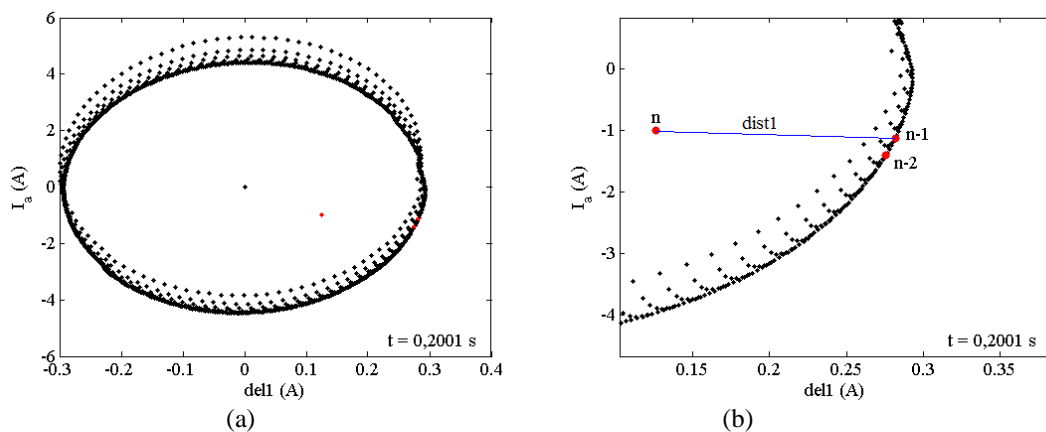


Figura 5.6 – Comportamento dos pontos no plano $dell \times i_2$ até o instante da falta. (a) Todos os pontos. (b) Detalhe dos três últimos pontos.

A Figura 5.7 ilustra o funcionamento do detector de transitórios. O detector de saturação começa a ser processado a partir do ponto seguinte à detecção da falta e o respectivo valor de corrente servirá como ponto de referência para compensação do primeiro intervalo distorcido, conforme descrito na Seção 5.3.

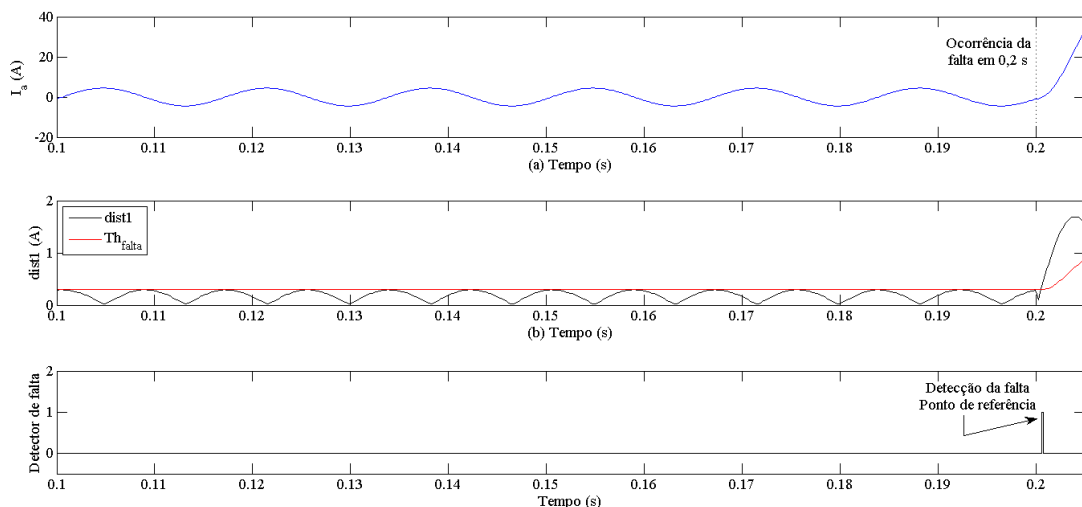


Figura 5.7 – Detecção da falta. (a) Sinal de corrente secundária. (b) Valores das distâncias no plano $dell \times i_2$. (c) Determinação da ocorrência de falta.

5.3 Proposta para a Correção dos Trechos Distorcidos por Saturação

5.3.1 Correção dos Intervalos de Saturação por Mínimos Quadrados

Pan *et al.* (2004) propuseram uma metodologia para correção dos efeitos da saturação fundamentada na técnica de Ajuste de Curvas por Mínimos Quadrados. Tal metodologia assume que a porção não distorcida da forma de onda, antes do primeiro trecho distorcido, tem duração mínima de 1/6 de ciclo. Também foi considerado que o trecho não distorcido entre dois intervalos de saturação consecutivos tem duração de aproximadamente ¼ de ciclo.

Além disso, os autores afirmam que, a partir da segunda porção não distorcida da forma de onda, existem pontos que se repetirão exatamente um ciclo após sua ocorrência. As partes não saturadas do sinal podem ser determinadas usando um ponto de referência (RP), o qual é definido logo após a incidência da falta. O RP é definido como a primeira amostra da corrente de falta após a passagem pelo zero, onde a forma de onda da corrente de falta tem a mesma direção da componente exponencial decrescente.

A primeira porção não saturada da forma de onda é aquela que inclui o RP e as amostras consecutivas imediatamente após este ponto, enquanto as demais porções não distorcidas do sinal contêm amostras consecutivas um ou mais ciclos após o RP. Os autores afirmam que qualquer porção da forma de onda não distorcida por saturação dura em torno de 1/6 a 1/4 de ciclo e pode ou não ser simétrica ao RP, ou a um ponto a partir do RP, por um número inteiro de ciclos.

Para compensação do sinal distorcido, a corrente de falta é expressa por uma combinação de duas componentes. A primeira representa a componente periódica de regime permanente determinada pela fonte de tensão e a impedância de falta. A segunda componente representa a parcela exponencial que irá desaparecer por decaimento de acordo com a constante de tempo (X/R) do sistema de potência.

Sendo assim, a Equação 5.16 deve ser satisfeita para qualquer ponto de um trecho não saturado da forma de onda da corrente de falta.

$$i(k) = A \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{f}{f_{\text{samp}}} + \varphi\right) + B \cdot e^{\lambda k} \quad (5.16)$$

Em (5.16), k representa as amostras do sinal de corrente tomadas após a incidência de falta, f_{samp} é a frequência de amostragem e f é a frequência do sistema de potência. A , B , φ e λ

são parâmetros desconhecidos. Teoricamente, esses parâmetros definem toda a forma de onda da corrente de falta e, por isso, podem ser usados para calcular valores de corrente para compensação dos trechos distorcidos por saturação.

Valores numéricos para A, B, φ e λ podem ser estimados por meio do Método de Ajuste de Curvas por Mínimos Quadrados, desde que as amostras sejam extraídas das porções não saturadas do sinal.

A Equação 5.16 pode ser reescrita como (5.17) pela expansão do termo cosseno e pela aproximação de primeira ordem da Série de Taylor para a função exponencial.

$$i(k) = A \cdot \cos(\varphi) \cdot \cos(\omega \cdot k) - A \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(\omega \cdot k) + B + \lambda \cdot k \quad (5.17)$$

Em (5.17), ω é a frequência angular e representa $2\pi f/f_{\text{samp}}$. Fazendo $C_1 = (A \cos \varphi)$ e $C_2 = (-A \sin \varphi)$, a Equação 5.17 pode ser reescrita como (5.18).

$$i(k) = C_1 \cdot \cos(\omega \cdot k) + C_2 \cdot \sin(\omega \cdot k) + B + \lambda \cdot k \quad (5.18)$$

A Equação 5.19 é formada por amostras retiradas de dois trechos não saturados consecutivos e anteriores ao respectivo trecho saturado.

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot k_i) & \sin(\omega \cdot k_i) & k_i & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos[\omega \cdot (k_i + m_i)] & \sin[\omega \cdot (k_i + m_i)] & k_i + m_i & 1 \\ \cos(\omega \cdot k_j) & \sin(\omega \cdot k_j) & k_j & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos[\omega \cdot (k_j + m_j)] & \sin[\omega \cdot (k_j + m_j)] & k_j + m_j & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \lambda \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(k_i) \\ \vdots \\ i(k_i + m_i) \\ i(k_j) \\ \vdots \\ i(k_j + m_j) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Em (5.19), as amostras da primeira região não saturada da forma de onda são numeradas como k_i até $k_i + m_i$ e as amostras da segunda região não saturada são numeradas como k_j até $k_j + m_j$.

A Equação 5.19 pode ser expressa por (5.20), na qual M representa a matriz de senos e cossenos, P o vetor com os parâmetros desconhecidos e I, o vetor com as amostras de corrente das respectivas regiões não distorcidas pela saturação. Os valores de C_1 , C_2 , λ e B podem ser obtidos através da Equação (5.21), com a parcela $(M^T M)^{-1} M^T$ representando a pseudo-inversa da matriz M e T, o operador matriz transposta.

$$M \cdot P = I \quad (5.20)$$

$$P = (M^T \cdot M)^{-1} \cdot M^T \cdot I \quad (5.21)$$

Após a obtenção dos valores de C_1 , C_2 , λ e B , as possíveis amostras de um trecho saturado podem ser substituídas por valores estimados a partir da Equação 5.18.

A compensação utilizando dois trechos não saturados do sinal, consecutivos e anteriores a cada intervalo distorcido, pode ser feita usando todas as amostras dos respectivos trechos não saturados ou usando somente uma parte dessas amostras. Essa alternativa não permite a correção do primeiro intervalo distorcido por saturação. Entretanto, o primeiro trecho distorcido pode ser compensado utilizando apenas o primeiro trecho não saturado. Nos testes, as duas aplicações foram testadas, utilizando dez amostras de cada trecho não saturado para uma amostragem de 96 amostras/ciclo. Ainda, os autores afirmam que, para uma compensação com maior precisão, mais do que dois trechos não saturados devem ser usados.

Essa metodologia apresenta problemas de desempenho para situações onde o TC apresenta elevado fluxo remanescente no núcleo ou *burden* com grande impedância resistiva conectado em seus terminais secundários. Nesses casos, a saturação do TC pode ocorrer em menos de $\frac{1}{4}$ de ciclo e as considerações feitas pelos autores sobre a duração dos intervalos de saturação podem não ser satisfeitas, prejudicando o desempenho do processo de compensação das formas de onda. Além disso, a técnica proposta por Pan *et al.* (2004) não atua corretamente para a compensação do primeiro ciclo, quando se opta por essa possibilidade. Isso ocorre devido aos erros causados pela utilização do valor da frequência nominal do sistema no cálculo dos parâmetros característicos do sinal.

Exemplos dos problemas mencionados podem ser vistos na Figura 5.8. Nessa Figura, o sinal de corrente secundária, processado pelas duas alternativas da metodologia de Pan *et al.* (2004), apresenta distorções que ocorrem antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo após a incidência de falta. Nota-se que, em ambas as aplicações possíveis para essa técnica, o erro da compensação é elevado durante os primeiros ciclos do sinal, provocando uma reconstrução precária da forma de onda em questão.

Destaca-se que, em ambas as aplicações, o elevado erro da compensação ocorre em consequência da utilização incorreta de amostras do trecho distorcido a ser compensado na formação do vetor I , o qual é aplicado no processo de obtenção dos parâmetros C_1 , C_2 , λ e B . Isso acontece devido à consideração de que o TC não irá saturar antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo do sinal. Além disso, a utilização de $f = 60$ Hz durante a compensação também contribui para o erro durante a compensação do primeiro trecho distorcido.

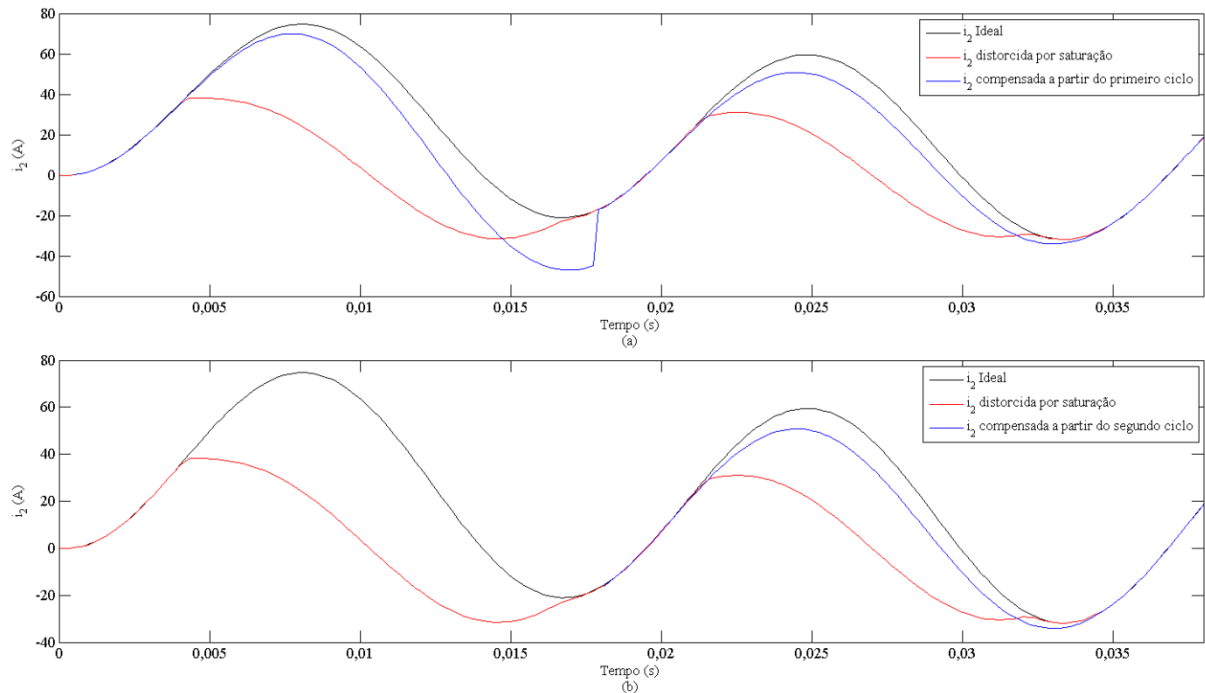


Figura 5.8 – Compensação de sinais com intervalos de saturação ocorridos antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo. (a) Resposta da metodologia de Pan *et al.* (2004) corrigindo a forma de onda a partir do primeiro ciclo. (b) Resposta da mesma metodologia corrigindo a forma de onda a partir do segundo ciclo.

5.3.2 Correção por Mínimos Quadrados e Estimação de Frequência

Como solução para os problemas expostos na Seção 5.3.1, propõe-se a utilização do sinal de frequência, estimado a partir da metodologia descrita na Seção 4.4, para a compensação adequada dos sinais distorcidos. A frequência estimada imediatamente antes da detecção do intervalo de saturação deve ser utilizada para o cálculo da frequência angular, conforme (5.22).

$$\omega' = 2 \cdot \pi \cdot k \cdot \frac{f_{\text{est}}}{f_{\text{samp}}} \quad (5.22)$$

Em (5.22), f_{est} representa a frequência estimada no instante anterior à detecção do respectivo intervalo de saturação. O valor obtido para ω' deve ser utilizado para construção da matriz de senos e cossenos, a qual é utilizada para obtenção dos parâmetros C_1 , C_2 , λ e B , de acordo com as Equações 5.23 e 5.21.

De forma análoga à proposta de Pan *et al.* (2004), após a obtenção dos valores de C_1 , C_2 , λ e B , as possíveis amostras de um trecho saturado podem ser substituídas por valores estimados a partir da Equação 5.18.

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot k_i) & \text{sen}(\omega \cdot k_i) & k_i & 1 \\ \cos[\omega \cdot (k_i + 1)] & \text{sen}[\omega \cdot (k_i + 1)] & k_i + 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega \cdot k_j) & \text{sen}(\omega \cdot k_j) & k_j & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \lambda \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(k_i) \\ i(k_i + 1) \\ \vdots \\ i(k_j) \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Embora o cálculo do sinal compensado através da Equação 5.18 garanta boa precisão à metodologia de correção, a utilização da aproximação de terceira ordem da Série de Taylor para a função exponencial em (5.16) aumenta a robustez dessa metodologia, diminuindo os erros transitórios em mais de 50%. Sendo assim, o sinal compensado $i(k)$ pode ser obtido a partir da Equação 5.24, cujos parâmetros C_1 , C_2 , λ_1 , λ_2 , λ_3 e B são obtidos através da pseudo-inversão (5.21) da Expressão (5.25), de forma semelhante ao ocorrido para a técnica de Pan *et al.* (2004).

$$i(k) = C_1 \cdot \cos(\omega \cdot k) + C_2 \cdot \text{sen}(\omega \cdot k) + B + \lambda_1 \cdot k + \lambda_2 \cdot k^2 + \lambda_3 \cdot k^3 \quad (5.24)$$

$$\begin{bmatrix} \cos(\omega \cdot k_i) & \text{sen}(\omega \cdot k_i) & k_i & k_i^2 & k_i^3 & 1 \\ \cos[\omega \cdot (k_i + 1)] & \text{sen}[\omega \cdot (k_i + 1)] & k_i + 1 & (k_i + 1)^2 & (k_i + 1)^3 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos(\omega \cdot k_j) & \text{sen}(\omega \cdot k_j) & k_j & k_j^2 & k_j^3 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i(k_i) \\ i(k_i + 1) \\ \vdots \\ i(k_j) \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Para o primeiro intervalo de saturação, caso este esteja presente no primeiro ciclo após a ocorrência da falta, o valor de k_i deve corresponder ao ponto de referência, determinado durante a detecção da falta. Para os ciclos seguintes, k_i deve corresponder ao primeiro ponto após o trecho distorcido anterior.

Caso a primeira saturação ocorra a partir do segundo ciclo, o número de pontos entre k_i e k_j deve ser igual a $\frac{1}{4}$ da amostragem adotada, limitando o tamanho da janela de dados, de modo a reduzir os erros transitórios da correção. Sendo assim, caso a primeira saturação não ocorra durante o primeiro ciclo após a falta, para, por exemplo, uma taxa de 96 amostras por ciclo, a janela de dados para correção do segundo ciclo iniciará em $k_i = 97$ e crescerá até ter no máximo 24 amostras. Enquanto um valor para k_j não é determinado, a primeira amostra da janela anterior é descartada, as demais amostras são deslocadas uma posição para a esquerda e a amostra atual é colocada na última posição (extremidade direita). Para compensar todos os intervalos de saturação, k_j deve corresponder ao ponto imediatamente anterior ao que corresponde ao início do trecho a ser corrigido. Logo, a metodologia proposta estima os

parâmetros C_1 , C_2 , λ_1 , λ_2 , λ_3 e B a partir de amostras tomadas de trechos não corrompidos do sinal imediatamente anteriores ao respectivo intervalo a ser corrigido.

A Figura 5.9 (a) mostra intervalos distorcidos por saturação compensados a partir da técnica proposta, considerando a frequência do sinal constante e igual a 60 Hz. Em contrapartida, a Figura 5.9 (b) expõe o resultado da correção desses trechos utilizando o valor de frequência estimado imediatamente antes do início de cada intervalo de saturação. A partir dessa Figura percebe-se que, ao se considerar a frequência constante o erro da compensação é muito grande. Do contrário, a correção utilizando o sinal de frequência estimado apresenta grande proximidade em relação aos valores ideais, o que comprova a robustez da metodologia.

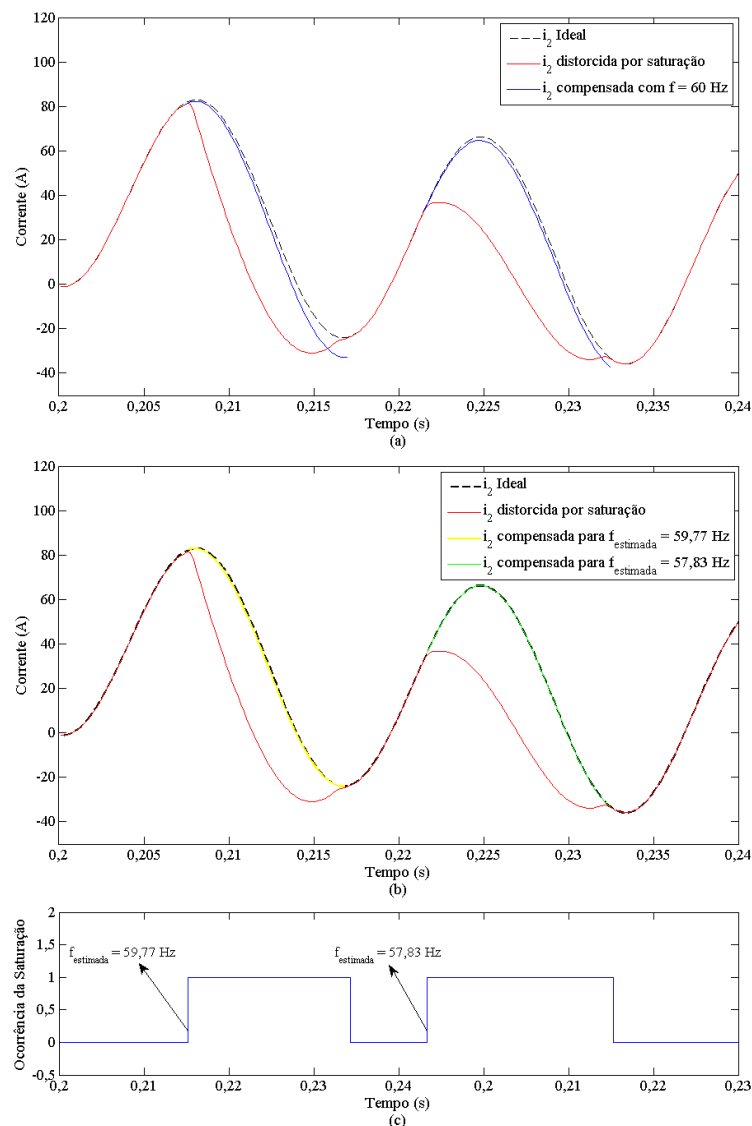


Figura 5.9 – Atuação da metodologia de correção. (a) Considerando frequência constante e igual a 60 Hz. (b) Considerando a frequência estimada a partir do sinal de corrente imediatamente antes de cada intervalo distorcido. (c) Ocorrência da saturação.

Os testes realizados revelaram que a estimação de frequência após o primeiro ciclo da corrente de curto-circuito pode tender a valores muito baixos, prejudicando a correção. Isso ocorre devido ao desvio de fase detectado pelo estimador de frequência, o qual é causado pela componente exponencial presente nos sinais das fases em falta. Entretanto, foi verificado que a compensação apresentava erros consideráveis somente quando a frequência era estimada abaixo de 55 Hz a partir do segundo intervalo de saturação. Portanto, para contornar esse problema, deve-se utilizar o valor da frequência estimada imediatamente antes da detecção do primeiro intervalo de saturação, quando o valor de frequência for inferior a 55 Hz para os demais trechos distorcidos. A Figura 5.10 apresenta um fluxograma simplificado da metodologia proposta.

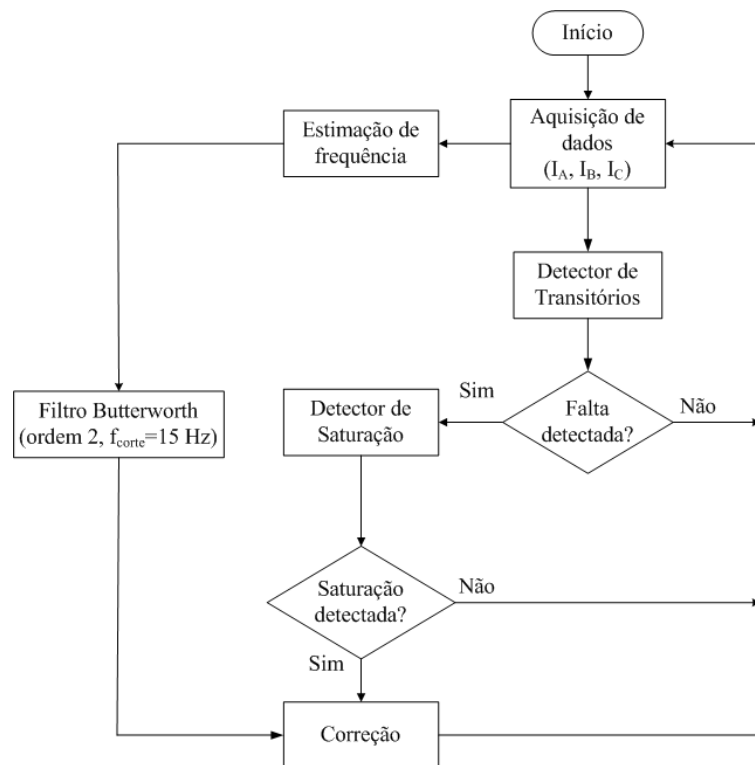


Figura 5.10 – Fluxograma simplificado da metodologia proposta.

Na Figura 5.10, o blocos referentes à estimação de frequência pode ser substituído pelo fluxograma apresentado na Figura 4.5. Por fim, o fluxograma completo com a associação das técnicas propostas nesta tese é mostrado na Figura 5.14, onde det_{Tr} representa o estado do detector de transitórios e $det_{Sat}(n)$ o estado do detector de saturação. Vale ressaltar que o estado desses detectores muda de zero para um quando, respectivamente, um transitório ou um trecho distorcido por saturação é detectado. Além disso, a variável *ant* guarda o valor de frequência utilizado para a correção do trecho distorcido anterior.

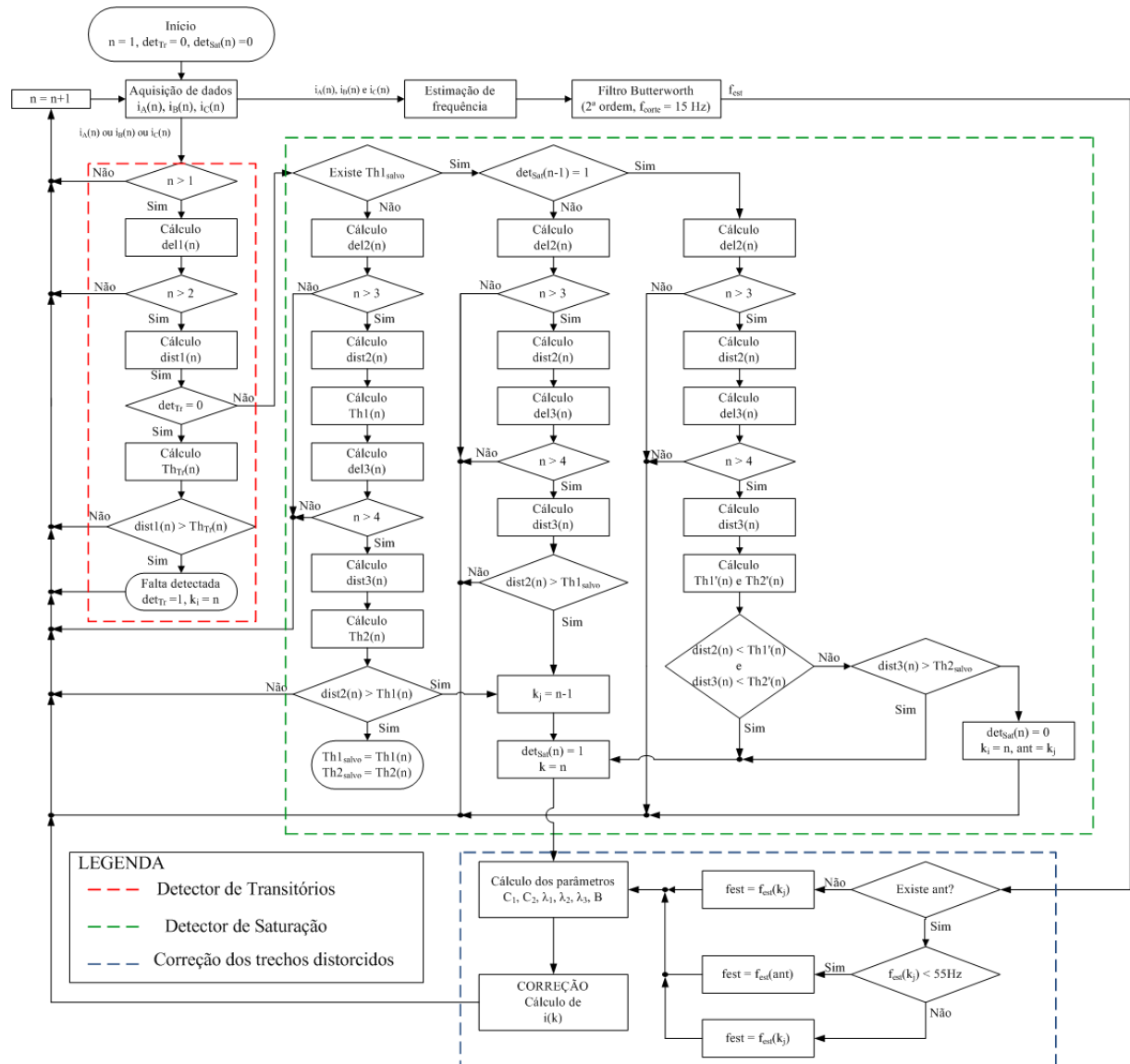


Figura 5.11 – Fluxograma completo da metodologia proposta.

5.4 Considerações Finais

Neste Capítulo, foram apresentadas as metodologias propostas para detecção e correção dos intervalos em que as formas de onda da corrente secundária se encontram distorcidas em virtude da saturação dos TCs.

Além disso, foi descrito um novo método para detecção de transitórios, o qual ativa o detector de saturação.

A combinação dessas técnicas, associadas à estimação de frequência, propicia excelente compensação do sinal distorcido por saturação, tendo em vista os baixos erros verificados nos testes realizados. Sendo assim, a metodologia proposta apresenta grande

robustez e precisão ao efetuar a compensação dos trechos defeituosos das formas de onda de sinais de corrente provenientes de TCs com núcleo saturado.

No Capítulo seguinte, são apresentados o sistema teste utilizado e os resultados obtidos, os quais comprovam a qualidade das técnicas propostas.

Capítulo 6

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES E DISCUSSÕES

6.1 Considerações Gerais

Nesse Capítulo, são apresentados os resultados obtidos para os testes envolvendo as metodologias descritas no Capítulo 4. Para a obtenção desses resultados, foram feitas simulações computacionais de curto-circuito em uma linha de transmissão. Os sinais de corrente secundária obtidos foram processados pelas técnicas propostas, de modo a se obter um sinal de corrente corrigido.

Um sistema teste foi selecionado para discussão dos resultados. Também, uma análise qualitativa é realizada de modo a destacar as vantagens dos métodos propostos na tese. As metodologias foram analisadas em termos da precisão na detecção dos trechos distorcidos e da qualidade da correção, avaliada através do cálculo do erro transitório percentual da compensação. Para todos os casos analisados, os erros transitórios não ultrapassaram 1,1%, mostrando a qualidade da proposta.

6.2 Sistema teste

As metodologias foram implementadas no Matlab[®]. Os sinais analisados foram obtidos por simulações no EMTP-ATP, seguindo o sistema da Figura 6.1.

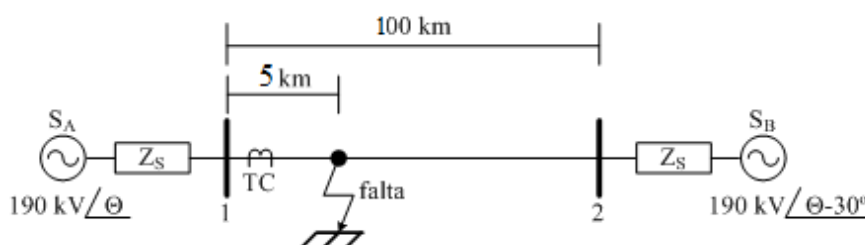


Figura 6.1 - Sistema teste.

A frequência fundamental do sistema é igual a 60 Hz. S_A e S_B representam os geradores equivalentes, cujas impedâncias de sequência zero (Z_{S0}) e de sequência positiva (Z_{S1}) são iguais a $3,681 + j24,515 \Omega$ e $0,819 + j7,757 \Omega$, respectivamente. O valor eficaz de

tensão das fontes é de 190 kV e o ângulo de S_B está atrasado 30 graus em relação ao ângulo de S_A . O comprimento total da linha de transmissão é de 100 km. A linha tem impedância de sequência zero $Z_{L0} = 0,1841 + j1,2258 \Omega/\text{km}$ e impedância de sequência positiva $Z_{L1} = 0,041 + j0,3878 \Omega/\text{km}$. A frequência de amostragem é de 5760 Hz (96 amostras/ciclo).

Kezunovic *et al.* (1994) descrevem o modelo do transformador saturável empregado nas simulações. A relação de transformação 2000:5 para um TC C400 foi escolhida para os estudos. A resistência e a indutância do secundário do transformador de corrente são, respectivamente, 0,5 Ω e 0,8 mH. Foram realizadas simulações com carga de 4 ohms puramente resistiva no secundário do TC.

Como o fluxo remanescente foi considerado, o ramo de magnetização do TC foi representado por um indutor não-linear Tipo-96, o qual necessita de uma característica de histerese. Essa característica foi gerada usando a função HYSDAT, um programa auxiliar do EMTP, para 2,05 A e 1,51 V como ponto de joelho da curva.

Foram simulados diferentes tipos de curto-circuito, com 80% de fluxo remanescente no TC da fase A. O instante de ocorrência da falta, em todos os casos, foi 0,2 s. As três fases do sistema foram analisadas.

O erro transitório foi calculado conforme (6.1), onde RTC representa a relação de transformação do TC, i'_2 é a corrente corrigida, i_1 é a corrente primária e I_1 é o valor RMS da corrente primária.

$$\text{erro}(\%) = \frac{\text{RTC} \cdot i'_2 - i_1}{\sqrt{2} \cdot I_1} \cdot 100\% \quad (6.1)$$

Além disso, um filtro de Fourier de ciclo completo foi utilizado para obter os valores RMS dos sinais analisados e validar os resultados da compensação.

6.3 Casos Testados

6.3.1 Caso 1: Falta Monofásica em 5% da LT (1 ϕ – 5%)

Foi simulado um curto-circuito monofásico na fase A do sistema da Figura 6.1. O valor RMS máximo da corrente de curto-circuito é de 9284 A e de 8160 A em regime permanente. A frequência estimada para este caso aparece na Figura 6.2. Além disso, a Figura 6.3 mostra a distribuição dos pontos nos planos del1 x i_2 até o instante da detecção da falta.

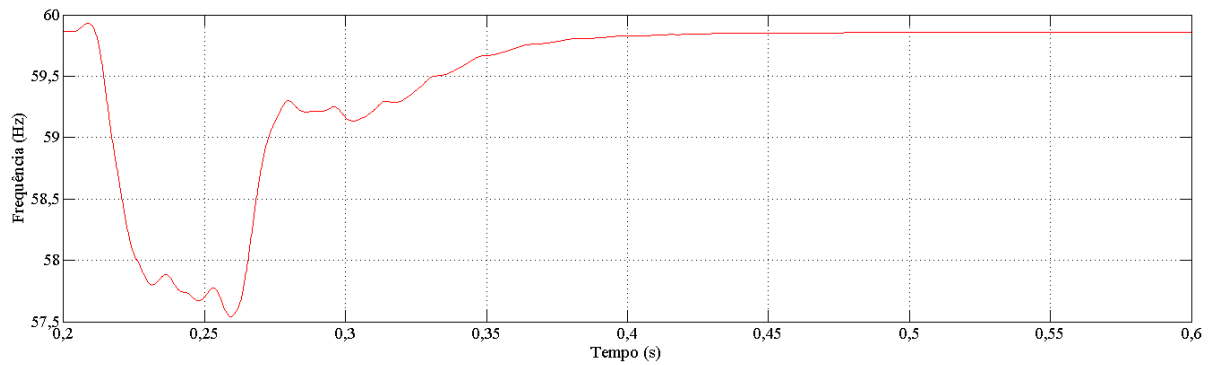


Figura 6.2 – Frequência estimada para a falta do caso 1.

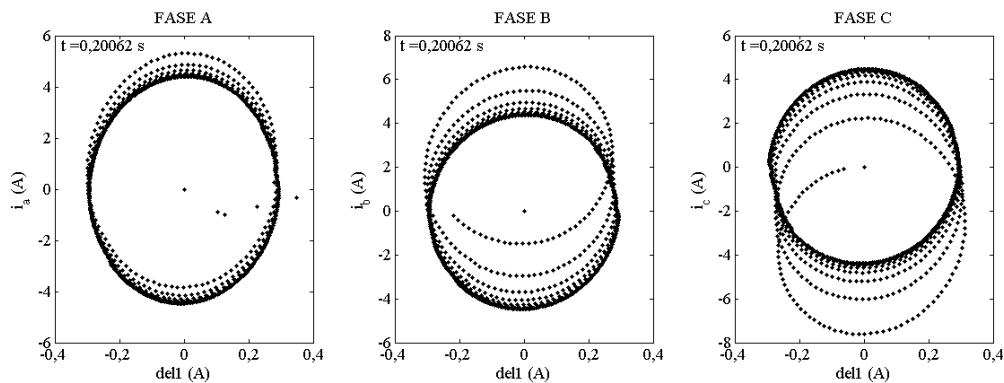


Figura 6.3 – Planos $del1 \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada.

Nessa situação, a falta foi detectada em 200,62 ms, conforme a Figura 6.4. Esse instante, tomado como ponto de referência para correção do primeiro ciclo, corresponde a 4 amostras após a ocorrência de falta.

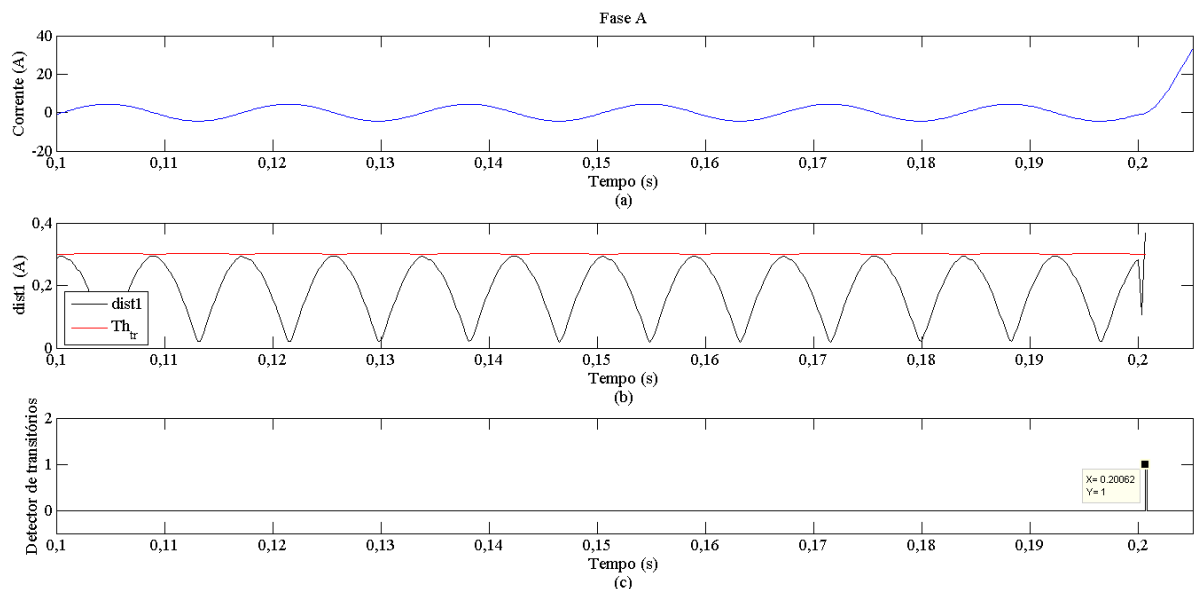


Figura 6.4 – Detecção da falta. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano $del1 \times i_2$. (c) Ação do detector.

A atuação do detector de saturação aparece na Figura 6.5. Foram detectados oito intervalos distorcidos consecutivos que acontecem após a ocorrência da falta.

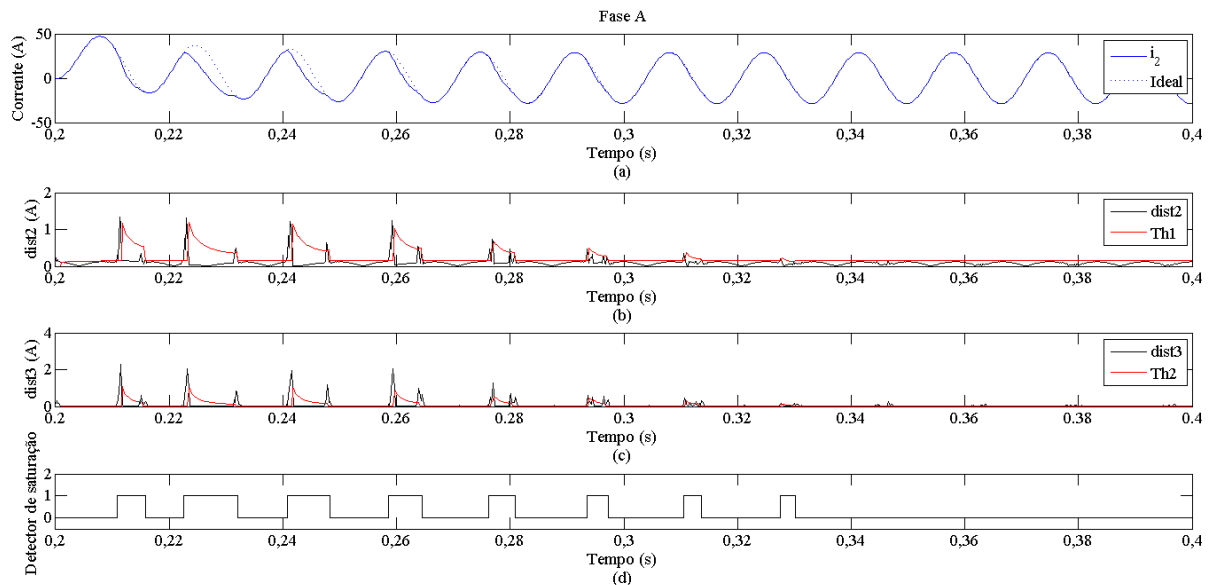


Figura 6.5 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

A Figura 6.6 mostra a atuação da técnica de correção. O valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,4840%, ocorrido durante a compensação do segundo intervalo de saturação detectado. Além disso, a Tabela 6.1 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

Tabela 6.1 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 1.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,8871 | 58,2808 | 57,7621 | 57,5541 | 59,1774 | 59,2247 | 59,2291 | 59,4290 |

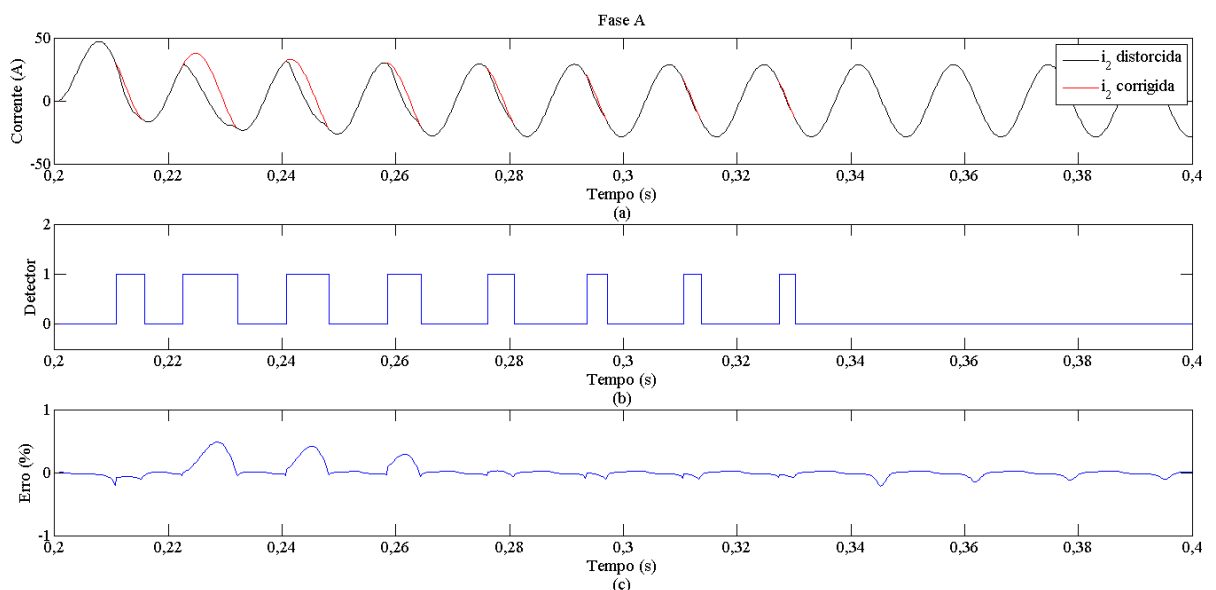


Figura 6.6 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

A Figura 6.7 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Nessa Figura, pode-se perceber a excelente aproximação conseguida após a correção do sinal.

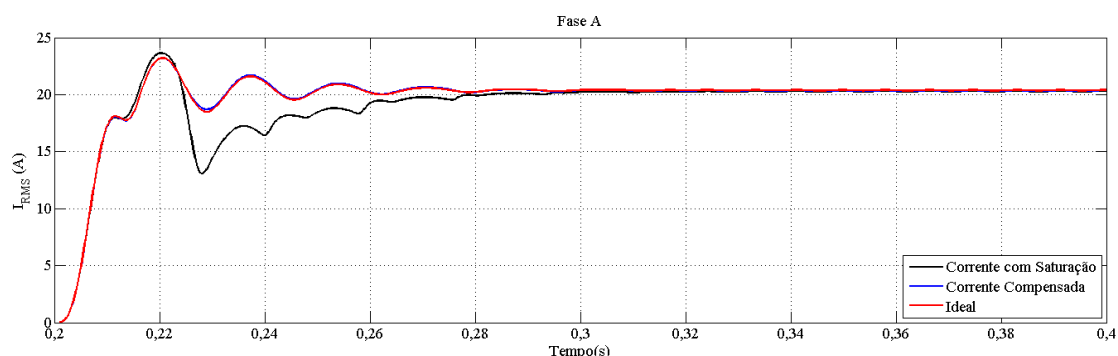


Figura 6.7 – Valores RMS das correntes para o caso 1.

6.3.2 Caso 2: Falta Monofásica em 10% da LT (1 ϕ -10%)

Para esse caso, o valor RMS máximo da corrente de curto-circuito é de 7768 A e de 6836 A em regime permanente. A frequência estimada para este caso aparece na Figura 6.8.

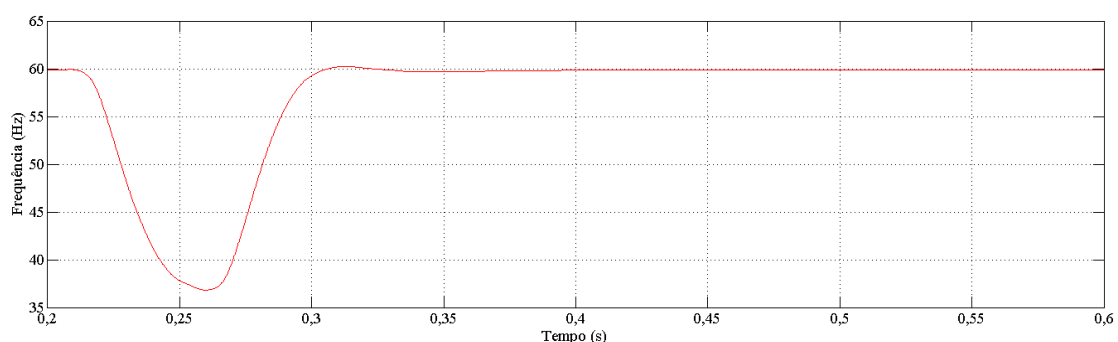


Figura 6.8 – Frequência estimada para a falta do caso 2.

Nessa situação, a falta foi detectada em 200,62 ms, conforme as Figuras 6.9 e 6.10. Como no caso anterior, esse instante corresponde a 4 amostras após a ocorrência de falta. Por não haver saturação no primeiro ciclo após a ocorrência da falta, o ponto detectado como referência, não foi utilizado na compensação do primeiro trecho distorcido. Isso ocorre devido à atuação da lógica que limita o tamanho do conjunto de pontos para correção do primeiro trecho distorcido, quando este acontece após o primeiro ciclo depois da ocorrência da falta.

A atuação do detector de saturação aparece na Figura 6.11. Foram detectados sete intervalos distorcidos consecutivos que ocorrem a partir do segundo ciclo após a ocorrência da falta. Também, a Figura 6.12 mostra a atuação da técnica de correção. O valor absoluto do erro transitório máximo foi de 1,0274%, ocorrido durante a compensação do primeiro intervalo de saturação detectado. Além disso, a Tabela 6.2 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

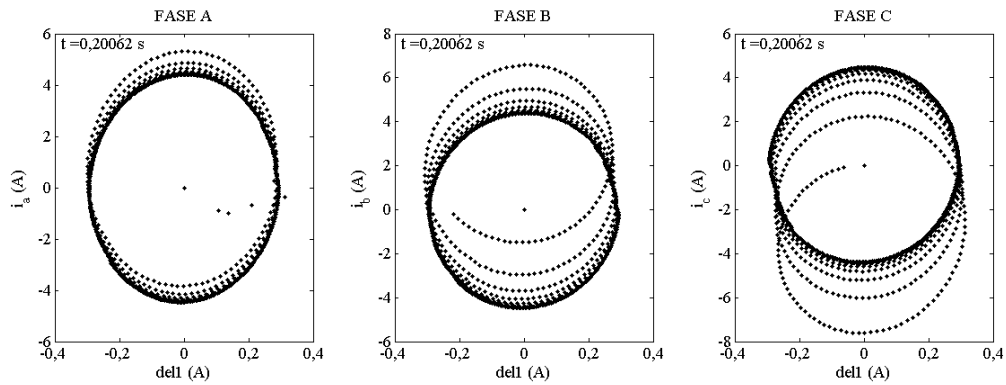


Figura 6.9 – Planos $del1 \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada.

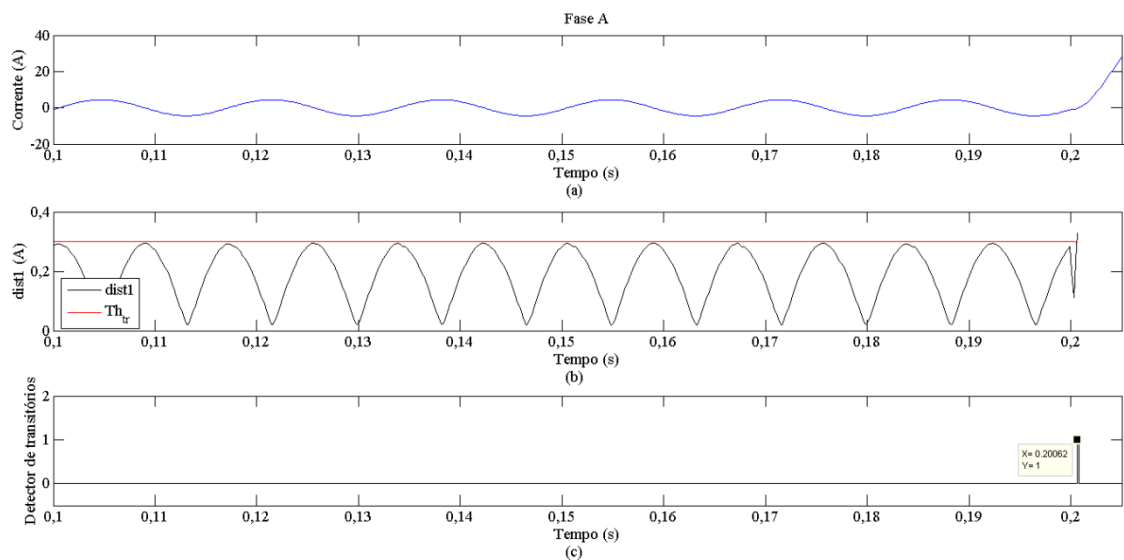


Figura 6.10 – Detecção da falta. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano $del1 \times i_2$. (c) Ação do detector.

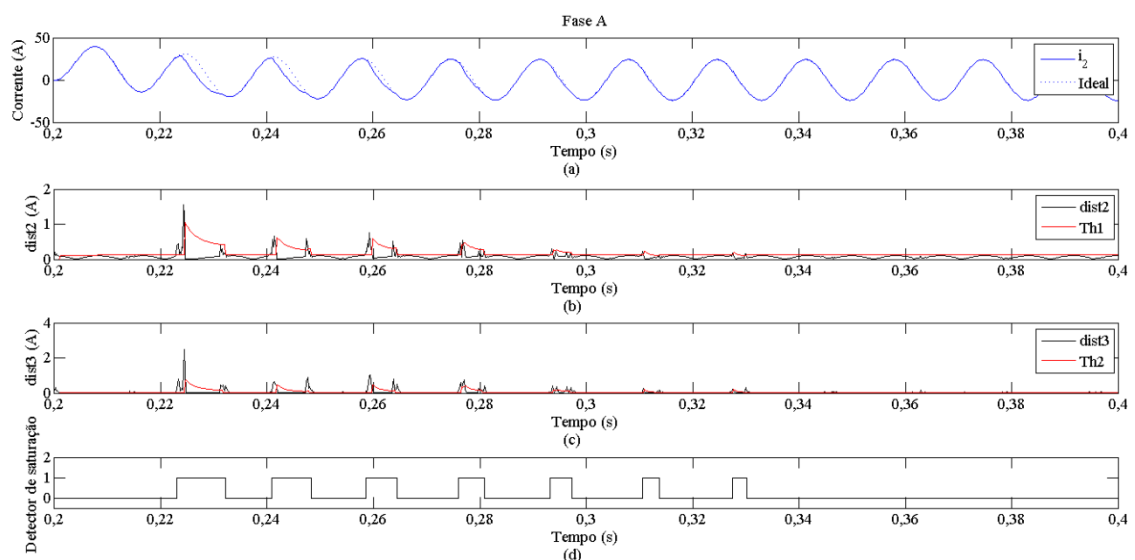


Figura 6.11 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano $del2 \times del1$. (c) Distâncias no plano $del3 \times del2$. (d) Atuação do detector de saturação.

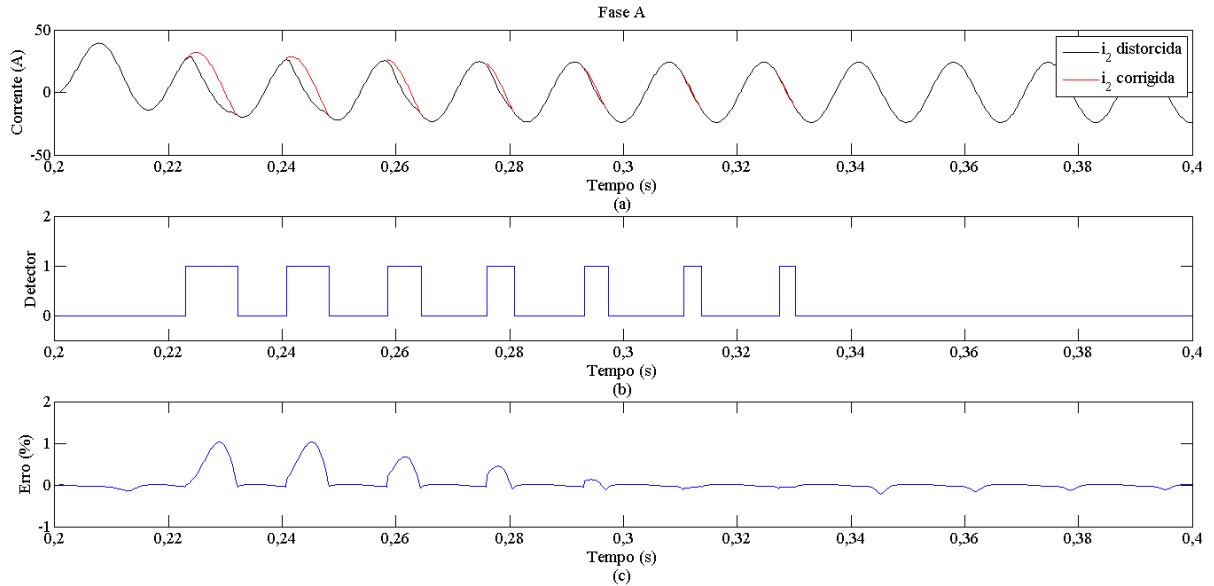


Figura 6.12 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.2 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 2.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 54,4169 | 54,4169 | 54,4169 | 54,4169 | 57,3094 | 60,1994 | 59,9018 |

A Figura 6.13 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Novamente, após a correção do sinal distorcido, verifica-se a qualidade obtida, uma vez que os valores RMS do sinal corrigido aproximaram-se bastante dos valores ideais.

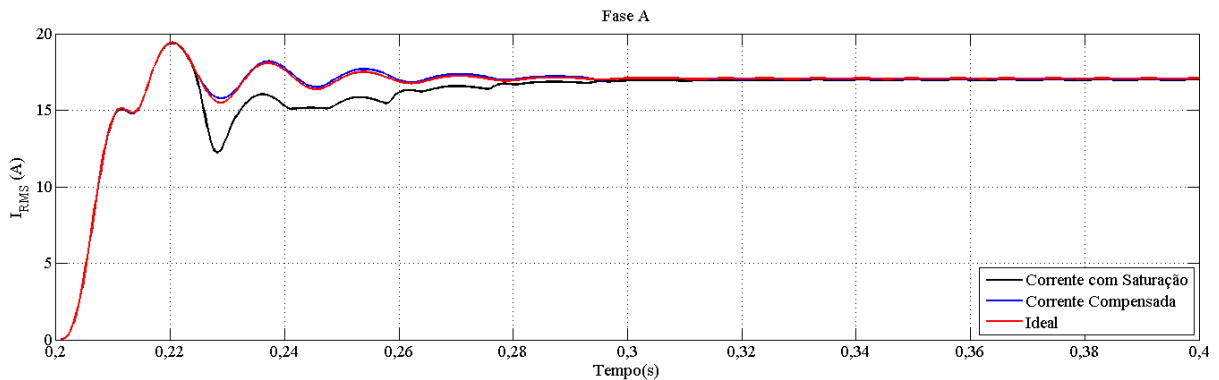


Figura 6.13 – Valores RMS das correntes para o caso 2.

6.3.3 Caso 3: Falta Monofásica em 25% da LT (1 ϕ – 25%)

Para esta falta, o valor RMS máximo atingiu 5248 A e 4628 A em regime permanente. A frequência estimada para este caso aparece na Figura 6.14. A falta foi detectada em 200,8 ms, conforme as Figuras 6.15 e 6.16. O referido instante corresponde a 5 amostras após a ocorrência de falta. Mais uma vez, por não haver saturação no primeiro ciclo, o ponto de referência não é utilizado para o cálculo das constantes C_1 , C_2 , λ_1 , λ_2 , λ_3 e B na compensação

do primeiro trecho distorcido, e o conjunto de valores utilizado ficou limitado aos 24 pontos anteriores ao respectivo intervalo de saturação.

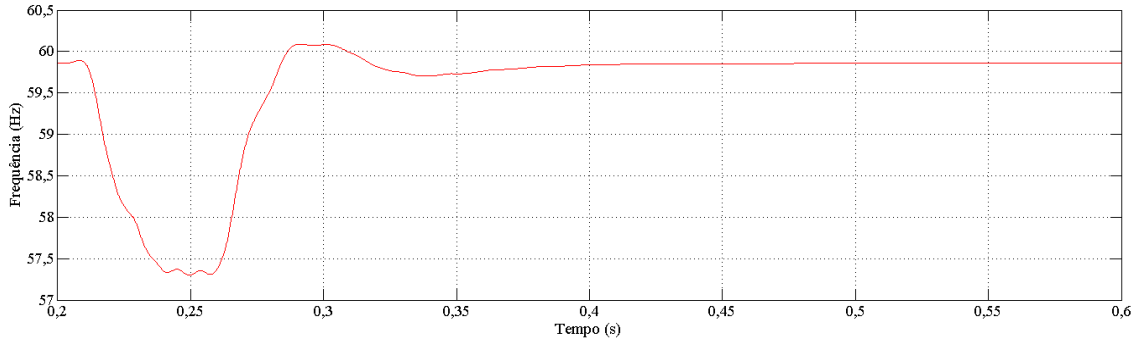


Figura 6.14 – Frequência estimada para a falta do caso 3.

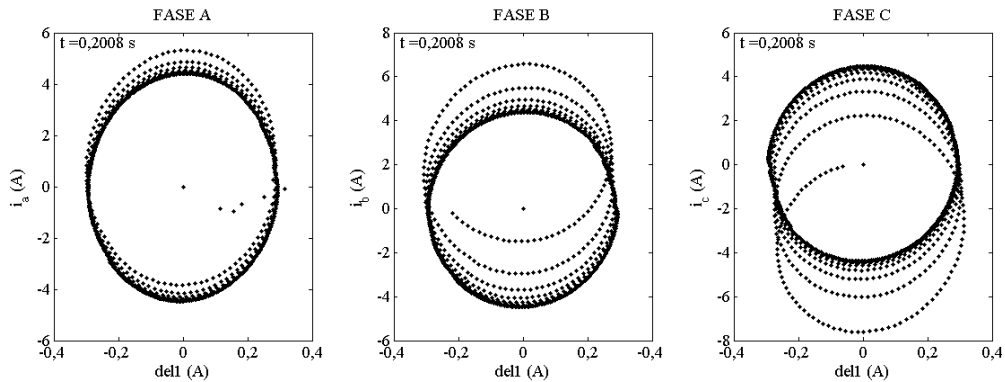


Figura 6.15 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada.

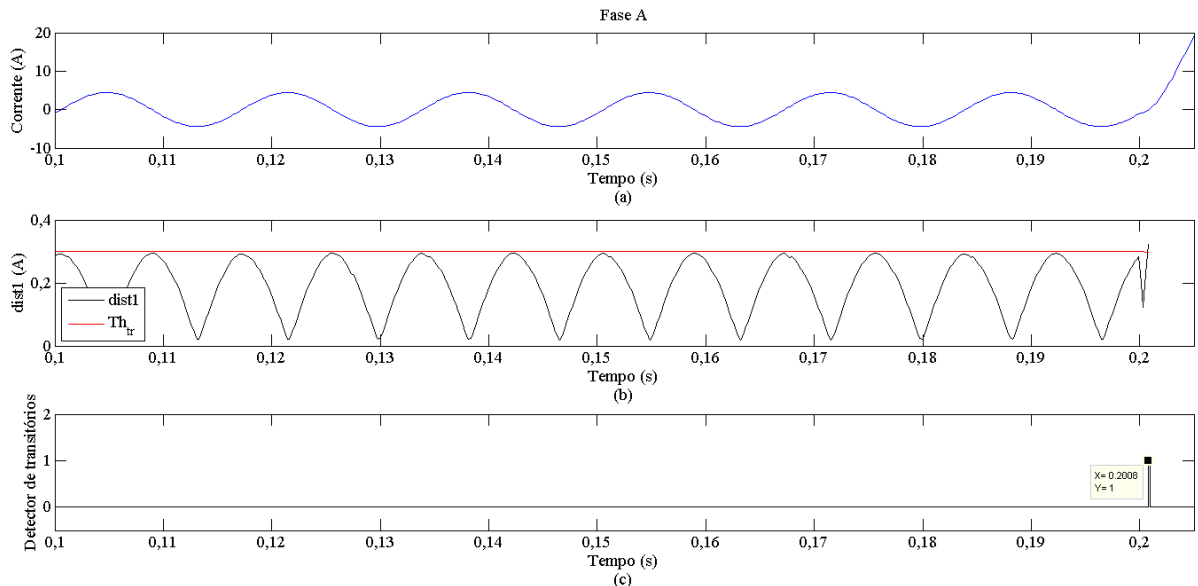


Figura 6.16 – Detecção da falta. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector.

A atuação do detector de saturação aparece na Figura 6.17. Foram detectados seis intervalos distorcidos consecutivos que ocorrem a partir do terceiro ciclo após a ocorrência da falta.

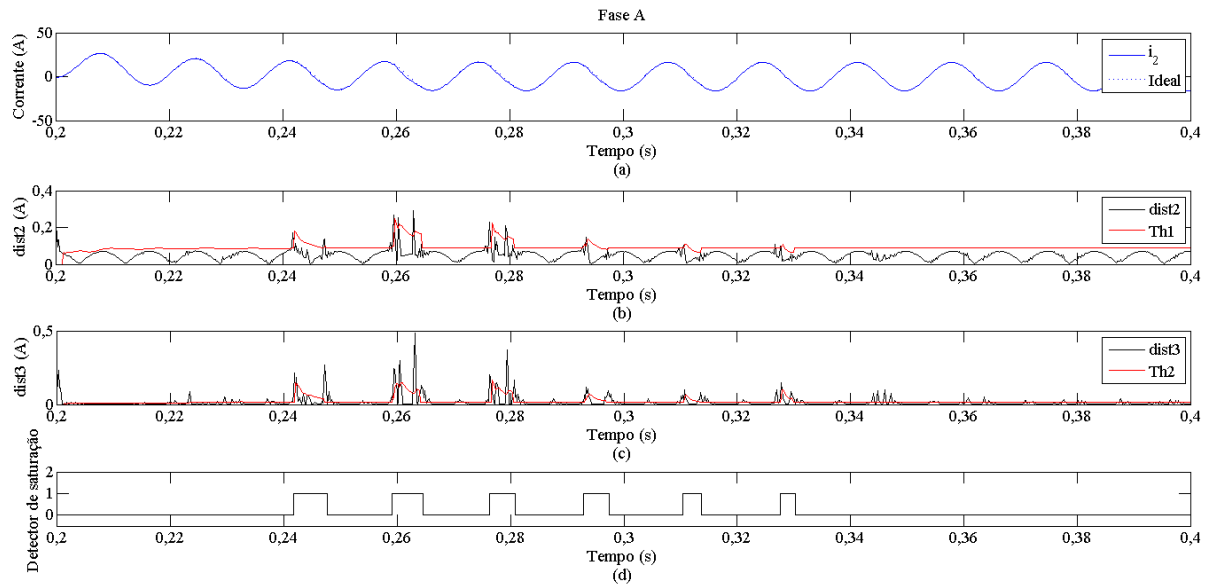


Figura 6.17 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

A Figura 6.18 mostra a atuação da técnica de correção. O valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,2410%, ocorrido durante a compensação do segundo intervalo de saturação detectado. Ainda, a Tabela 6.3 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

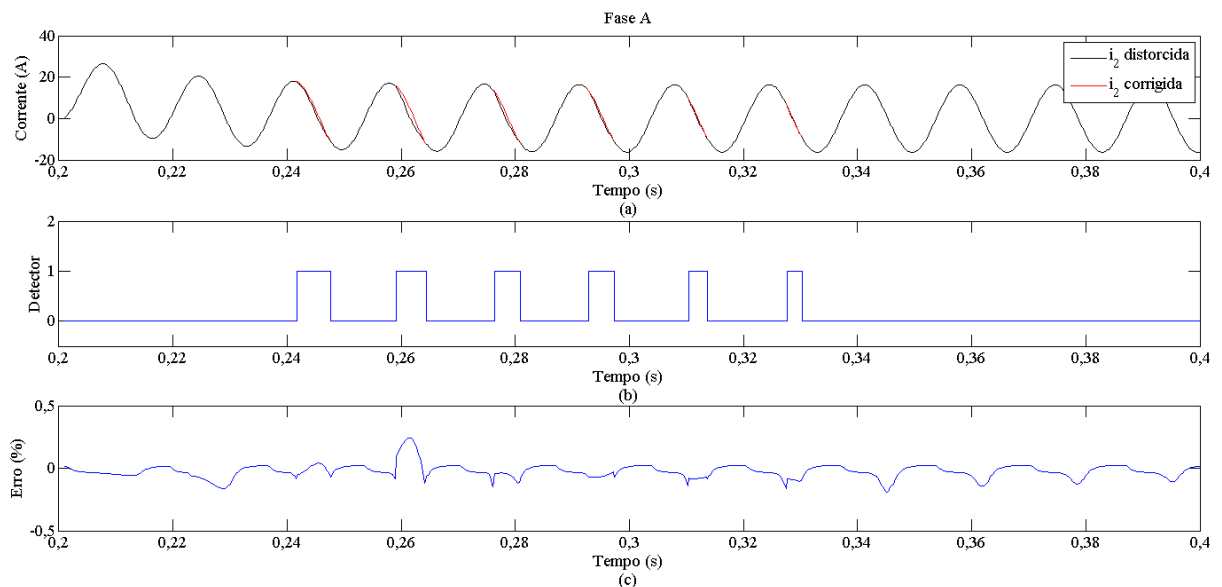


Figura 6.18 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.3 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 3.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 57,3325 | 57,3294 | 59,3070 | 60,0845 | 59,9822 | 59,7556 |

A Figura 6.19 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Nota-se, mais uma vez a excelente aproximação entre os valores RMS do sinal corrigido e do sinal ideal, mostrando a robustez da metodologia proposta.

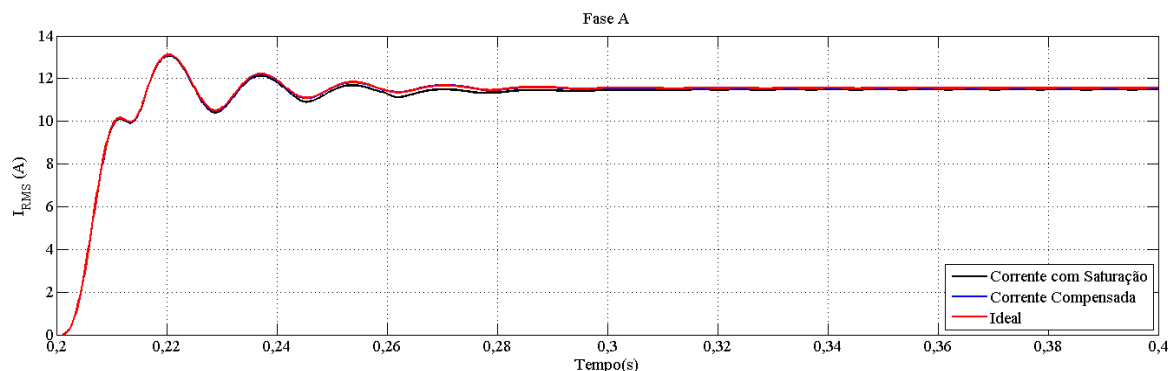


Figura 6.19 – Valores RMS das correntes para o caso 3.

6.3.4 Caso 4: Falta Bifásica em 5% da LT ($2\phi - 5\%$)

Neste caso, a falta ocorre entre as fases A e B. O valor RMS máximo da corrente na fase A é de 13960 A e de 12528 A em regime permanente. Para a fase B, a corrente atinge o valor RMS máximo da corrente na fase A é de 12720 A e de 11300 A em regime permanente. A estimação de frequência para este caso aparece na Figura 6.20.

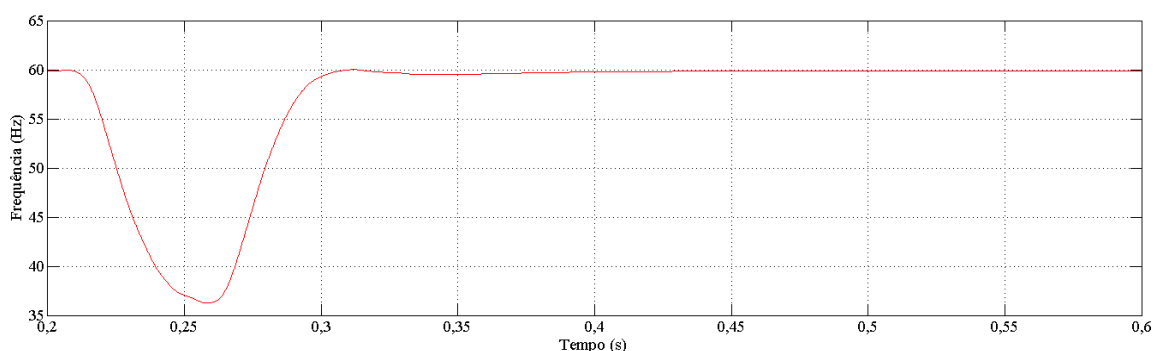


Figura 6.20 – Frequência estimada para a falta do caso 4.

O curto-circuito é detectado no instante 200,1 ms por atuação do detector de transitórios de ambas as fases envolvidas. Esse instante corresponde à primeira amostra após a ocorrência da falta. A Figura 6.21 traz a decomposição nos planos $d_{11} \times i_2$ para as três fases do sistema até o instante em que ocorre a detecção do curto-circuito. As atuações dos detectores de transitórios de cada fase podem ser vistas nas Figuras 6.22 e 6.23.

As amostras dos sinais de corrente da fase A e da fase B, que correspondem ao instante detectado como início da falta, são utilizadas como pontos de referência para correção do primeiro intervalo de saturação detectado nos respectivos sinais. A atuação dos detectores de saturação das referidas fases aparece nas Figuras 6.24 e 6.25.

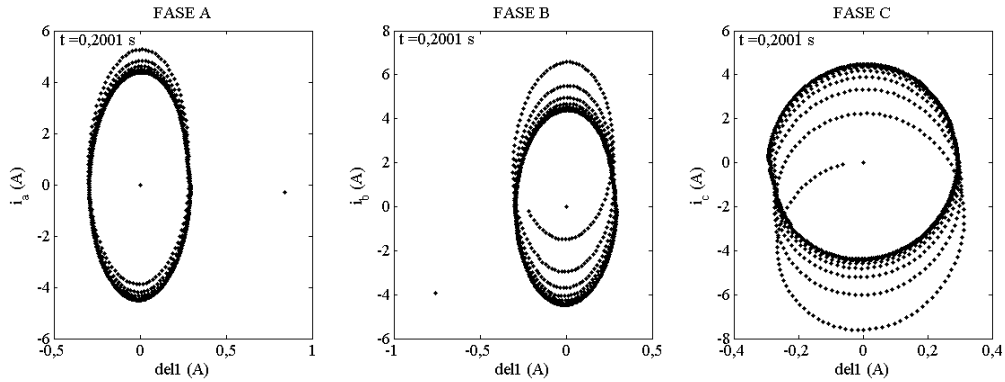


Figura 6.21 – Planos del1 x i_2 até o instante em que a falta é detectada.

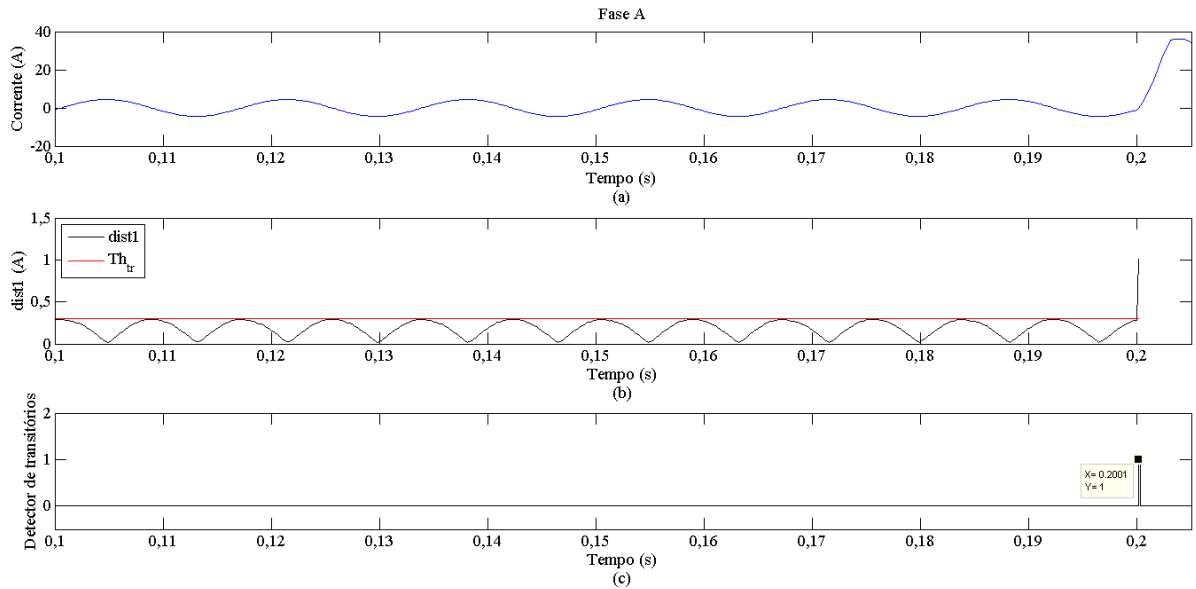


Figura 6.22 – Detecção da falta na fase A. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector.

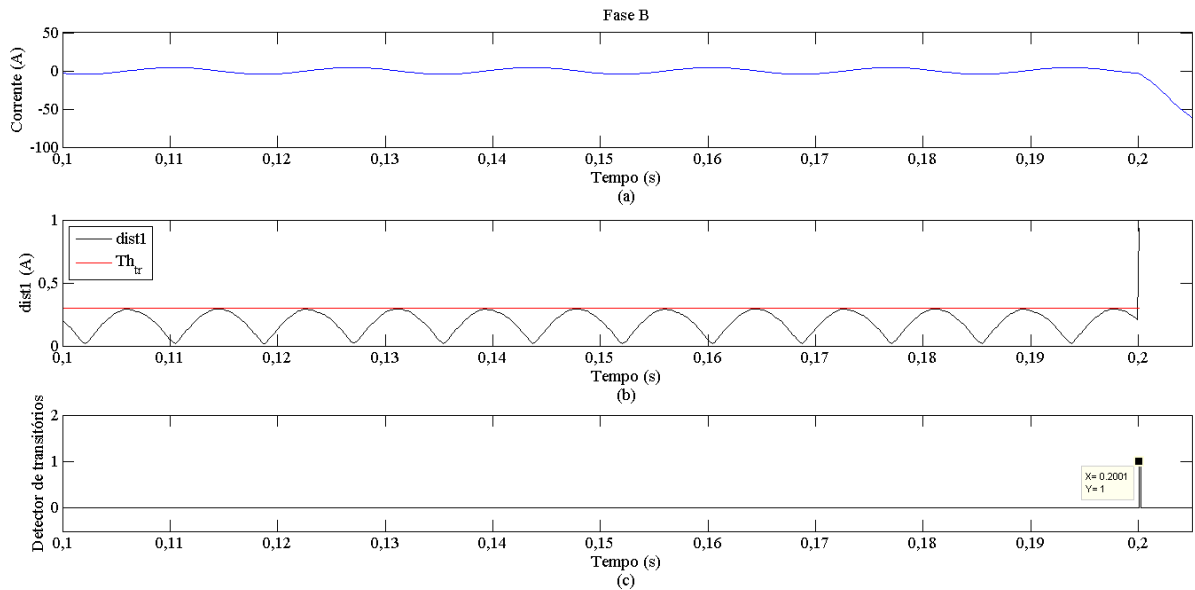


Figura 6.23 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector.

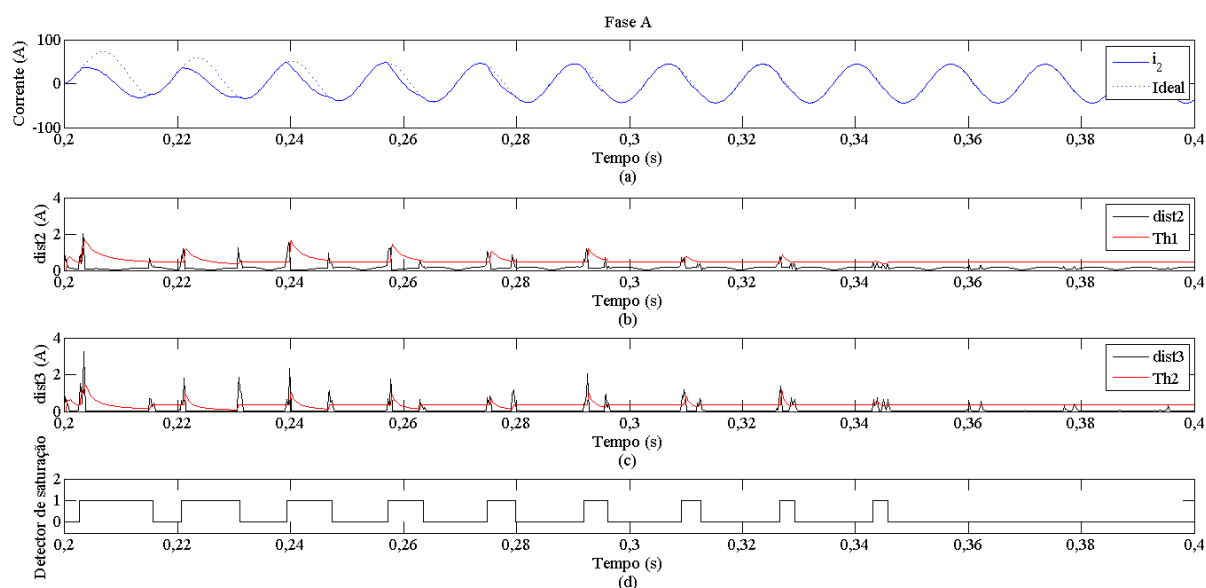


Figura 6.24 – Detector de saturação da fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

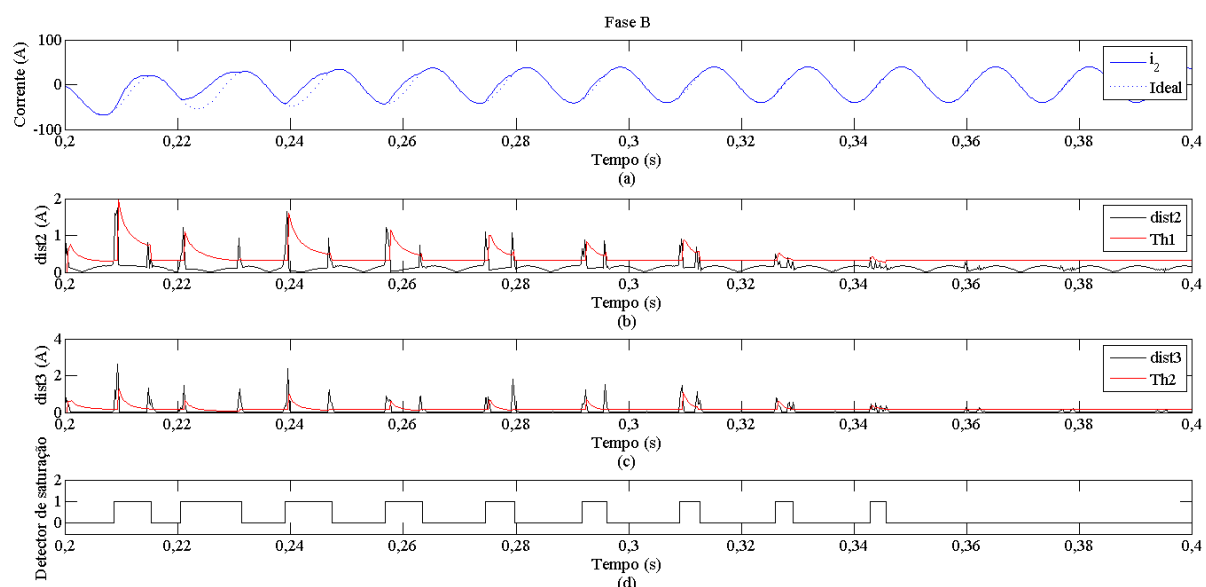


Figura 6.25 – Detector de saturação da fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

Em ambas as fases foram detectados nove trechos distorcidos consecutivos, que ocorrem desde o primeiro ciclo do sinal após a ocorrência da falta. O primeiro trecho distorcido do sinal da fase A inicia antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo após a ocorrência da falta, devido ao fluxo remanescente do núcleo do respectivo TC. Já na fase B, o primeiro trecho a ser corrigido inicia após $\frac{1}{4}$ de ciclo após o início do curto-circuito.

A Figura 6.26 mostra a atuação da técnica de correção para o sinal da fase A. O valor absoluto do erro transitório máximo para a correção deste sinal foi de 0,2265%, ocorrido durante a compensação do primeiro intervalo de saturação detectado. A Tabela 6.4 apresenta

os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido. O valor de 59,8655 Hz foi utilizado para a compensação dos 5 primeiros trechos distorcidos uma vez que os valores estimados imediatamente anteriores ao início de cada trecho eram menores do que 55 Hz, seguindo a lógica descrita na Seção 5.3.2.

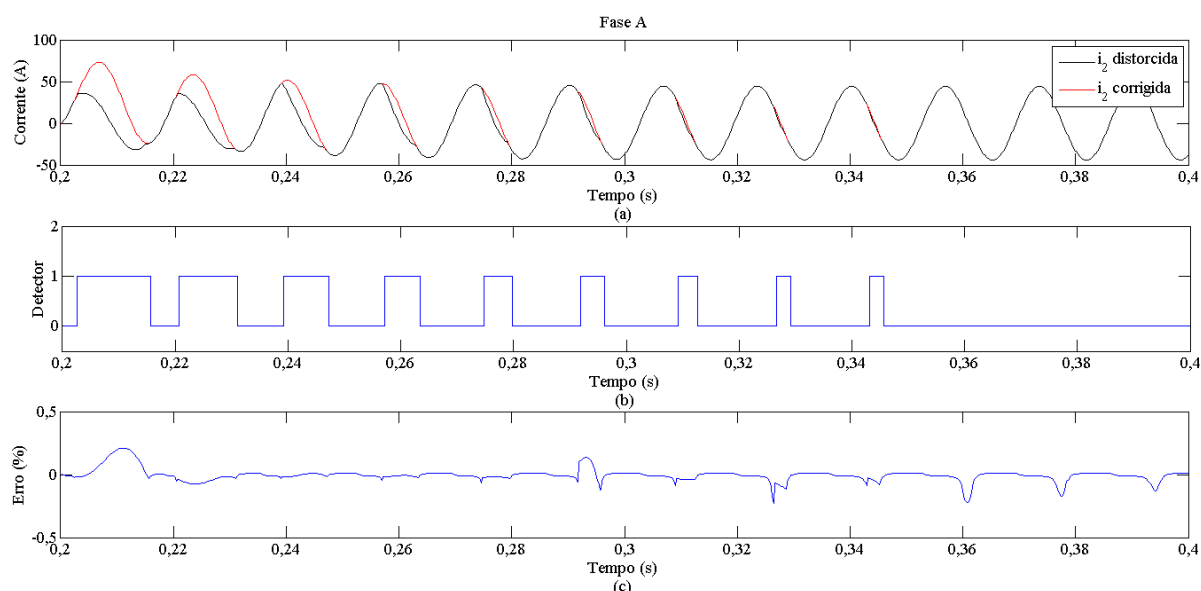


Figura 6.26 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.4 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos para a fase A detectados no Caso 4.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,8655 | 59,8655 | 59,8655 | 59,8655 | 59,8655 | 57,3669 | 59,9556 | 59,6799 | 59,4984 |

A Figura 6.27 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Nessa Figura, pode-se perceber a boa aproximação conseguida após a correção do sinal.

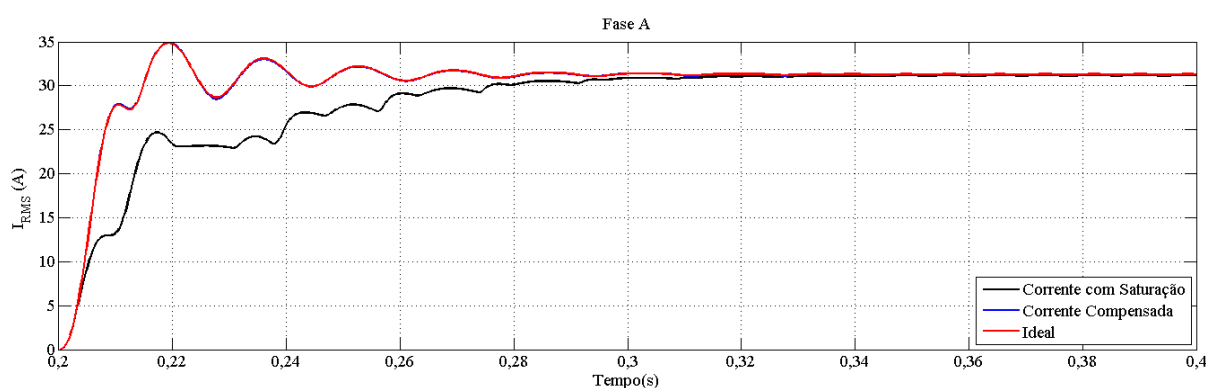


Figura 6.27 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 4.

Já para a correção do sinal da fase B, o valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,2333%, ocorrido durante a compensação do sexto intervalo de saturação detectado. A Tabela 6.5 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido. O valor de 59,9254 Hz foi utilizado para a compensação dos 5 primeiros trechos distorcidos, pelo mesmo motivo do ocorrido para a fase A. Além disso, os resultados para a correção deste sinal aparecem nas Figuras 6.28 e 6.29. Nota-se que o erro transitório é aceitável em todos os trechos corrigidos e que valores RMS do sinal corrigido tem excelente aproximação em relação ao sinal ideal.

Tabela 6.5 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados para a fase B no Caso 4.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,9254 | 59,9254 | 59,9254 | 59,9254 | 59,9254 | 57,3006 | 59,9502 | 59,6849 | 59,4969 |

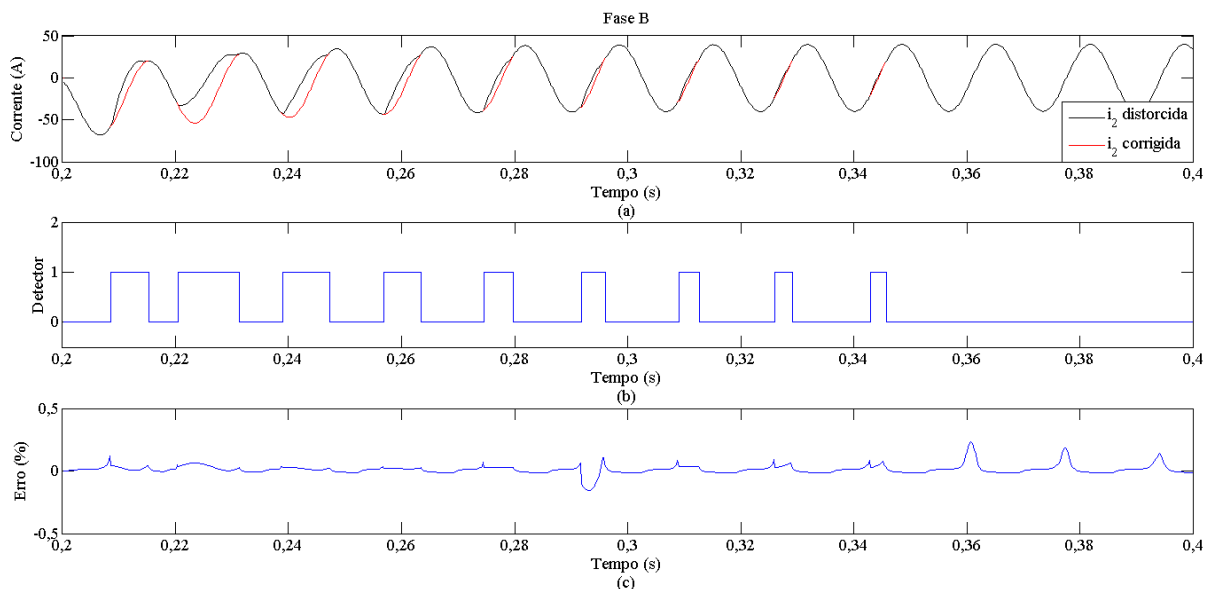


Figura 6.28 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

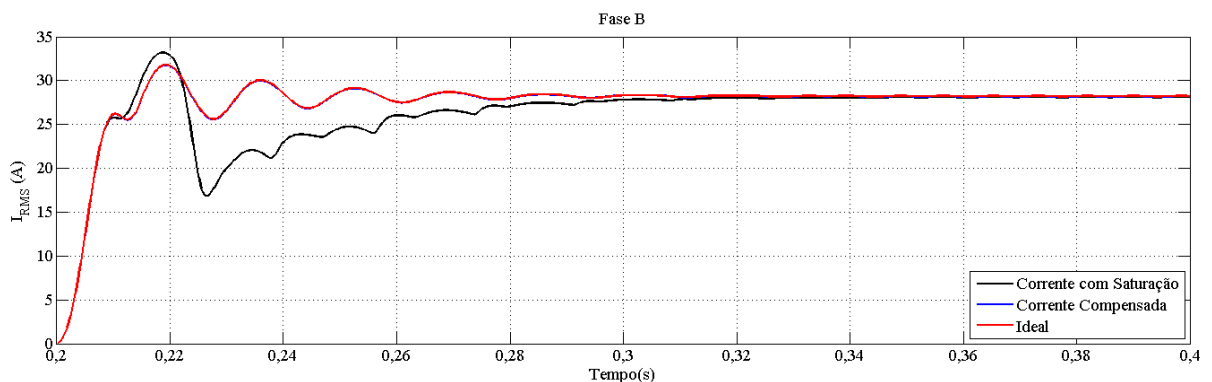


Figura 6.29 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 4.

6.3.5 Caso 5: Falta Bifásica em 10% da LT ($2\phi - 10\%$)

Novamente, o curto-circuito ocorre entre as fases A e B do sistema. O valor RMS máximo da corrente na fase A é de 11728 A e de 10540 A em regime permanente. Para a fase B, a corrente atinge o valor RMS máximo da corrente na fase A é de 10504 A e de 9312 A em regime permanente. A frequência estimada para essa falta aparece na Figura 6.30.

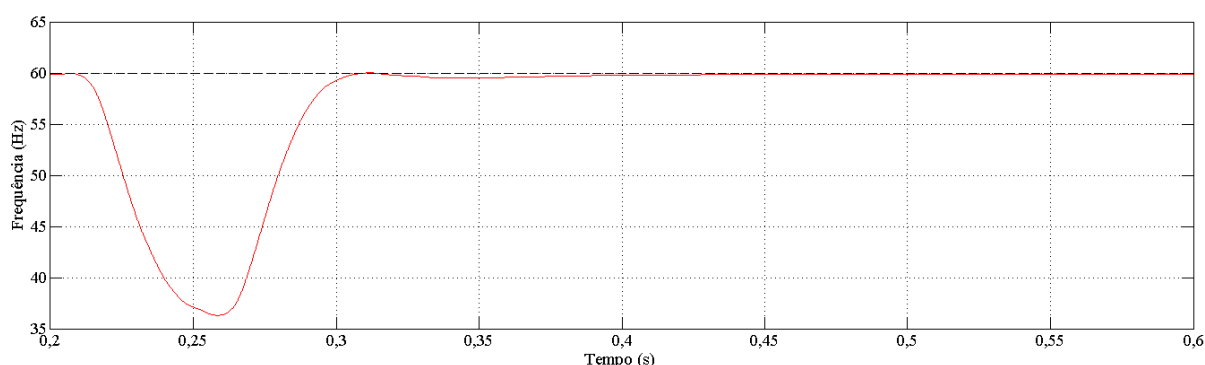


Figura 6.30 – Frequência estimada para a falta do caso 5.

Da mesma forma do ocorrido para o caso anterior, a falta é detectada no instante 200,1 ms por atuação do detector de transitórios de ambas as fases envolvidas. Esse instante corresponde à primeira amostra após a ocorrência da falta. A Figura 6.31 traz a decomposição nos planos $del1 \times i_2$ para as três fases do sistema até o instante em que ocorre a detecção do curto-circuito.

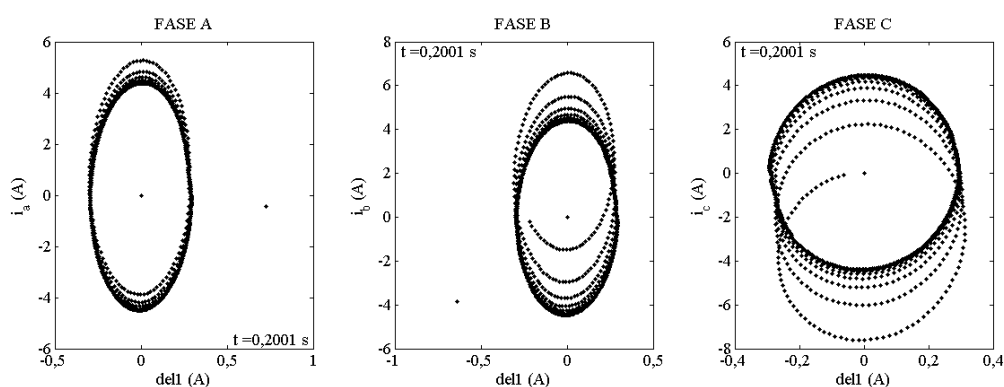


Figura 6.31 – Planos $del1 \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada.

As atuações dos detectores de transitórios de cada fase podem ser vistas nas Figuras 6.32 e 6.33. Como no caso anterior, as amostras dos sinais de corrente da fase A e da fase B, que correspondem ao instante detectado como início da falta, são utilizadas como pontos de referência para correção do primeiro intervalo de saturação detectado nos respectivos sinais.

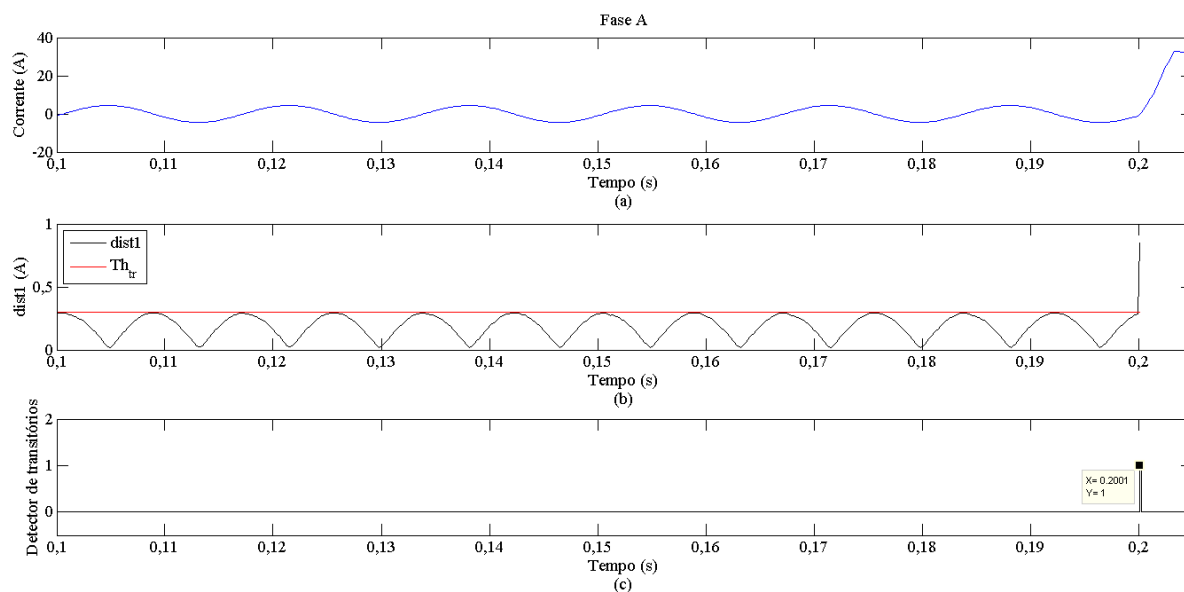


Figura 6.32 – Detecção da falta na fase A. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector.

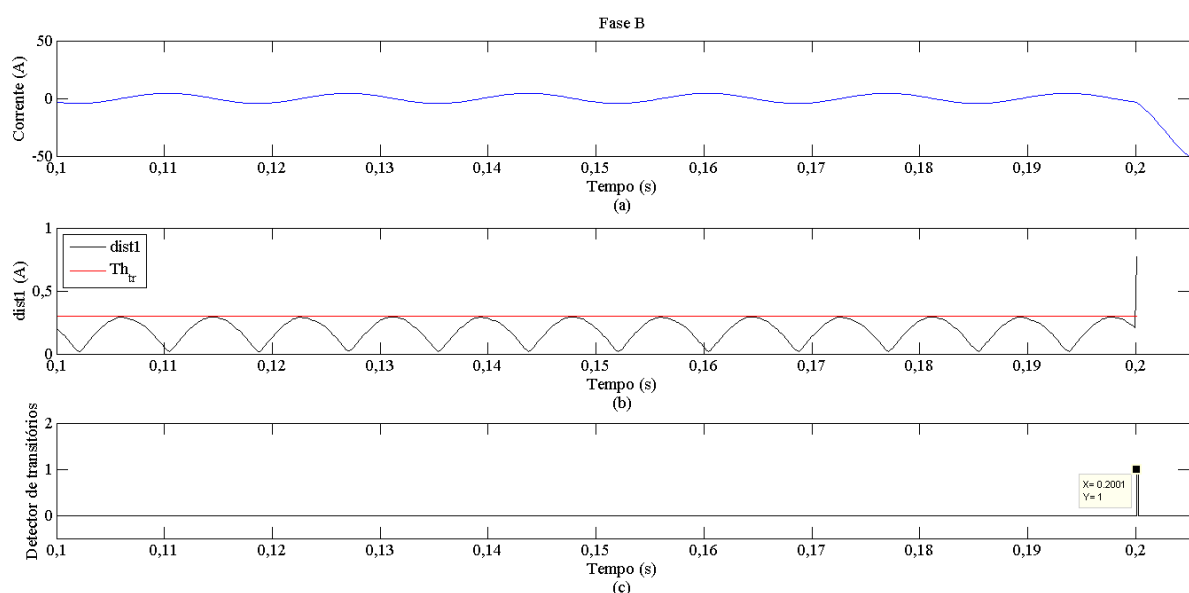


Figura 6.33 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector.

Foram detectados sete intervalos de saturação consecutivos para fase A, sendo que estes ocorrem desde o primeiro ciclo do sinal após a ocorrência da falta. Novamente, o primeiro trecho distorcido do sinal da fase A inicia antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo após a ocorrência da falta, devido ao fluxo remanescente do núcleo do respectivo TC. Na fase B, da mesma forma do que ocorre no caso anterior, o primeiro trecho a ser corrigido inicia após $\frac{1}{4}$ de ciclo após o início do curto-circuito. Além disso, foram detectados dez intervalos de saturação para o sinal de corrente da fase B. A atuação dos detectores de saturação das fases A e B aparecem nas Figuras 6.34 e 6.35.

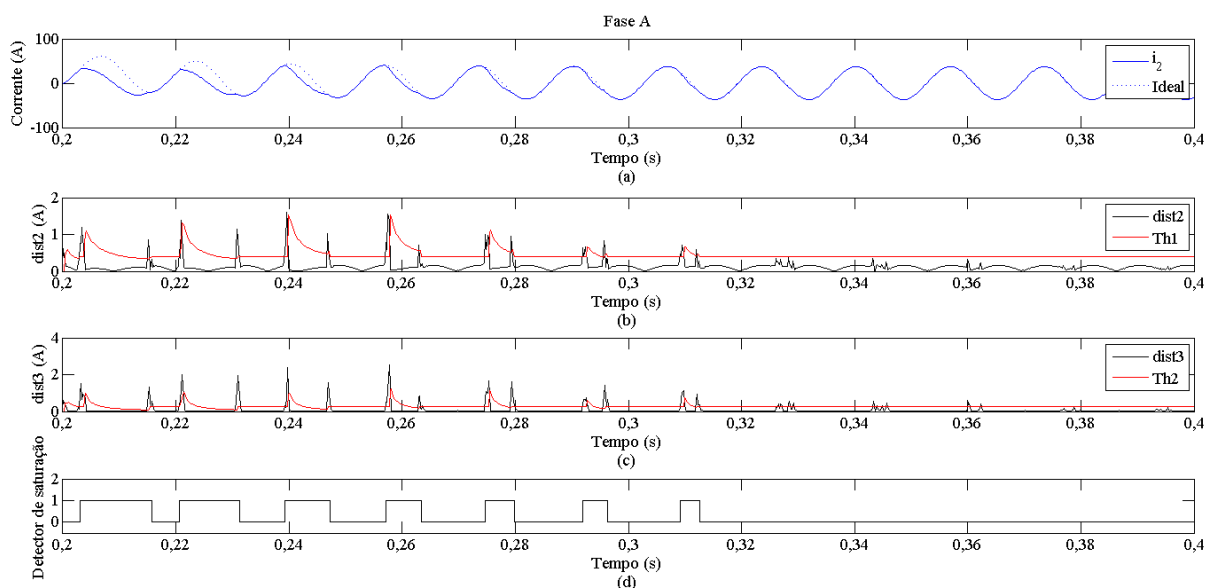


Figura 6.34 – Detector de saturação da fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano $del2 \times del1$. (c) Distâncias no plano $del3 \times del2$. (d) Atuação do detector de saturação.

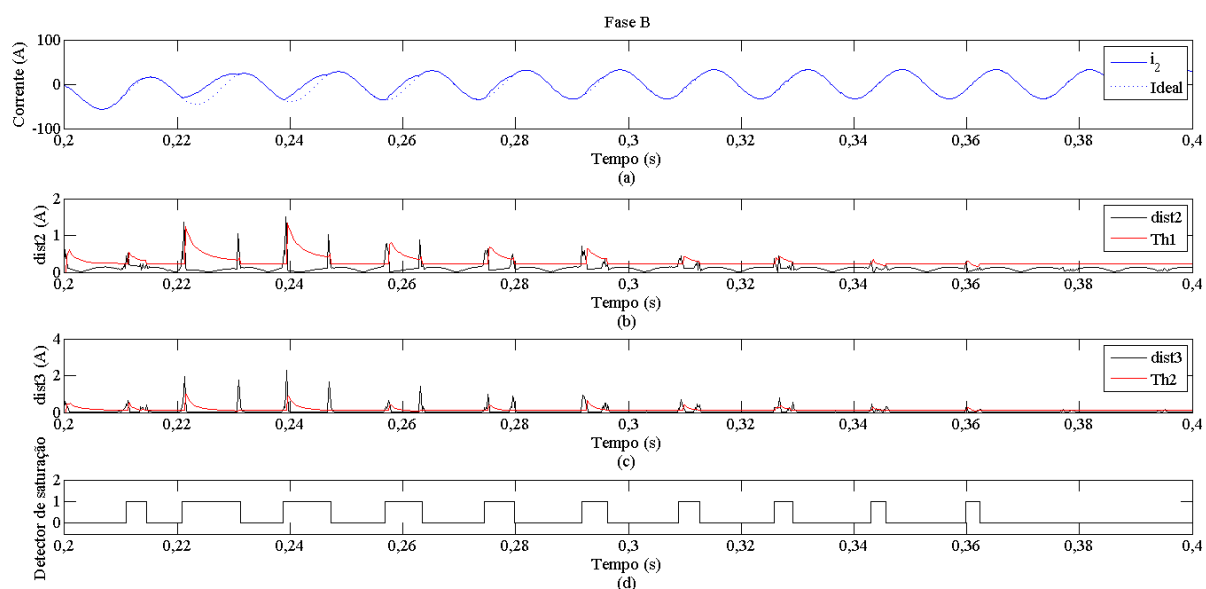


Figura 6.35 – Detector de saturação da fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano $del2 \times del1$. (c) Distâncias no plano $del3 \times del2$. (d) Atuação do detector de saturação.

A Figura 6.36 mostra a atuação da técnica de correção para o sinal da fase A. O valor absoluto do erro transitório máximo para a correção deste sinal foi de 0,5738%, ocorrido durante a compensação do primeiro intervalo de saturação detectado. Esse erro é devido à utilização de poucos pontos para a estimação das constantes C_1 , C_2 , λ_1 , λ_2 , λ_3 e B do primeiro trecho. A Tabela 6.6 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido. O valor de 59,8689 Hz foi utilizado para a compensação dos 5 primeiros trechos distorcidos uma vez que os valores estimados imediatamente anteriores ao início de cada trecho eram menores do que 55 Hz, seguindo a lógica descrita na Seção 5.3.2.

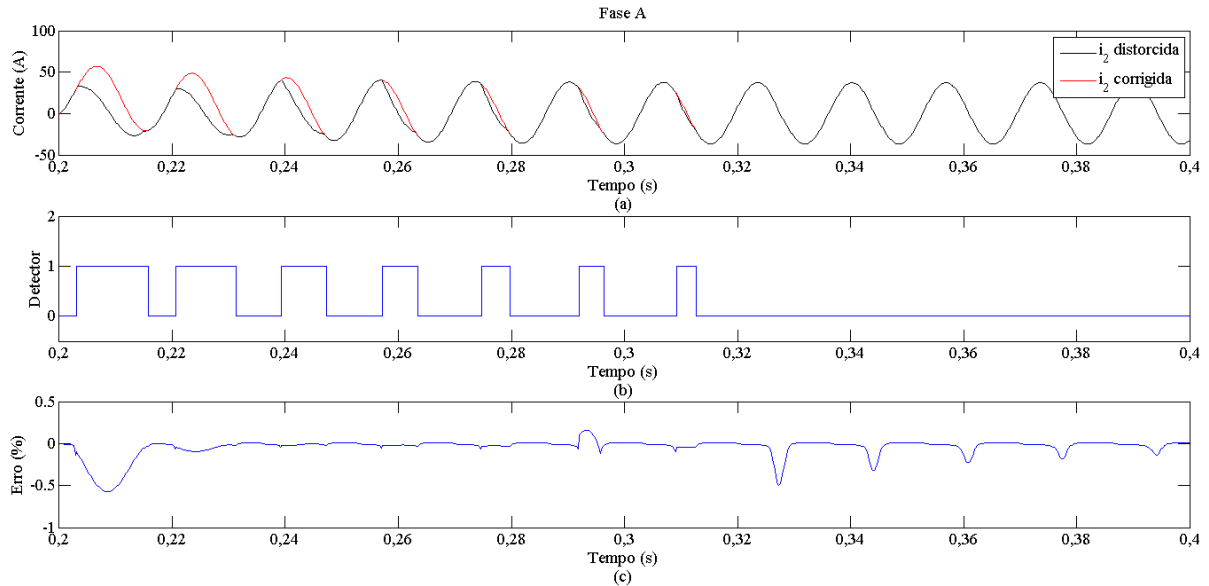


Figura 6.36 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.6 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados para a fase A no Caso 5

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,8689 | 59,8689 | 59,8689 | 59,8689 | 59,8689 | 57,2812 | 59,9577 |

A Figura 6.37 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Nessa Figura, pode-se perceber a boa aproximação conseguida após a correção do sinal. A diferença ocorrida entre os valores RMS do sinal corrigido e ideal, ocorrida entre 0,2 e 0,24 s se deve ao maior erro da compensação durante a correção do primeiro trecho distorcido.

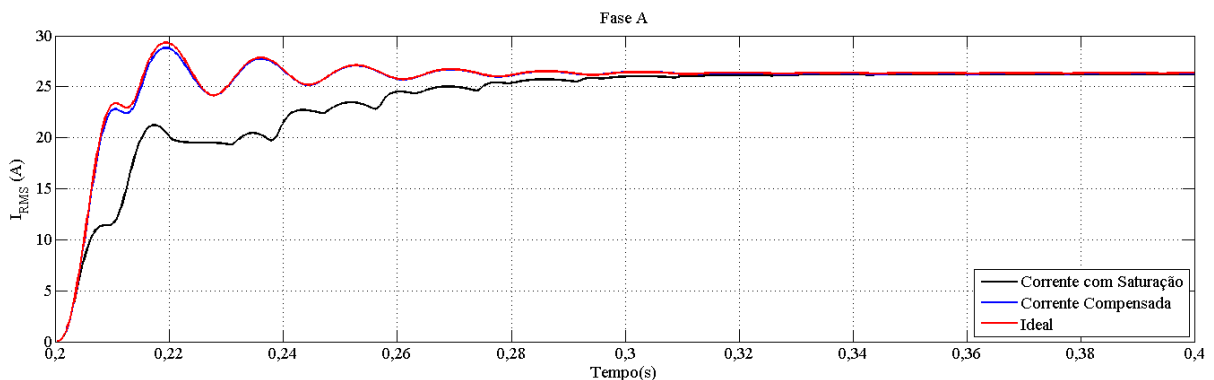


Figura 6.37 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 5.

Já para a correção do sinal da fase B, o valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,2766%, ocorrido durante a compensação do primeiro intervalo de saturação detectado. A Tabela 6.7 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho

distorcido. O valor de 59,743 Hz foi utilizado para a compensação dos 5 primeiros trechos distorcidos, pelo mesmo motivo do ocorrido para a fase A. Além disso, os resultados para a correção deste sinal aparecem nas Figuras 6.38 e 6.39. Nota-se que o erro transitório é aceitável em todos os trechos corrigidos e que valores RMS do sinal corrigido tem excelente aproximação em relação ao sinal ideal.

Tabela 6.7 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados para a fase B no Caso 4.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° | 10° |
|-------------------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|---------|--------|---------|
| f (Hz) | 59,743 | 59,743 | 59,743 | 59,743 | 59,743 | 57,2133 | 59,9461 | 59,6961 | 59,498 | 59,5692 |

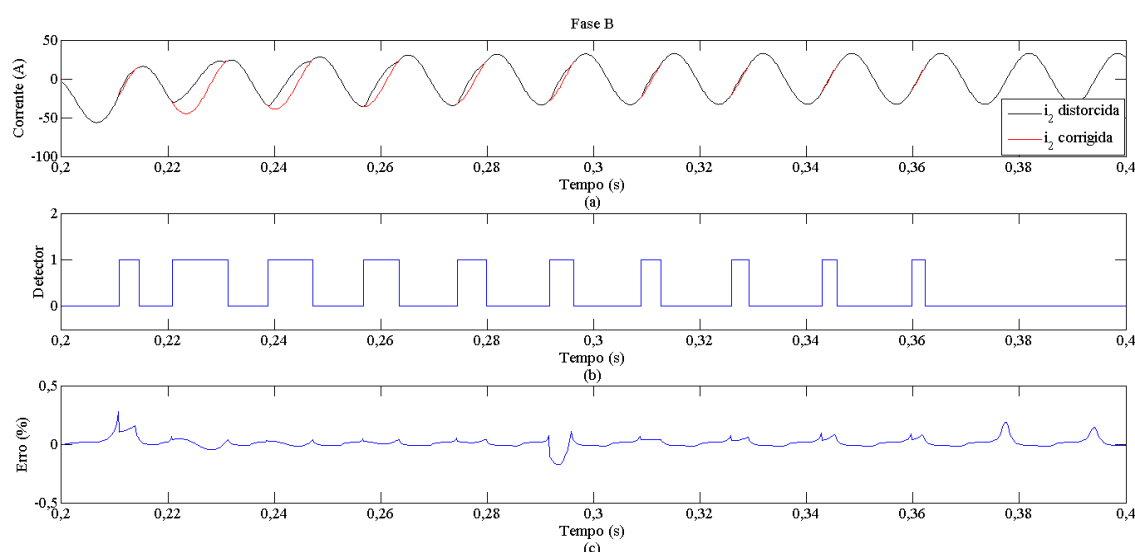


Figura 6.38 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

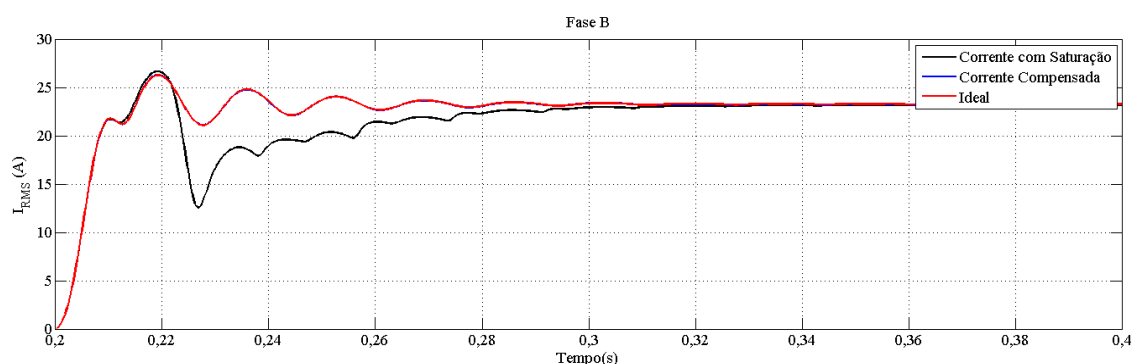


Figura 6.39 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 5.

6.3.6 Caso 6: Falta Bifásica-Terra em 25% da LT ($2\phi-g - 25\%$)

Neste caso, considerou-se uma impedância de terra de 100Ω e somente o sinal de corrente da fase A foi distorcido por saturação em virtude do fluxo remanescente no núcleo do TC. A frequência foi estimada conforme a Figura 6.40.

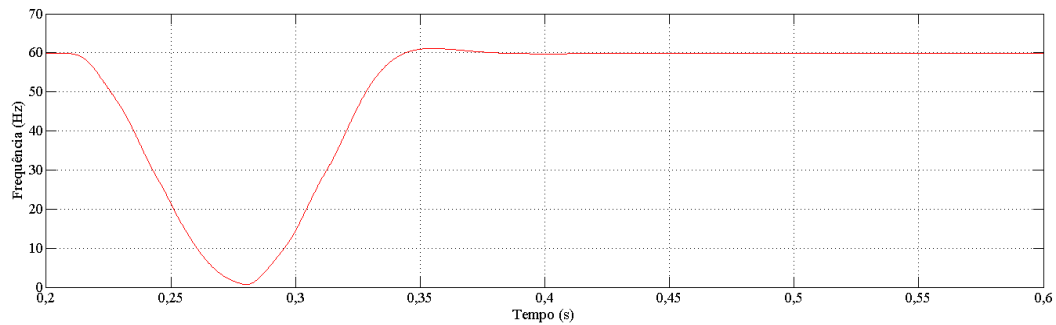


Figura 6.40 – Frequência estimada para a falta do caso 6.

A Figura 6.41 mostra a distribuição dos pontos para os planos $dell \times i_2$ para as três fases do sistema, até o instante em que a falta é identificada pela atuação dos detectores das fases A e B, conforme as Figuras 6.42 e 6.43, respectivamente. Como no caso anterior, a falta foi detectada em 200,1 ms e esse instante é tomado como ponto de referência para correção do primeiro intervalo distorcido por saturação. O valor RMS máximo do sinal da fase A é de 5400 A. Em regime permanente, essa corrente vale 4872 A RMS.

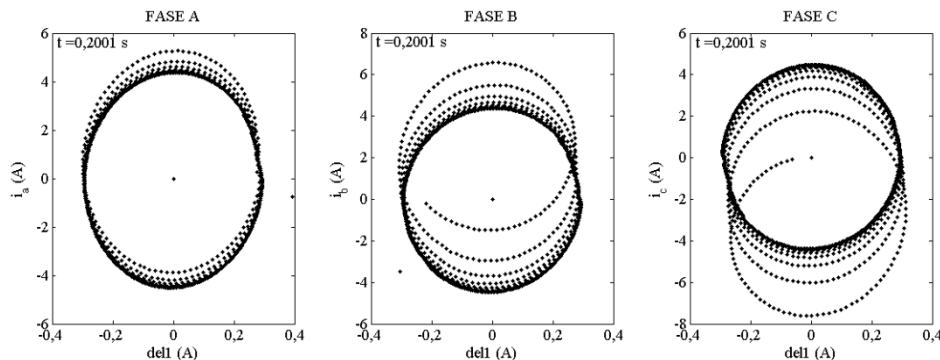


Figura 6.41 – Planos $dell \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada.

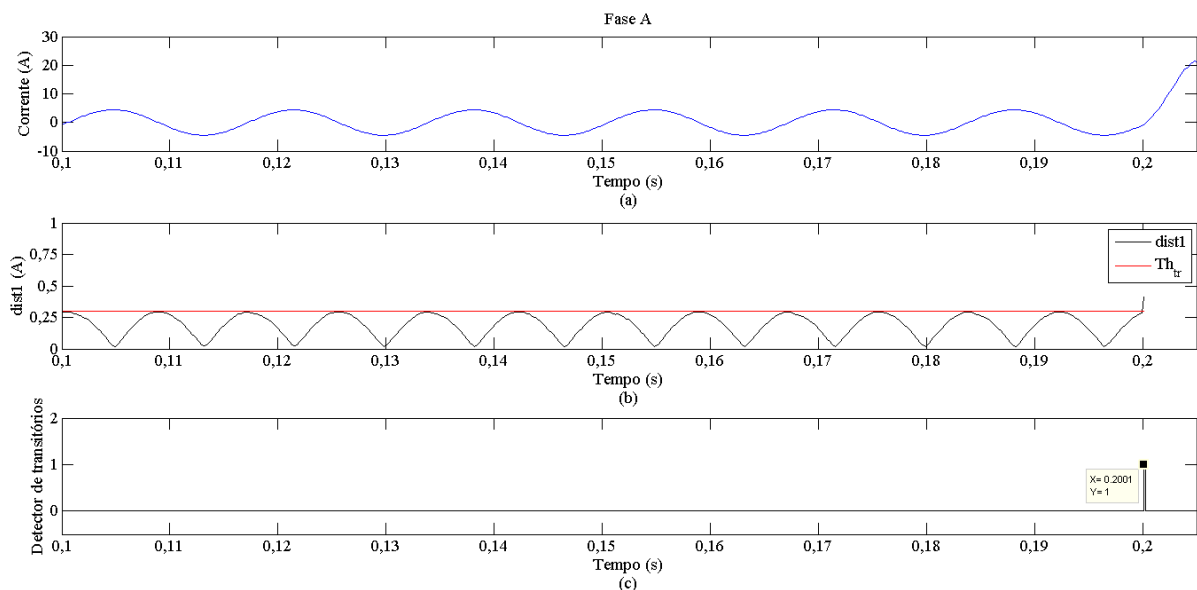


Figura 6.42 – Detecção da falta para a fase A. (a) Corrente da fase A. (b) Distâncias no plano $dell \times i_2$. (c) Ação do detector.

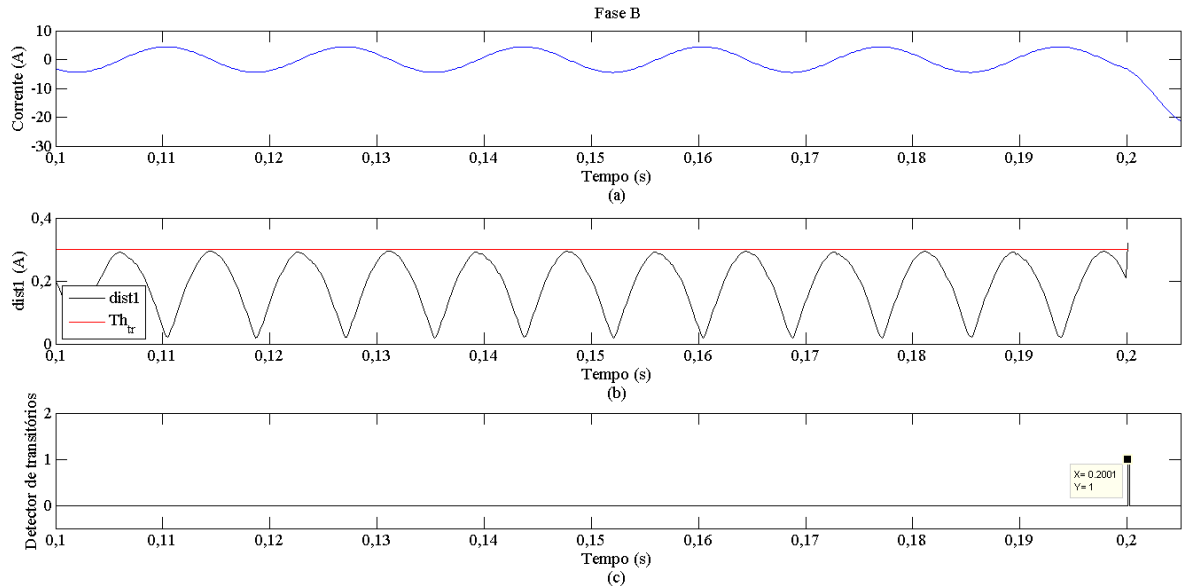


Figura 6.43 – Detecção da falta para a fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano $del1 \times i_2$. (c) Ação do detector.

A atuação do detector de saturação da fase A aparece na Figura 6.44. Foram detectados nove intervalos distorcidos consecutivos, que ocorrem desde o primeiro ciclo após a ocorrência da falta. Dentre esses intervalos, ressalta-se o fato de que o primeiro acontece antes de $1/4$ de ciclo depois do início do defeito.

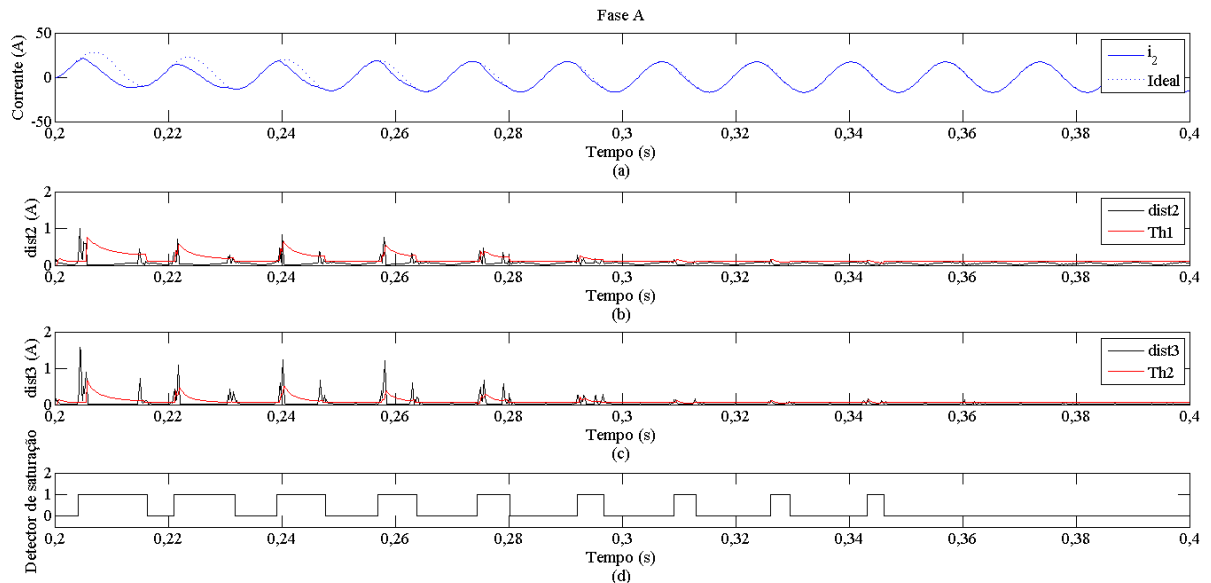


Figura 6.44 – Detector de saturação. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano $del2 \times del1$. (c) Distâncias no plano $del3 \times del2$. (d) Atuação do detector de saturação.

A Figura 6.45 mostra a atuação da técnica de correção, onde o valor absoluto do erro transitório não excedeu 0,3795%. Isso ocorreu durante a compensação do segundo intervalo de saturação detectado. Além disso, a Tabela 6.8 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

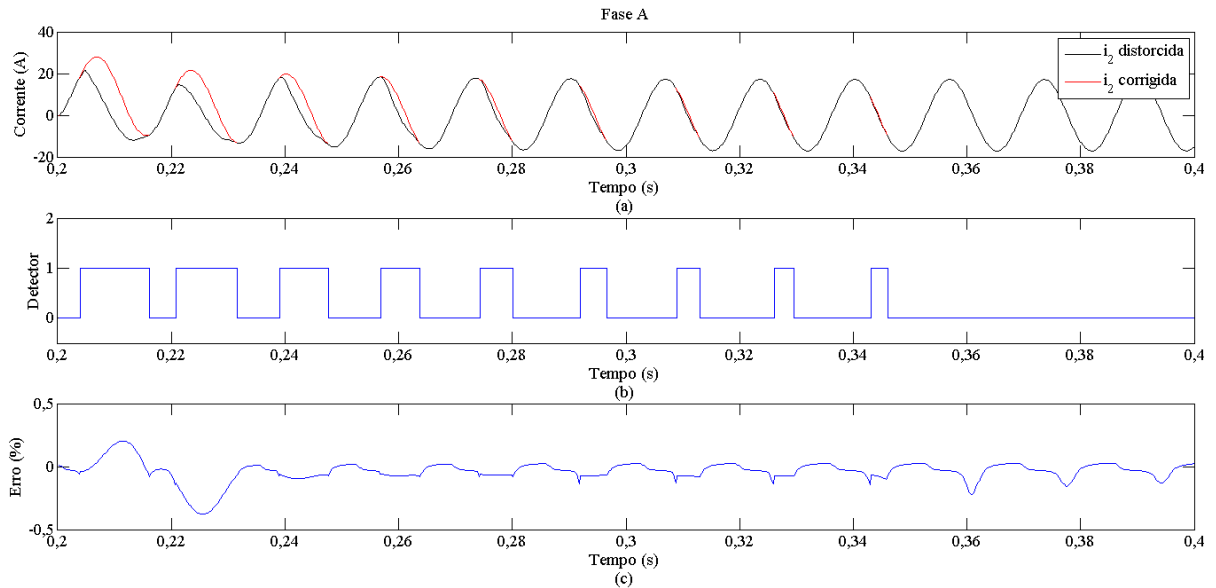


Figura 6.45 – Correção dos intervalos de saturação. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.8 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados no Caso 6.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,8709 | 59,8709 | 59,8709 | 59,8709 | 59,8709 | 59,8709 | 59,8709 | 59,8709 | 59,6460 |

A Figura 6.46 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Nessa Figura, pode-se perceber a robustez da metodologia pela boa aproximação conseguida após a correção do sinal.

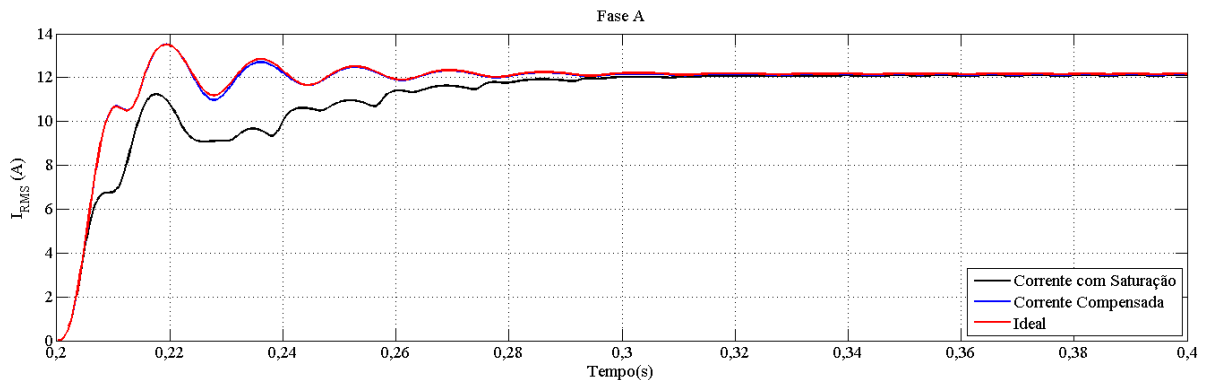


Figura 6.46 – Valores RMS das correntes para o caso 6.

6.3.7 Caso 7: Falta Trifásica em 5% da LT (3 ϕ – 5%)

Foi simulado um curto-circuito trifásico em 5% da LT do sistema da Figura 6.1. O valor RMS máximo da corrente de curto-circuito na fase A é de 15476 A, na fase B essa corrente vale 14820 A e 14416 A na fase C. Em regime permanente, o valor RMS das correntes nas três fases é de aproximadamente 13760 A. A frequência estimada para este caso aparece na Figura 6.47.

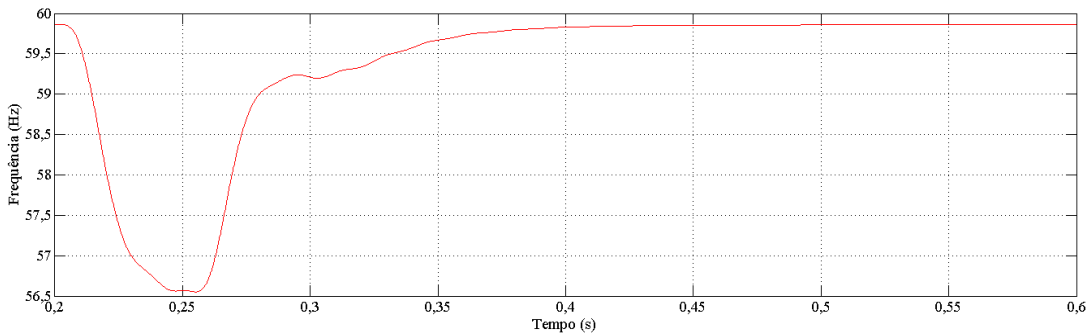


Figura 6.47 – Frequência estimada para a falta do caso 7.

Neste caso, a falta foi detectada em 200,1 ms, conforme a Figura 6.48, que mostra a distribuição dos pontos nos planos $dell_1 \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada. Essa detecção é feita pela atuação dos algoritmos que processam os sinais das fases B e C. A atuação desses detectores pode ser vista nas Figuras 6.49 e 6.50. Esse instante é tomado como ponto de referência para correção do primeiro trecho distorcido em todas as fases e corresponde a uma amostra após a ocorrência de falta.

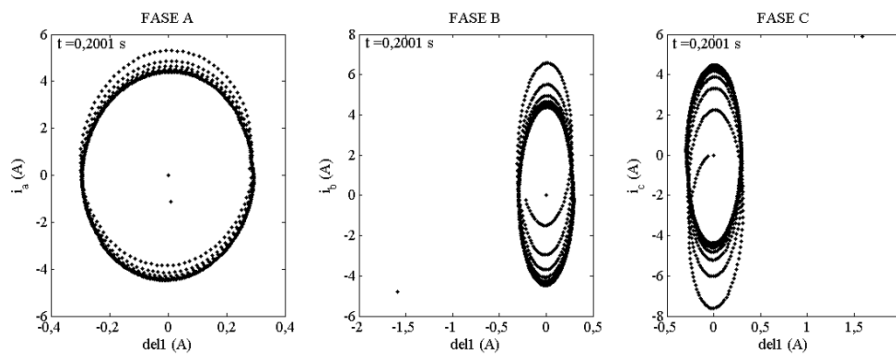


Figura 6.48 – Planos $dell_1 \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada.

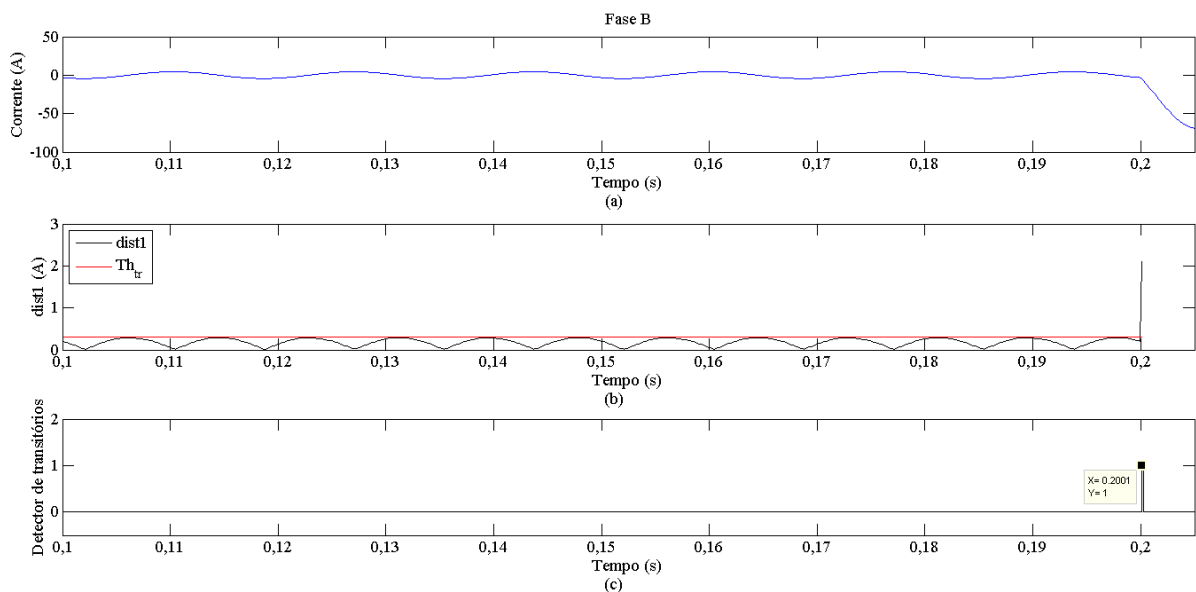


Figura 6.49 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano $dell_1 \times i_2$. (c) Ação do detector.

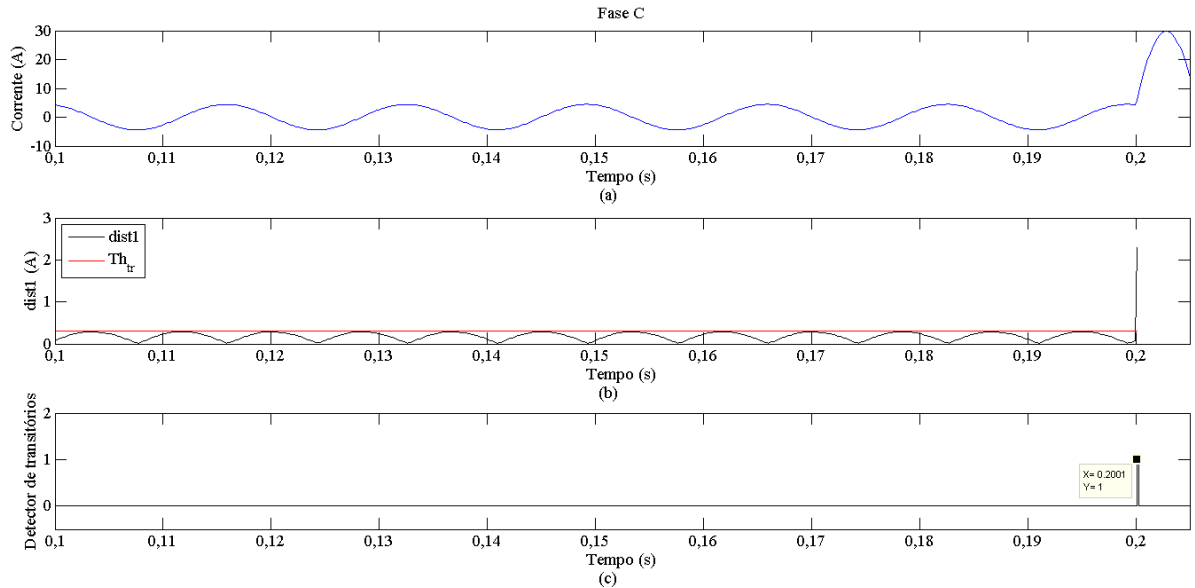


Figura 6.50 – Detecção da falta na fase C. (a) Corrente da fase C. (b) Distâncias no plano del1 x i_2 . (c) Ação do detector.

As atuações dos detectores de saturação de cada fase aparecem nas Figuras 6.51, 6.52 e 6.53. No sinal de corrente da fase A foram detectados dez intervalos distorcidos consecutivos, que surgem desde o primeiro ciclo após a ocorrência da falta. Nas fases B e C, respectivamente, sete e seis trechos foram identificados como distorcidos.

A Figura 6.54 mostra a atuação da técnica de correção para o sinal da fase A. Nessa situação, o valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,7446%, ocorrido durante a compensação do terceiro intervalo de saturação detectado. Além disso, a Tabela 6.9 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

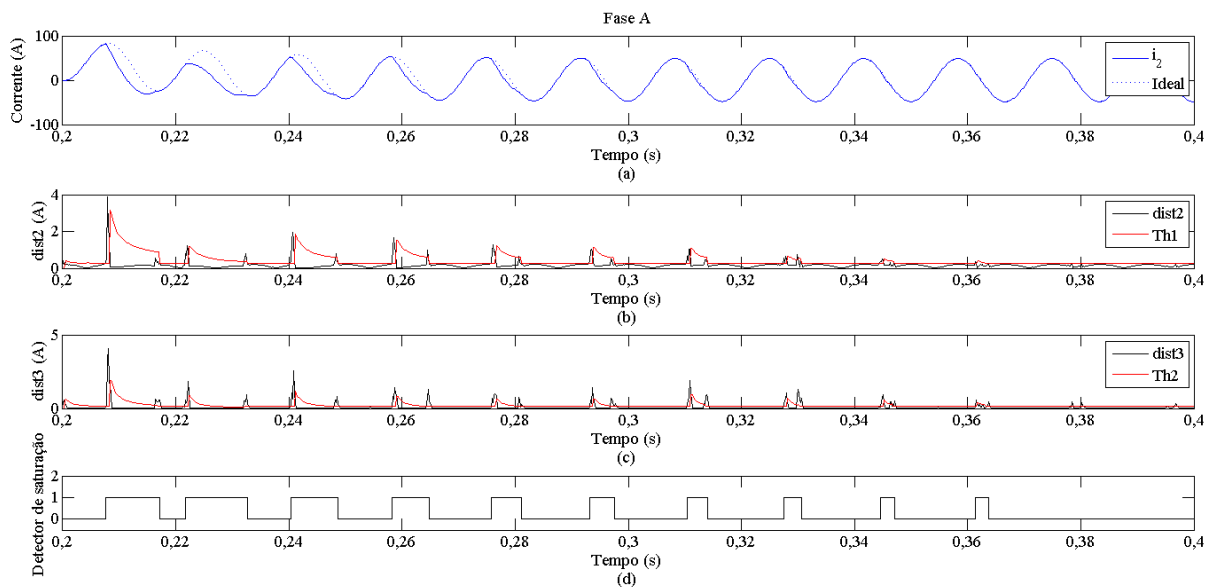


Figura 6.51 – Detector de saturação para a fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

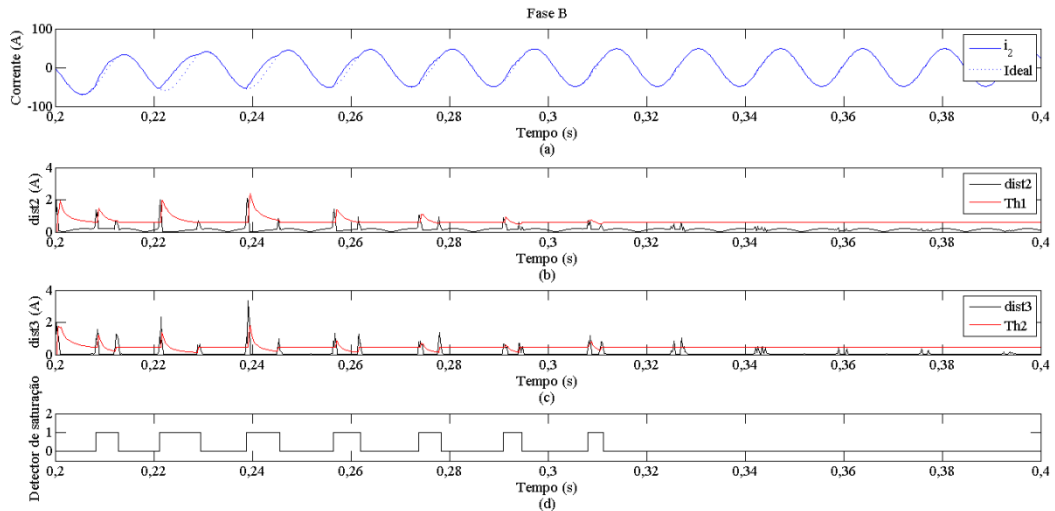


Figura 6.52 – Detector de saturação para a fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

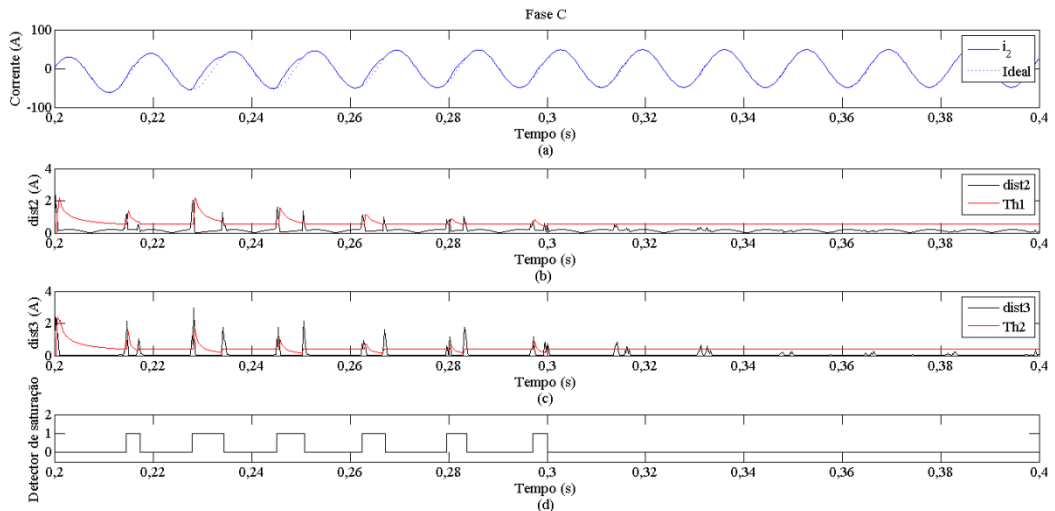


Figura 6.53 – Detector de saturação para a fase C. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

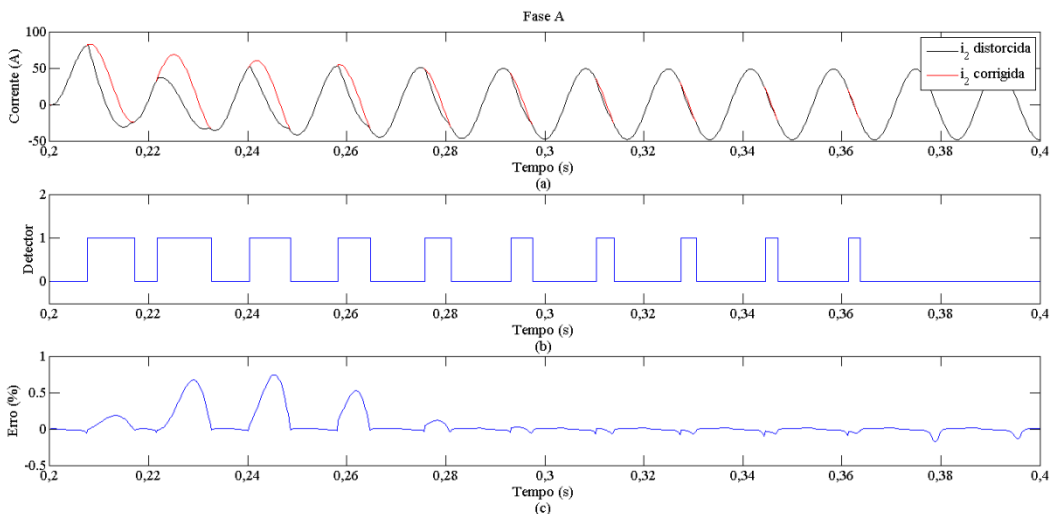


Figura 6.54 – Correção dos intervalos de saturação da fase A. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.9 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase A para o Caso 7.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° | 10° |
|-------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| f (Hz) | 59,774 | 57,827 | 56,686 | 56,595 | 58,748 | 59,232 | 59,269 | 59,447 | 59,627 | 59,736 |

A Figura 6.55 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Nessa Figura, pode-se perceber a boa aproximação conseguida após a correção do sinal.

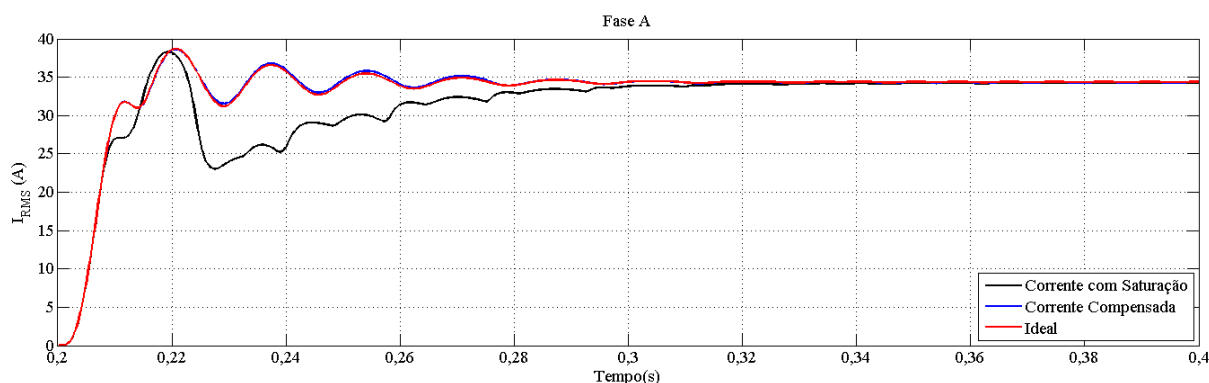


Figura 6.55 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 7.

Já para o sinal da fase B, os resultados aparecem na Figura 6.56, onde o valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,5338%. ocorrido durante a compensação do terceiro intervalo de saturação detectado. A Tabela 6.10 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido desse sinal, onde pode-se notar que o menor valor de frequência foi utilizado para correção do quarto intervalo distorcido.

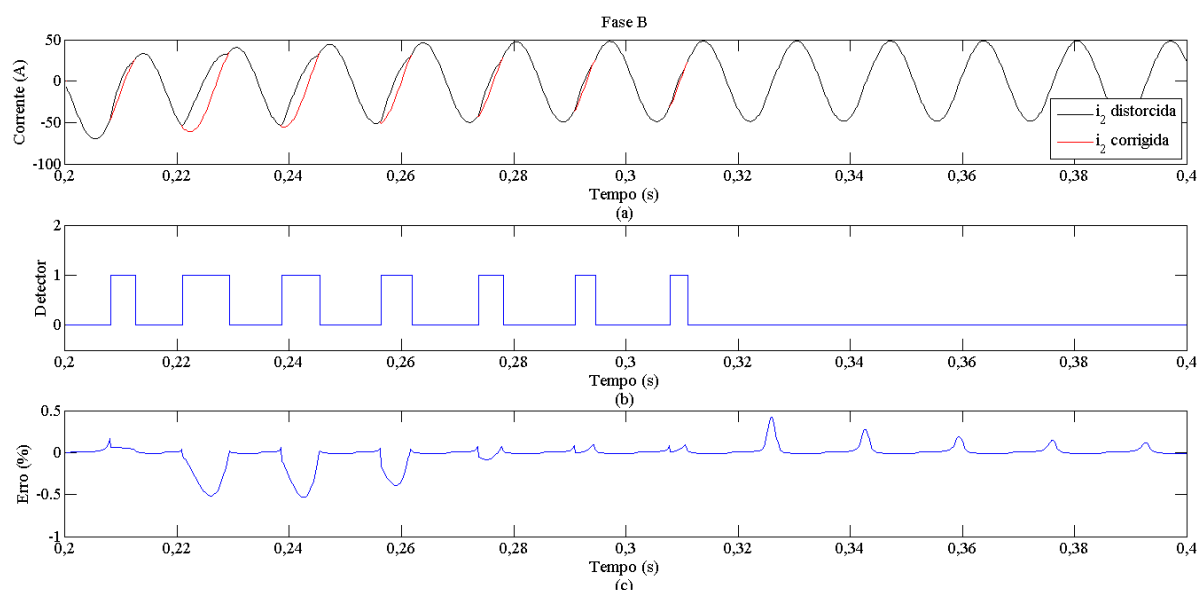
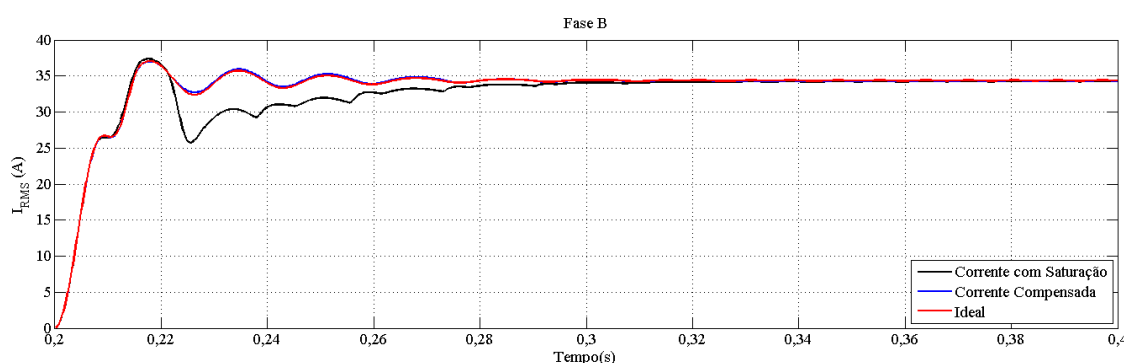


Figura 6.56 – Correção dos intervalos de saturação da fase B. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

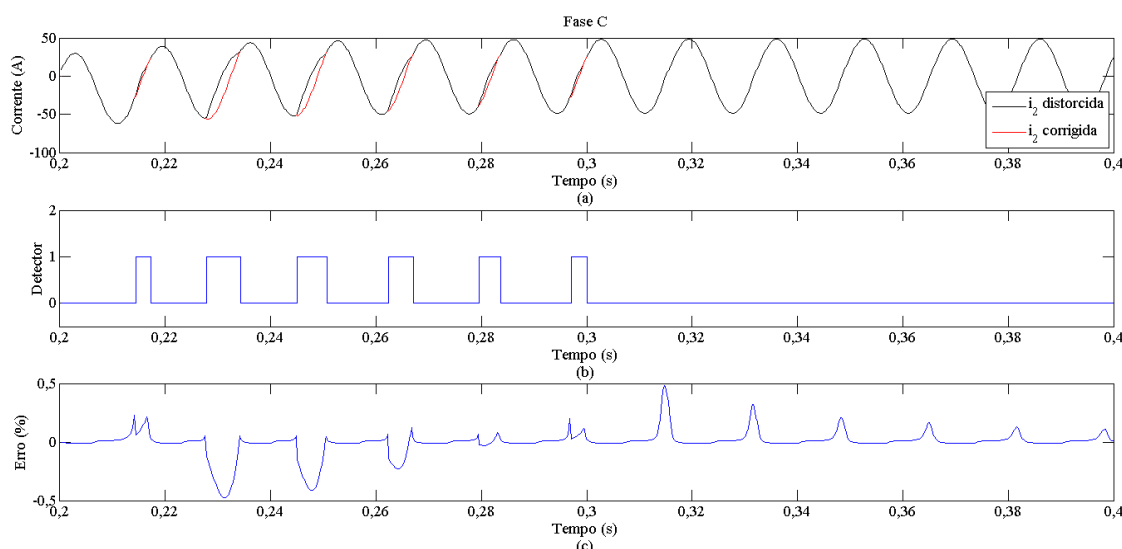
Tabela 6.10 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase B para o Caso 7.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,7463 | 57,9327 | 56,7310 | 56,5538 | 58,5534 | 59,2042 | 59,2355 |

Novamente, após a correção, os valores do sinal de corrente da fase B aproximaram-se bastante dos valores ideais. Isso pode ser visto na Figura 6.57, a qual mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal.

**Figura 6.57 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 7.**

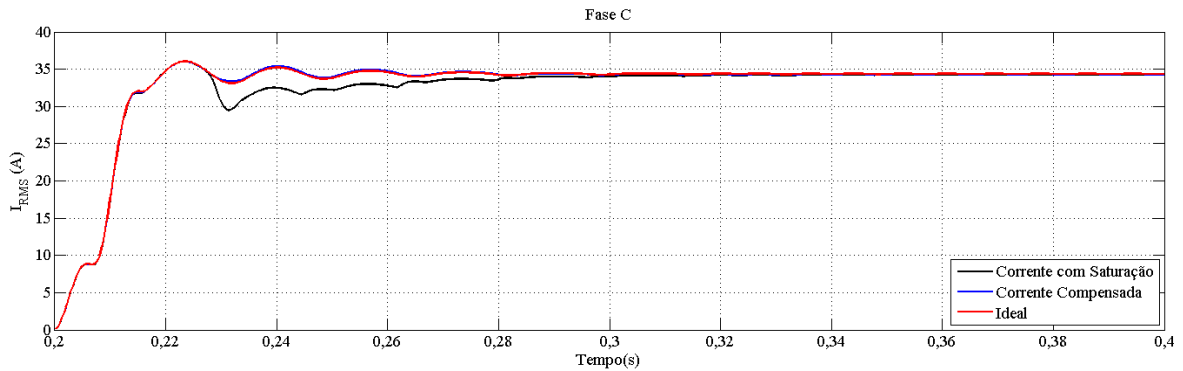
Os resultados para a correção do sinal da fase C aparecem na Figura 6.58. Para esse sinal, o valor absoluto do erro transitório não ultrapassou 0,4832%.

**Figura 6.58 – Correção dos intervalos de saturação da fase C. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.**

Por fim, a Tabela 6.11 mostra os valores de frequência utilizados para a correção de cada trecho distorcido detectado. Ainda, os valores RMS da compensação da corrente da Fase C aparecem na Figura 6.59, mostrando a qualidade da correção, uma vez que houve boa aproximação entre os valores ideais e corrigidos.

Tabela 6.11 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase C para o Caso 7.

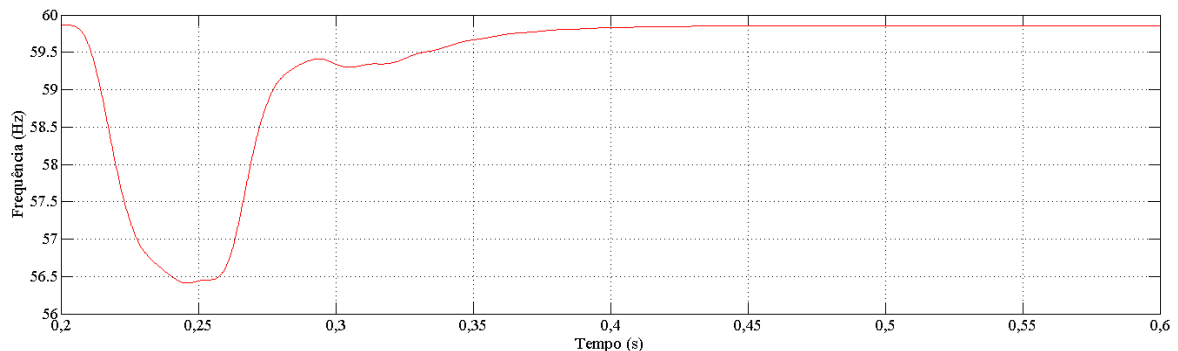
| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,0366 | 57,1396 | 56,5750 | 56,9176 | 58,9773 | 59,2357 |

**Figura 6.59 – Valores RMS das correntes para a fase C do caso 7.**

6.3.8 Caso 8: Falta Trifásica em 10% da LT (3 ϕ – 10%)

Para um curto-circuito trifásico em 10% da LT, o valor RMS máximo da corrente na fase A foi de 12892 A. Nas fases B e C, os valores RMS máximos atingiram os valores de essa corrente vale 12372 A e 11992 A, respectivamente. Em regime permanente, o valor RMS das correntes nas três fases é de 13760 A. A frequência estimada para este caso aparece na Figura 6.60.

Mais uma vez, a falta foi identificada em 200,1 ms pelos detectores das fases B e C. A Figura 6.61 mostra a distribuição dos pontos nos planos $i_{l1} \times i_{l2}$, para as três fases, até o instante em que a falta é detectada. As atuações dos detectores de transitórios das fases B e C podem ser vistas nas Figuras 6.62 e 6.63. Esse instante é tomado como ponto de referência somente para a correção primeiro trecho distorcido do sinal da fase, já que este ocorre ainda no primeiro ciclo do sinal após a ocorrência da falta. A atuação dos detectores de saturação de cada fase aparece nas Figuras 6.64, 6.65 e 6.66.

**Figura 6.60 – Frequência estimada para a falta do caso 8.**

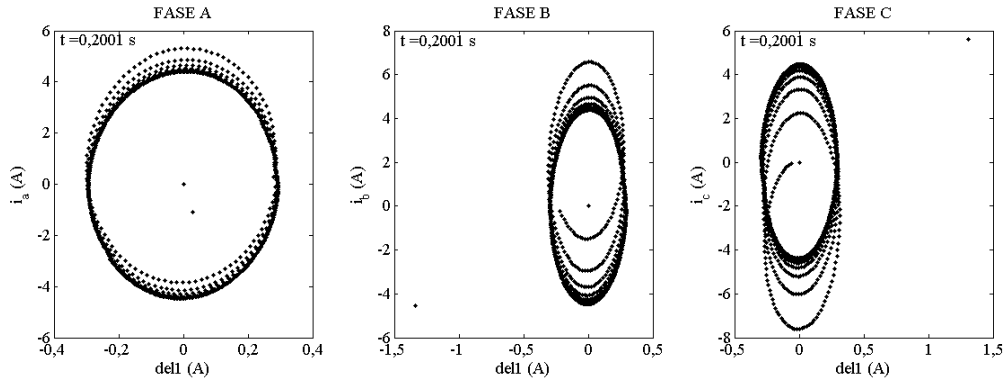


Figura 6.61 – Planos dell x i_2 até o instante em que a falta é detectada.

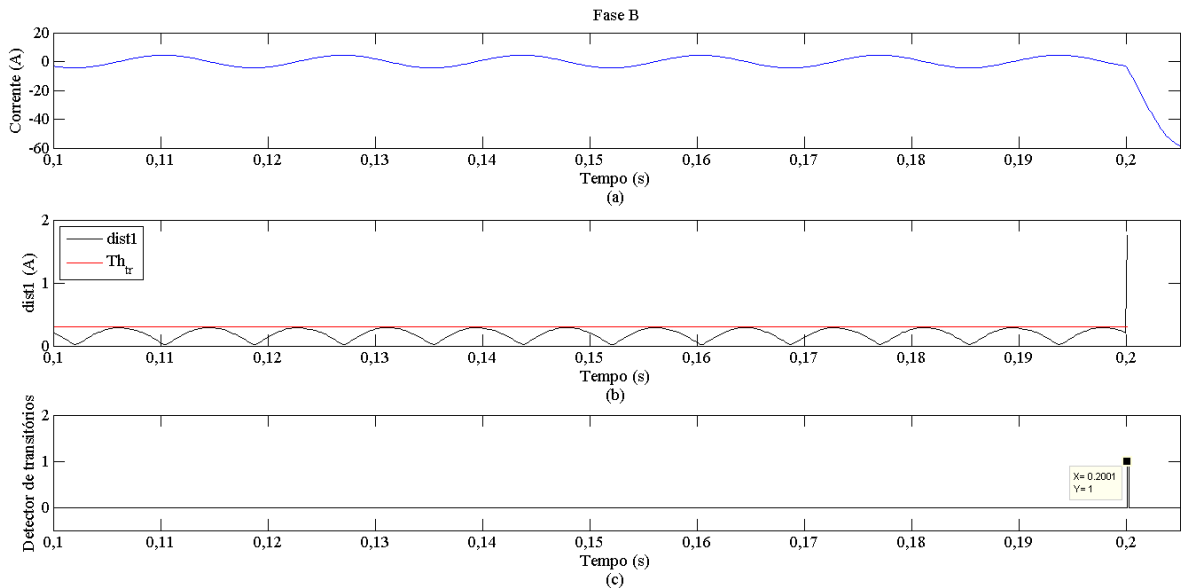


Figura 6.62 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano dell x i_2 . (c) Ação do detector.

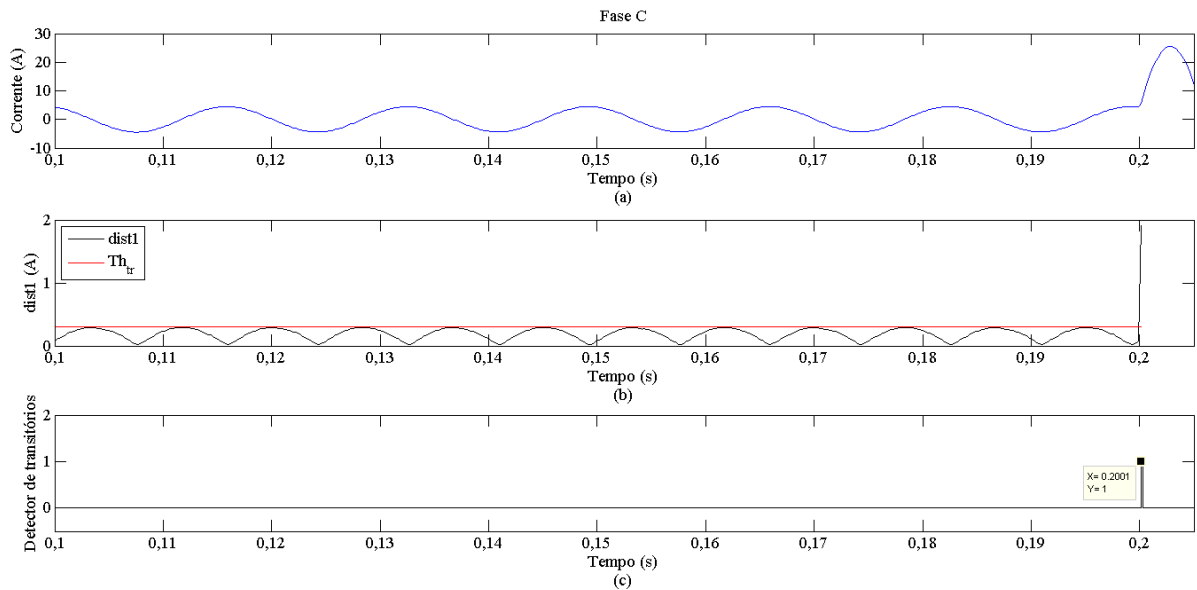


Figura 6.63 – Detecção da falta na fase C. (a) Corrente da fase C. (b) Distâncias no plano dell x i_2 . (c) Ação do detector.

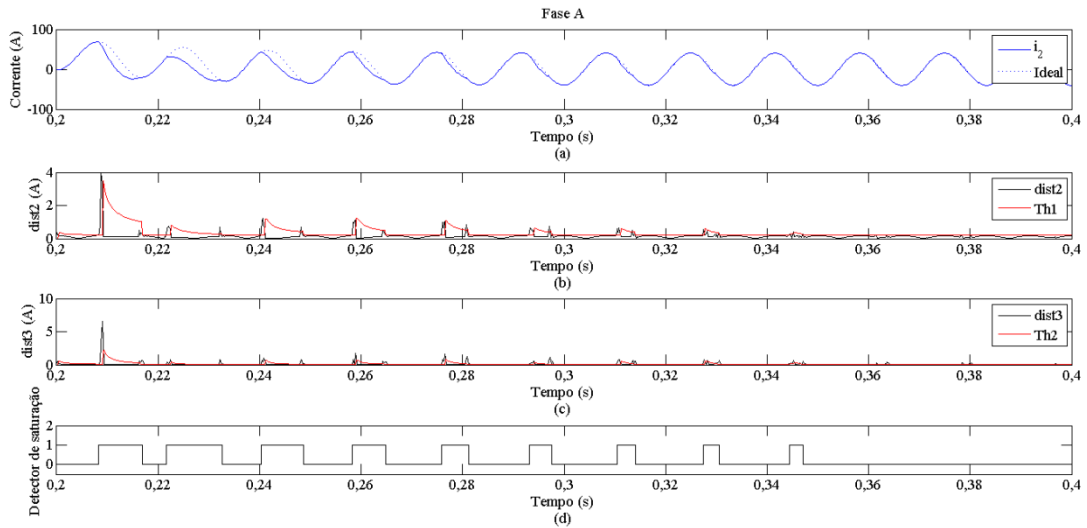


Figura 6.64 – Detector de saturação para a fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

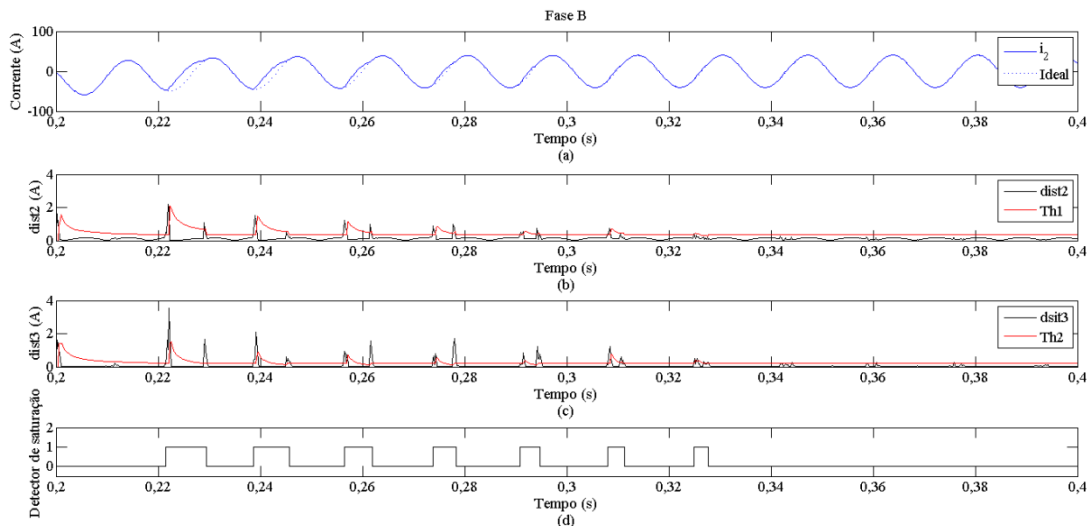


Figura 6.65 – Detector de saturação para a fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

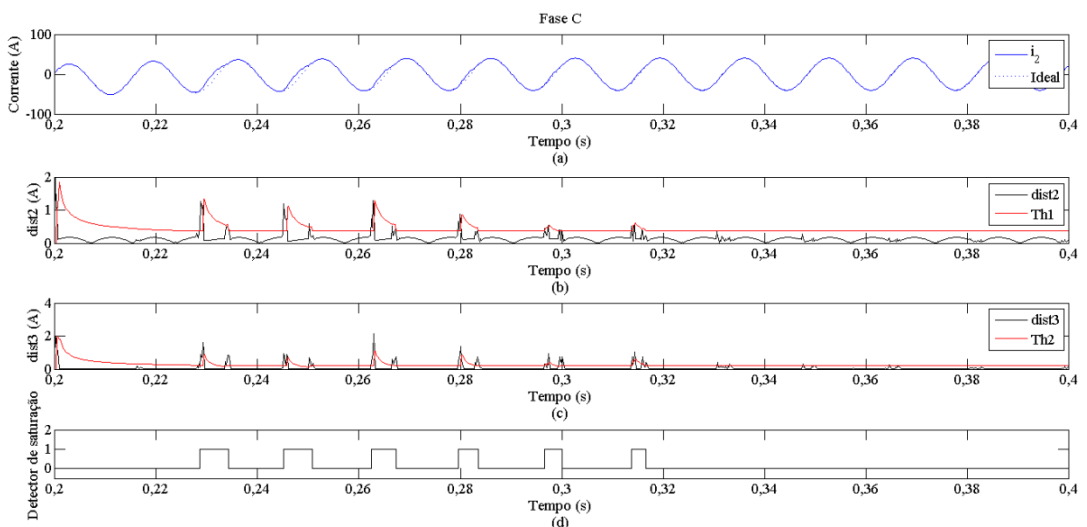


Figura 6.66 – Detector de saturação para a fase C. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

Conforme a Figura 6.64, foram detectados nove intervalos de saturação consecutivos para a fase A, sendo que o primeiro ocorre em pouco mais de $\frac{1}{4}$ de ciclo desde a ocorrência da falta. Já para a fase B (Figura 6.65), os efeitos da saturação do TC iniciam no segundo ciclo após o início do curto-circuito. Para o sinal da fase B, sete trechos distorcidos consecutivos foram identificados. Ainda, para a fase C (Figura 6.66), verificou-se a detecção seis intervalos de saturação.

Os resultados para a correção do sinal da fase A aparecem na Figura 6.67. A partir dessa figura, pode-se notar o baixo erro transitório dessa compensação, o qual não excedeu o valor absoluto de 0,7723%. Esse erro ocorre durante a correção do segundo trecho detectado. Além disso, a Tabela 6.12 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

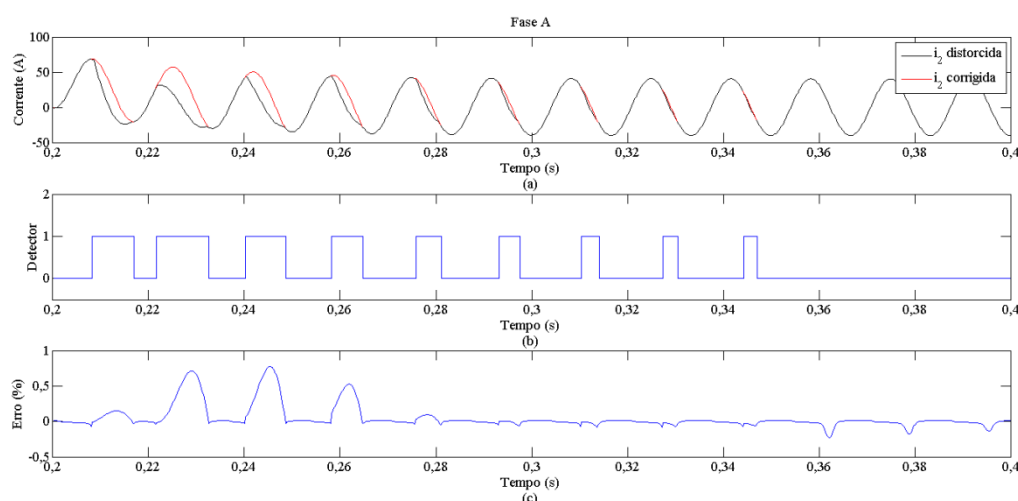


Figura 6.67 – Correção dos intervalos de saturação da fase A. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.12 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase A para o Caso 8.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,7323 | 57,6925 | 56,4977 | 56,5253 | 58,8917 | 59,4111 | 59,3312 | 59,4504 | 59,6221 |

A Figura 6.68 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal. Novamente, ocorre boa aproximação entre os valores ideais e corrigidos, mostrando a precisão das metodologias propostas.

Já para o sinal da fase B, os resultados aparecem na Figura 6.69, onde o valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,5813%, ocorrido durante a compensação do segundo intervalo de saturação detectado. A Tabela 6.13 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido desse sinal.

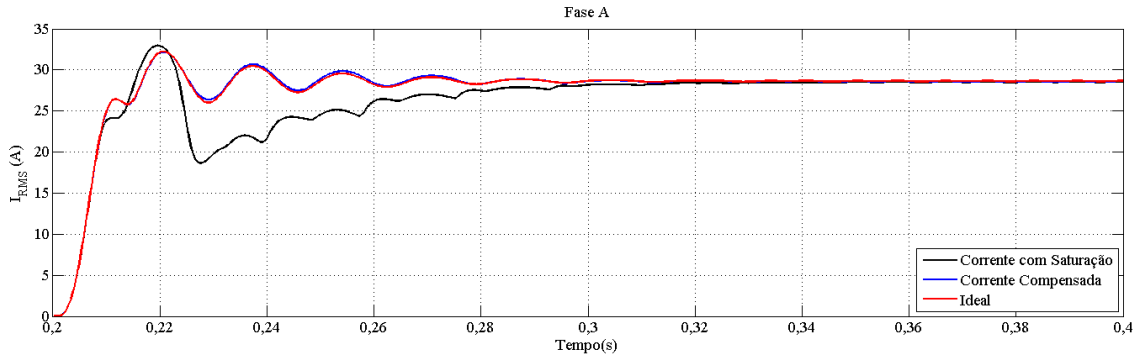


Figura 6.68 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 8.

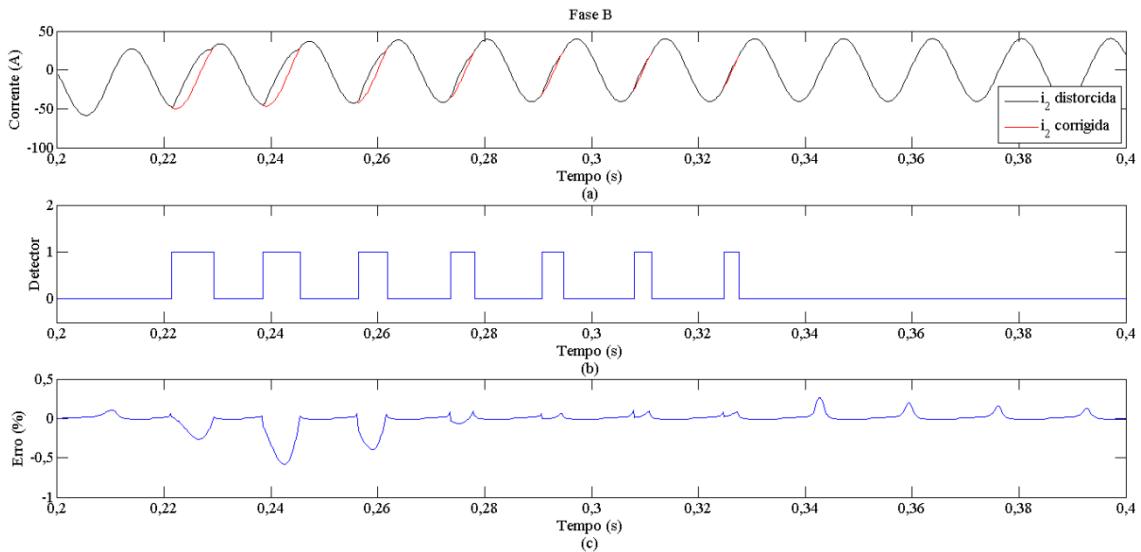


Figura 6.69 – Correção dos intervalos de saturação da fase B. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Tabela 6.13 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase B para o Caso 8.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 57,7473 | 56,5448 | 56,4697 | 58,6874 | 59,3924 | 59,3127 | 59,4104 |

Após a correção, os valores do sinal de corrente da fase B aproximaram-se bastante dos valores ideais. Isso pode ser visto na Figura 6.70 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal.

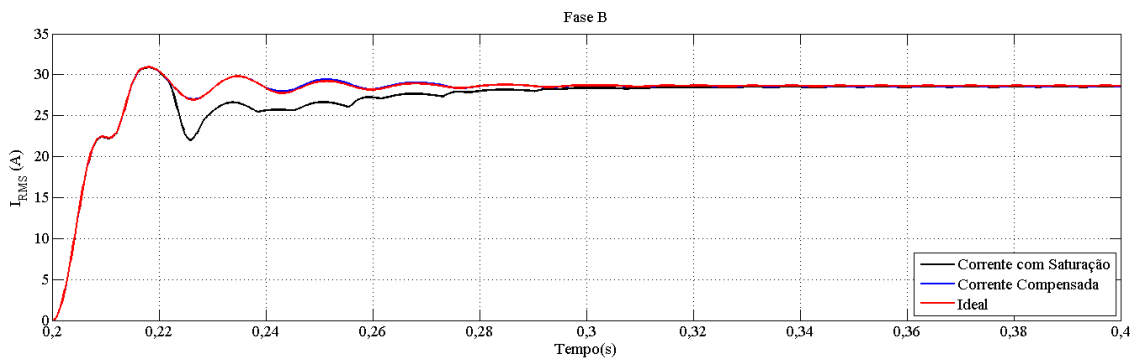


Figura 6.70 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 8.

Os resultados para a correção do sinal da fase C aparecem na Figura 6.71. Para esse sinal, o valor absoluto do erro transitório não ultrapassou 0,4042%.

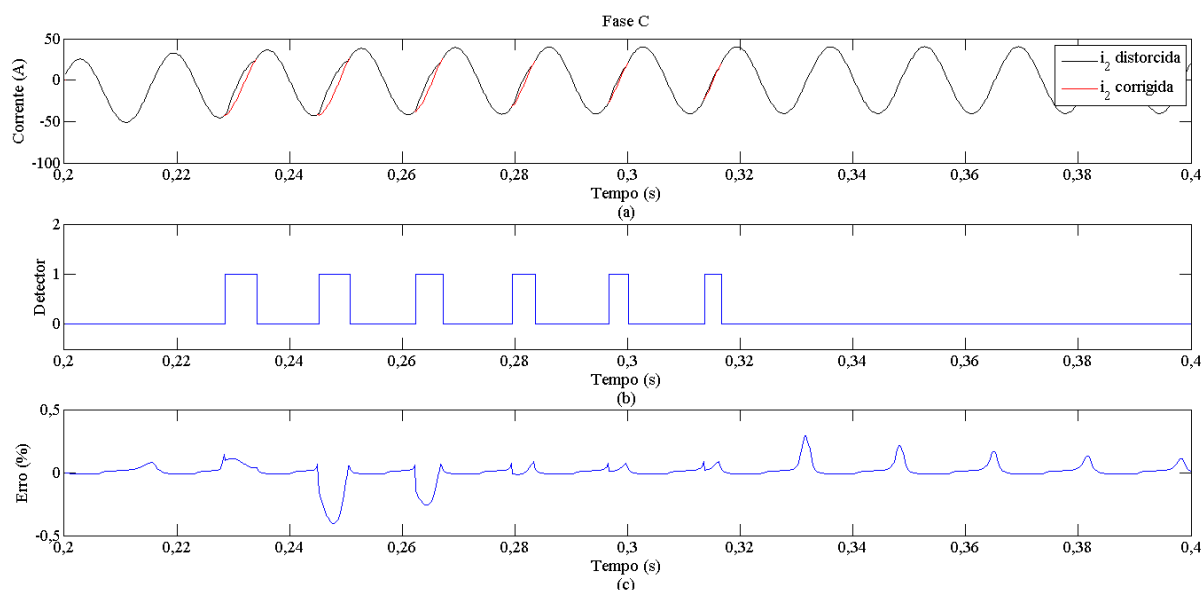


Figura 6.71 – Correção dos intervalos de saturação da fase C. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

Novamente, a correção teve bom desempenho, conseguindo reconstruir a forma de onda de forma adequada. A Tabela 6.14 mostra os valores de frequência utilizados para a correção de cada trecho distorcido detectado. Ainda, os valores RMS da compensação da corrente da fase C aparecem na Figura 6.72, mostrando a qualidade da correção, uma vez que houve boa aproximação entre os valores ideais e corrigidos.

Tabela 6.14 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase C para o Caso 8

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 56,9204 | 56,4110 | 56,8835 | 59,1367 | 59,3933 | 59,3453 |

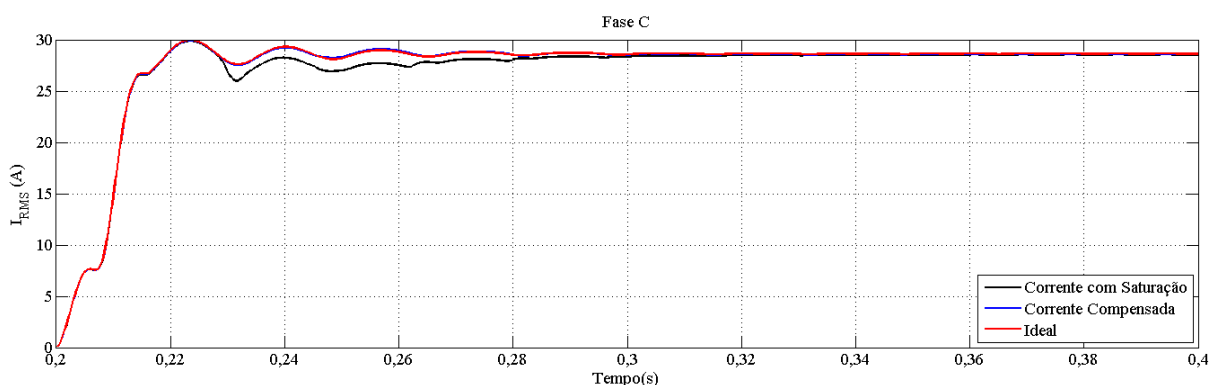


Figura 6.72 – Valores RMS das correntes para a fase C do caso 8.

6.3.9 Caso 9: Falta Trifásica em 25% da LT (3 ϕ – 25%)

Nesse caso, foram detectados intervalos de saturação nos sinais das fases A e B, cujos valores RMS máximos são de, respectivamente, 8580 A e 8292 A. Em regime permanente, essas correntes não ultrapassaram 7644 A. A frequência estimada para este caso aparece na Figura 6.73.

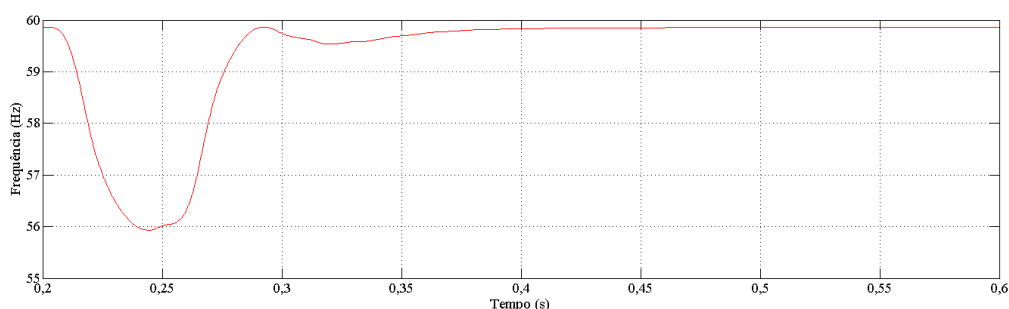


Figura 6.73 – Frequência estimada para a falta do caso 9.

Para essa falta, há a atuação dos detectores das fases B e C no instante 200,1 ms, o qual serviu como referência para correção do primeiro trecho distorcido do sinal da fase A. A Figura 6.74 mostra a distribuição dos pontos nos planos $i_{d1} \times i_2$, para as três fases, até o instante em que a falta é detectada.

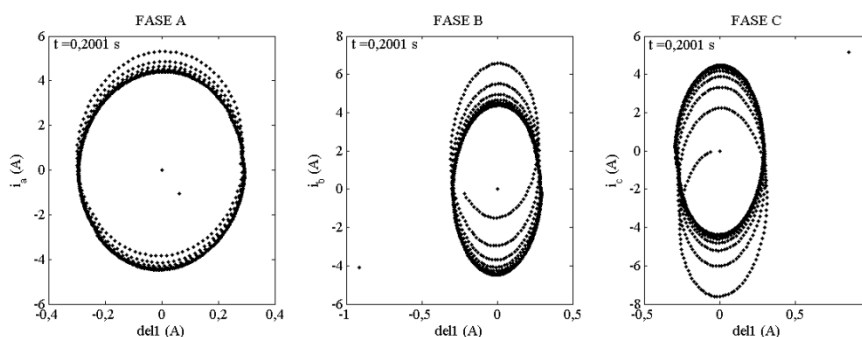


Figura 6.74 – Planos $i_{d1} \times i_2$ até o instante em que a falta é detectada.

As atuações dos detectores de transitórios das fases B e C podem ser vistas nas Figuras 6.75 e 6.76. Como no caso anterior, esse instante é tomado como ponto de referência somente para a correção primeiro trecho distorcido do sinal da fase A, já que este ocorre ainda no primeiro ciclo do sinal após a ocorrência da falta. A atuação dos detectores de saturação das fases A e B aparece nas Figuras 6.77 e 6.78.

Foram encontradas distorções nos sinais das fases A e B. Para a corrente da fase A, foram identificados dez intervalos de saturação consecutivos, que ocorrem a partir do primeiro ciclo desde o início da falta. Já para a fase B, foram detectados cinco trechos distorcidos.

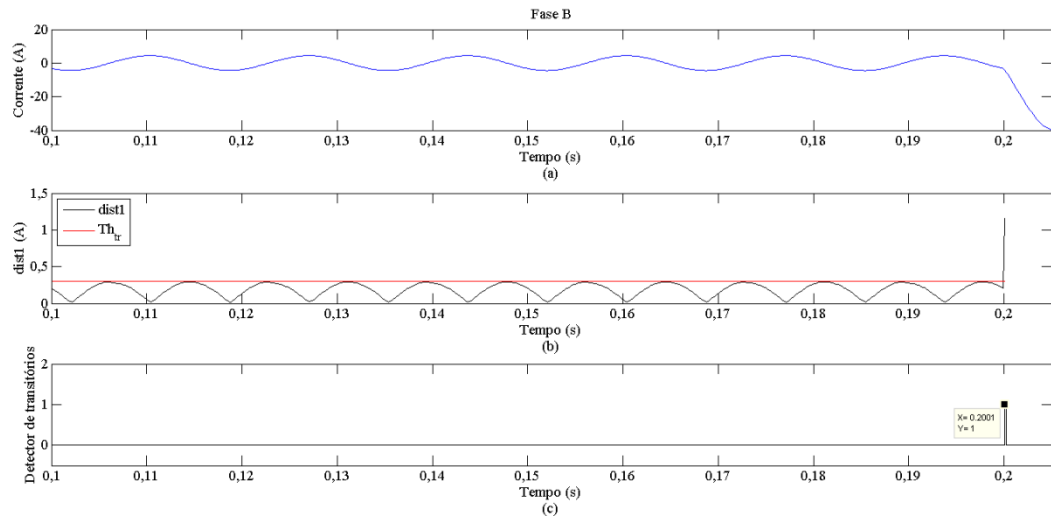


Figura 6.75 – Detecção da falta na fase B. (a) Corrente da fase B. (b) Distâncias no plano $del1 \times i_2$. (c) Ação do detector.

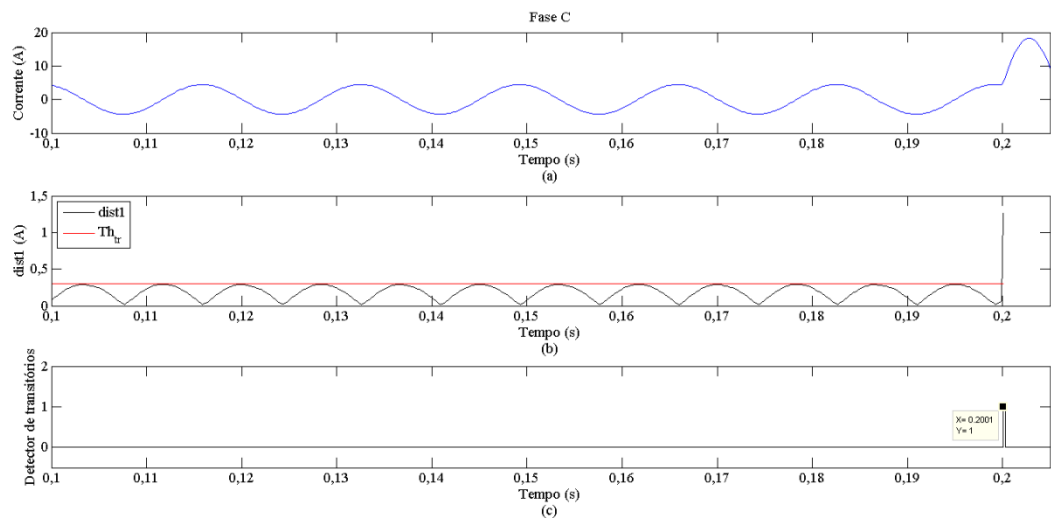


Figura 6.76 – Detecção da falta na fase C. (a) Corrente da fase C. (b) Distâncias no plano $del1 \times i_2$. (c) Ação do detector.

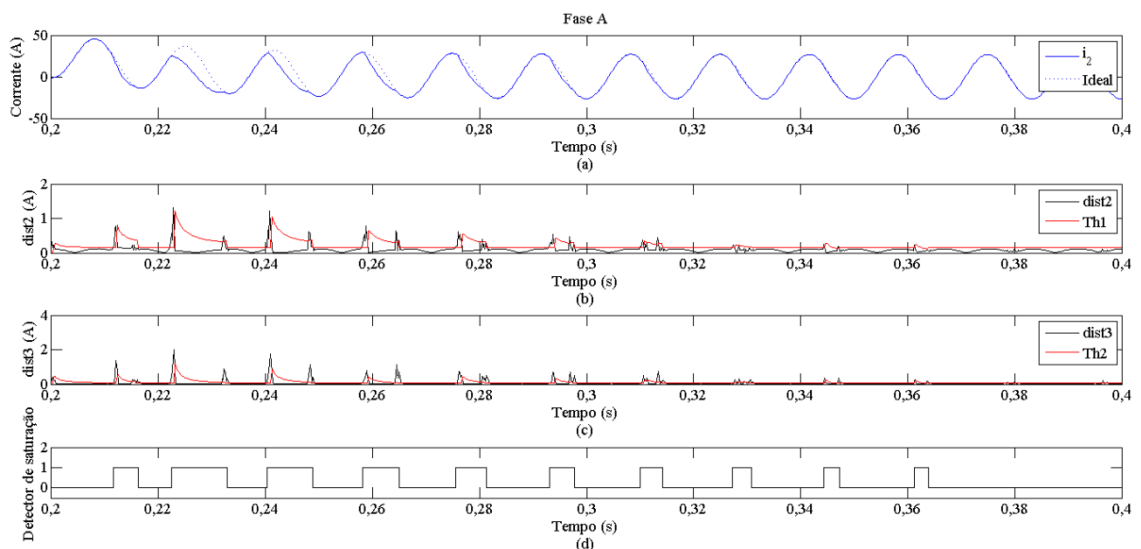


Figura 6.77 – Detector de saturação para a fase A. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano $del2 \times del1$. (c) Distâncias no plano $del3 \times del2$. (d) Atuação do detector de saturação.

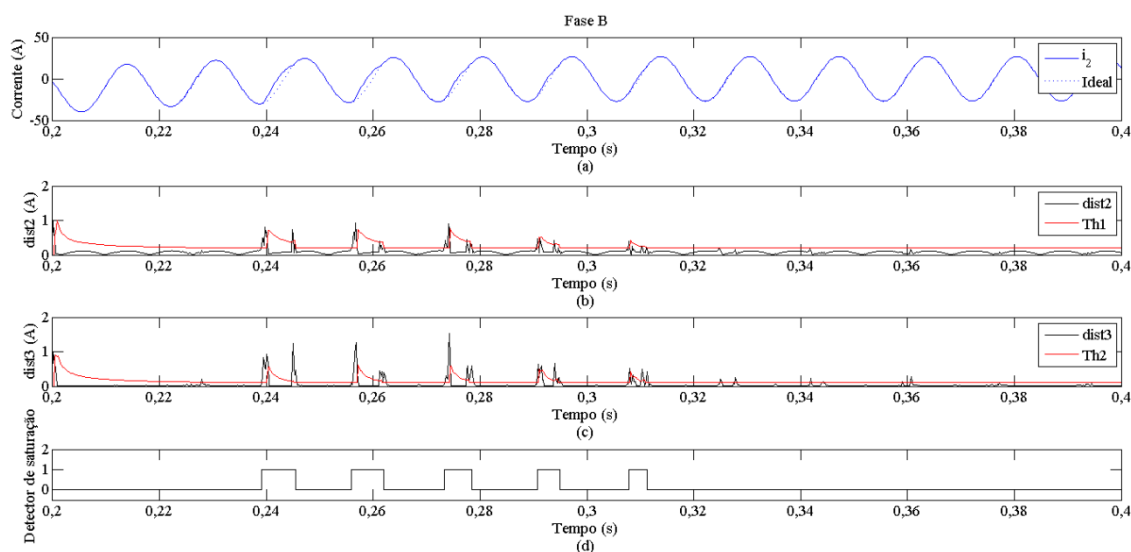


Figura 6.78 – Detector de saturação para a fase B. (a) Corrente secundária distorcida e ideal. (b) Distâncias no plano del2 x del1. (c) Distâncias no plano del3 x del2. (d) Atuação do detector de saturação.

Conforme a Figura 6.78, foram detectados cinco intervalos de saturação consecutivos no sinal de corrente da fase B, sendo que o primeiro ocorre no terceiro ciclo após a ocorrência da falta. Vale ressaltar que não houve saturação do TC da fase C.

Os resultados para a correção do sinal da fase A aparecem na Figura 6.79. A partir dessa Figura, pode-se notar o baixo erro transitório conseguido, uma vez que este não excedeu o valor absoluto de 0,8987%. Esse erro ocorre durante a correção do terceiro trecho detectado. Além disso, a Tabela 6.15 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido.

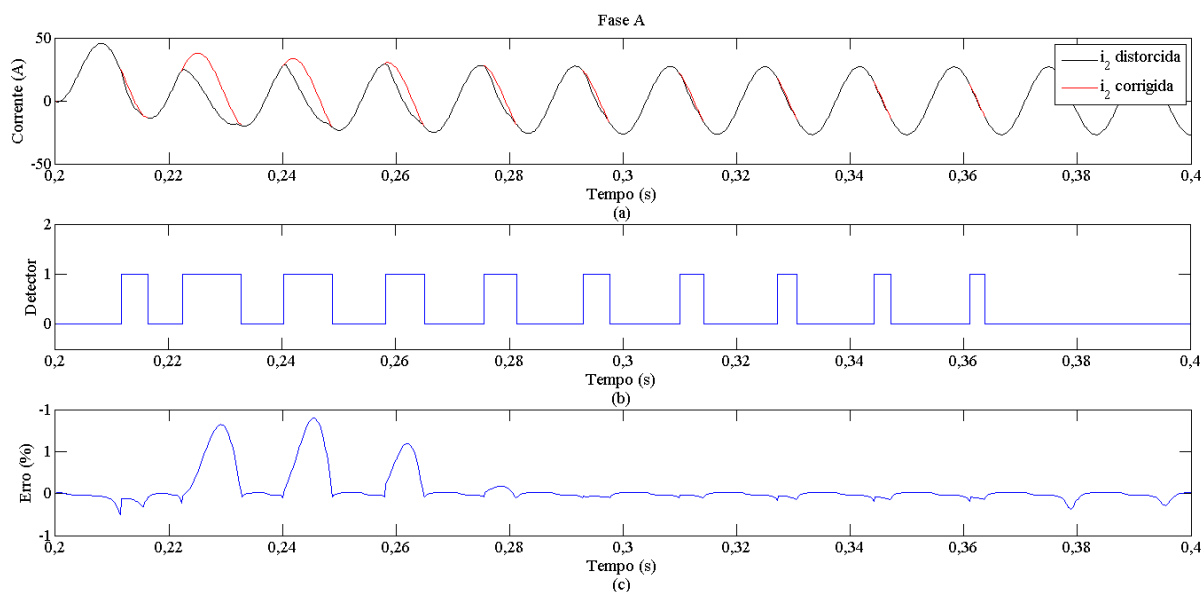
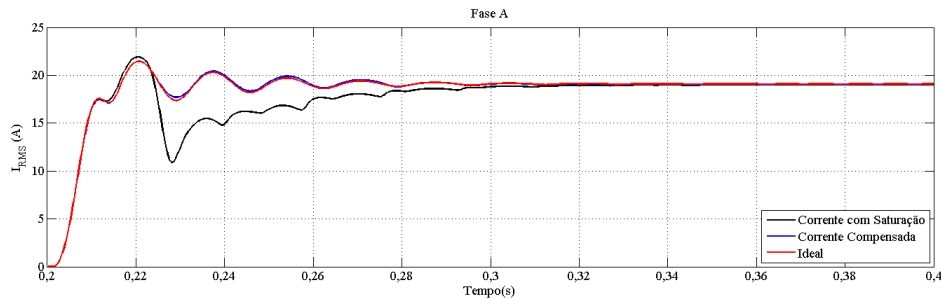


Figura 6.79 – Correção dos intervalos de saturação da fase A. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

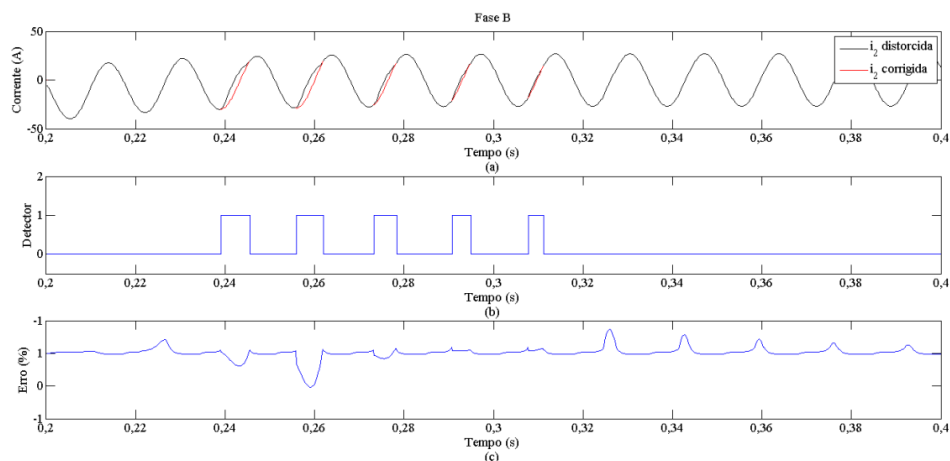
Tabela 6.15 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase A para o Caso 9

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° | 8° | 9° | 10° |
|-------------------|--------|--------|--------|---------|--------|---------|---------|--------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,397 | 57,355 | 55,976 | 56,1817 | 58,983 | 59,8628 | 59,6353 | 59,569 | 59,6645 | 59,7549 |

A Figura 6.80 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal para o sinal da fase A. A compensação obteve boa aproximação entre os valores ideais e corrigidos, comprovando a eficácia da metodologia.

**Figura 6.80 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 9.**

Já para o sinal da fase B, os resultados aparecem na Figura 6.81, onde o valor absoluto do erro transitório máximo foi de 0,5182%, ocorrido durante a compensação do segundo intervalo de saturação detectado. Ainda, a Tabela 6.16 apresenta os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido desse sinal.

**Figura 6.81 – Correção dos intervalos de saturação da fase B. (a) Corrente distorcida e corrigida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.****Tabela 6.16 – Frequências utilizadas para correção dos trechos distorcidos detectados na fase B para o Caso 9**

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 56,0059 | 56,0841 | 58,7244 | 59,8562 | 59,6517 |

Após a correção, os valores do sinal de corrente da fase B aproximaram-se bastante dos valores ideais. A maior disparidade entre esses valores ocorre durante a compensação do

segundo trecho distorcido, em função do maior erro transitório neste trecho. Isso pode ser visto na Figura 6.82 mostra os valores RMS da corrente distorcida, corrigida e ideal.

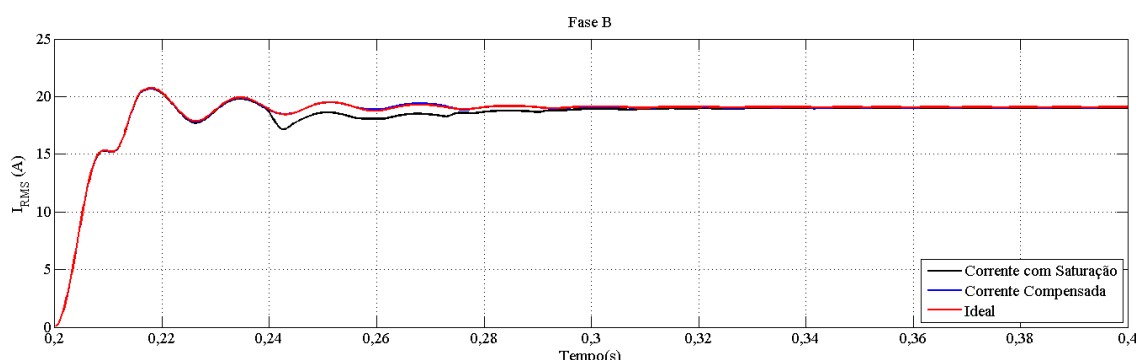


Figura 6.82 – Valores RMS das correntes para a fase B do caso 9.

6.4 Comparação entre a Proposta e a Técnica de Pan et al. (2004)

Para validar os resultados obtidos, fez-se a comparação entre a correção efetuada pela metodologia proposta e a compensação realizada pela técnica original, utilizando somente pontos do trecho não saturado imediatamente anterior para a correção do primeiro intervalo distorcido. Ainda, vale lembrar que a técnica original não utiliza detector de saturação e esta foi elaborada considerando que a saturação não ocorre antes de $\frac{1}{4}$ de ciclo após a ocorrência da falta.

A Tabela 6.17 apresenta os erros transitórios máximos de cada método para cada um dos casos analisados. Nota-se que a proposta para correção obteve menor erro transitório máximo em todas as situações avaliadas.

Vale ressaltar que os valores de erro transitório obtidos pela técnica original, ocorreram durante a compensação do primeiro trecho distorcido de cada sinal analisado.

Tabela 6.17 – Valores absolutos máximos dos erros transitórios para a metodologia proposta e a técnica de Pan et al. (2004)

| Caso | Fase A | | Fase B | | Fase C | |
|--------------------------|----------------------|-------------------|----------------------|-------------------|----------------------|-------------------|
| | Metodologia Proposta | Pan et al. (2004) | Metodologia Proposta | Pan et al. (2004) | Metodologia Proposta | Pan et al. (2004) |
| 1 ($1\phi - 5\%$) | 0,4840% | 11,5479% | --- | --- | --- | --- |
| 2 ($1\phi - 10\%$) | 1,0274% | 5,3689% | --- | --- | --- | --- |
| 3 ($1\phi - 25\%$) | 0,2410% | 6,5127% | --- | --- | --- | --- |
| 4 ($2\phi - 5\%$) | 0,2265% | 23,3035% | 0,2333% | 12,1169% | --- | --- |
| 5 ($2\phi - 10\%$) | 0,5738% | 21,64% | 0,2766% | 12,4694% | --- | --- |
| 6 ($2\phi - g - 25\%$) | 0,3795% | 18,1725% | --- | --- | --- | --- |
| 7 ($3\phi - 5\%$) | 0,7446% | 73,2653% | 0,5338% | 11,3513% | 0,4832% | 4,5151% |
| 8 ($3\phi - 10\%$) | 0,7723% | 34,4797% | 0,5813% | 5,9043% | 0,4042% | 3,0628% |
| 9 ($3\phi - 25\%$) | 0,8987% | 33,2653% | 0,5182% | 5,3853% | --- | --- |

6.5 Comparação entre os Desempenhos da Técnica Proposta Auxiliada pela Estimação de Frequência e Considerando Frequência Constante

De modo a avaliar o ganho na precisão do processo de correção utilizando a frequência estimada, foi feita a comparação entre os resultados obtidos por essa compensação e os resultados alcançados pela metodologia proposta considerando a frequência constante e igual a 60 Hz durante o processo de correção dos intervalos de saturação.

A Tabela 6.18 mostra os valores absolutos máximos de erro transitório obtidos por cada uma dessas técnicas. É importante ressaltar que, considerando a frequência constante, os valores máximos de erro transitório, em módulo, ocorreram sempre para a compensação do primeiro trecho distorcido de cada sinal.

Analisando os valores mostrados nessa Tabela 6.18, é possível perceber que a utilização da estimação de frequência reduz o erro transitório máximo da compensação em mais de 59% para todos os casos analisados.

Tabela 6.18 – Valores absolutos máximos dos erros transitórios para a metodologia proposta auxiliada pela estimação de frequência e considerando a frequência constante

| Caso | Fase A | | Fase B | | Fase C | |
|-----------------------|--|-----------------------------------|--|-----------------------------------|--|-----------------------------------|
| | Metodologia Proposta para a Correção dos Trechos Distorcidos | | | | | |
| | Com Auxílio da Estimação de Frequência | Considerando Frequência Constante | Com Auxílio da Estimação de Frequência | Considerando Frequência Constante | Com Auxílio da Estimação de Frequência | Considerando Frequência Constante |
| 1 (1 ϕ – 5%) | 0,4840% | 1,6481% | --- | --- | --- | --- |
| 2 (1 ϕ – 10%) | 1,0274% | 2,5311% | --- | --- | --- | --- |
| 3 (1 ϕ – 25%) | 0,2410% | 3,0354% | --- | --- | --- | --- |
| 4 (2 ϕ – 5%) | 0,2265% | 3,3808% | 0,2333% | 1,6125% | --- | --- |
| 5 (2 ϕ – 10%) | 0,5738% | 3,3638% | 0,2766% | 1,3395% | --- | --- |
| 6 (2 ϕ -g – 25%) | 0,3795% | 3,6002% | --- | --- | --- | --- |
| 7 (3 ϕ – 5%) | 0,7446% | 4,6896% | 0,5338% | 3,5557 % | 0,4832% | 3,9663% |
| 8 (3 ϕ – 10%) | 0,7723% | 4,2207% | 0,5813% | 3,7972% | 0,4042% | 2,6103% |
| 9 (3 ϕ – 25%) | 0,8987% | 4,6983% | 0,5182% | 3,7201% | --- | --- |

Além disso, a Figura 6.83 mostra os resultados dessas compensações para o sinal de corrente da fase A do Caso 7, o qual é proveniente da simulação de uma falta trifásica em 5% da LT, considerando fluxo remanescente de 80% no núcleo do TC da respectiva fase. Notam-se as diferenças entre os erros transitórios de cada correção e evidencia-se a qualidade da correção utilizando a estimação de frequência, que apresentou módulos menores de erro transitório durante a compensação de todos os trechos distorcidos do sinal.

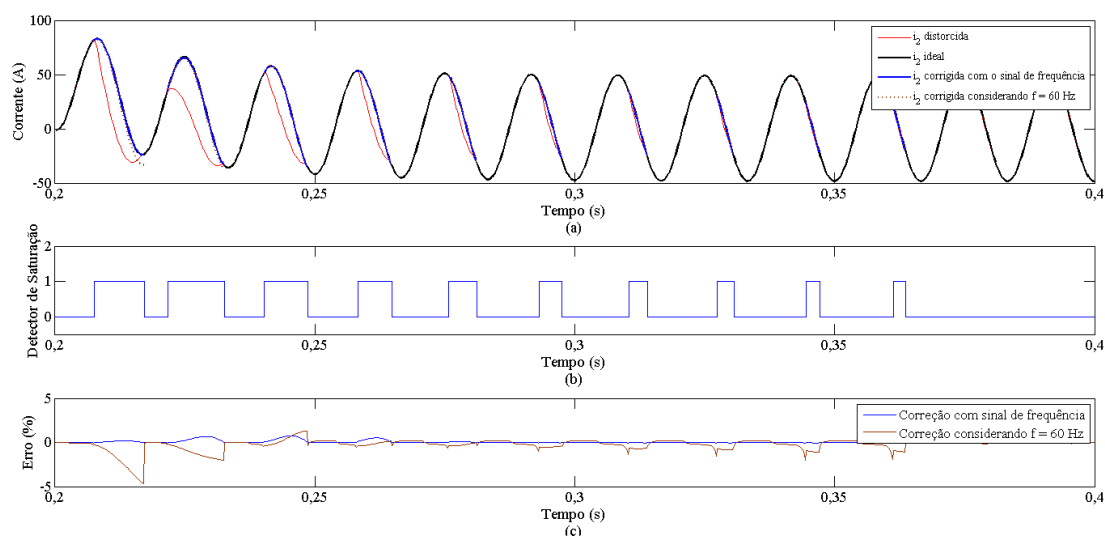


Figura 6.83 – Compensação dos intervalos de saturação do sinal de corrente da fase A para o Caso 7. (a) Sinais de corrente. (b) Atuação do detector de saturação. (c) Erros transitórios percentuais das correções.

Por fim, a Figura 6.84 mostra os valores RMS de cada compensação, onde se nota que ambas as correções aproximaram-se dos valores ideais. Entretanto, a correção utilizando o sinal de frequência apresenta melhor desempenho até o instante 0,25 s, uma vez que praticamente coincide com o sinal de corrente RMS ideal.

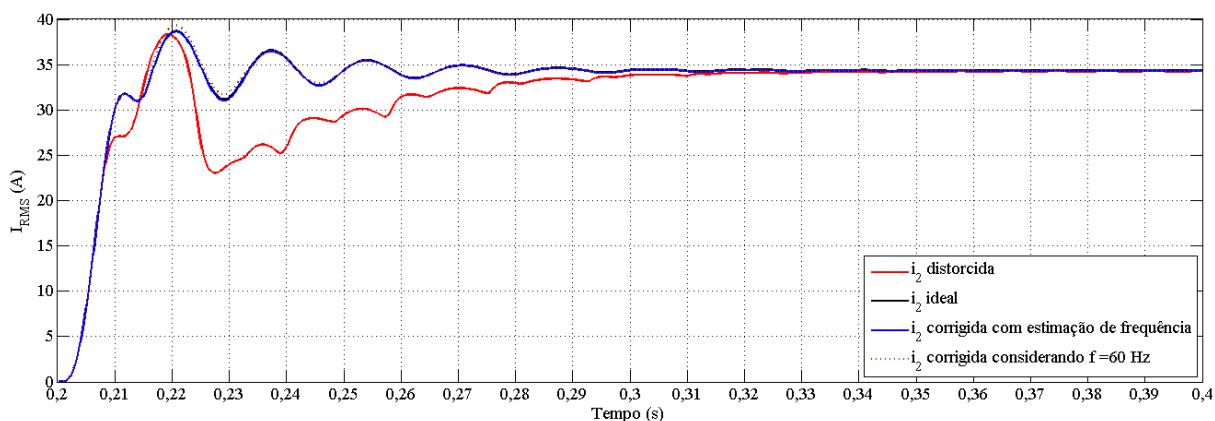


Figura 6.84 – Valores RMS das correntes para a fase A do caso 7 utilizando a estimação de frequência e considerando $f = 60$ Hz.

6.6 Avaliação do Tempo de Processamento das Metodologias

Uma vez que as metodologias foram testadas para uma amostragem de 96 amostras por ciclo, o intervalo entre uma amostra e outra é de aproximadamente $174\mu\text{s}$. Sendo assim, o tempo demandado por todas as técnicas de detecção deve ser inferior ao referido intervalo. Ainda, para compensações que ocorrem durante os trechos de saturação, o tempo demandado para detecção e correção deve ser inferior ao intervalo entre amostras.

Nesse contexto, o tempo requerido por cada metodologia foi computado por função apropriada do Matlab[®] e avaliado criteriosamente. Esses resultados foram obtidos em um computador com processador Intel[®] Core[™] i5-450M de 2,4 GHz.

A técnica para detecção de faltas não demandou mais do que 11 μ s para identificação dos curtos-circuitos.

Já a metodologia para detecção dos intervalos de saturação não demandou mais do que mais do que 28 μ s para ser processada.

Além disso, para a técnica de correção, o tempo máximo necessário para obtenção das constantes C_1 , C_2 , λ_1 , λ_2 , λ_3 e B foi de 127 μ s. Isso ocorreu para um conjunto de dados de 59 amostras utilizadas para obtenção das referidas constantes. Logo, como previsto, a dimensão da matriz e dos vetores envolvidos influencia no tempo de processamento.

Vale ressaltar que, para cada trecho a ser corrigido do sinal, os referidos parâmetros são calculados apenas uma vez, assim que a matriz e o vetor com valores de corrente secundária envolvidos no processo são preenchidos.

Também, verificou-se que o tempo para o cálculo de cada ponto do sinal corrigido não ultrapassou 6 μ s. Esses intervalos de tempo demandados totalizam, no máximo, 133 μ s, sendo perfeitamente aceitáveis para aplicação em tempo real.

Ainda, foi observado que o processamento da técnica para estimação de frequência mais a atuação do filtro *antialiasing* demandam o tempo de 45 μ s. Portanto, a soma dos tempos de processamento de todas as técnicas envolvidas totaliza 217 μ s, tornando a metodologia proposta inviável para aplicação em tempo real, com uma amostragem de 96 amostras por ciclo e aplicação em cascata das técnicas envolvidas, para as mesmas condições de processamento dos testes. Obviamente, para aplicação em relés os tempos verificados não seriam os mesmos, uma vez que as lógicas seriam programadas em linguagem de máquina e o tempo demandado para execução das funções seria bem menor.

Considerando as mesmas condições dos testes realizados, como solução para o problema do tempo de processamento, propõe-se a aplicação do estimador de frequência e do filtro *antialiasing* em processamento paralelo com as demais técnicas, com estas atuando em cascata, conforme o fluxograma da Figura 4.8. Isso divide o tempo de processamento, uma vez que os 45 μ s demandados pela estimação de frequência não se somariam aos possíveis 172 μ s a serem demandados pelas técnicas de compensação nos casos extremos.

Sendo assim, a metodologia proposta se tornaria viável para aplicação em tempo real com a amostragem em questão e as mesmas condições de processamento dos testes, já que o

tempo total de execução das rotinas não mais ultrapassaria os 174 μ s que limitam o intervalo de tempo para aquisição de amostras consecutivas.

6.7 Simulação de Relés Incorporando as Metodologias Propostas

Com o intuito de verificar o impacto das metodologias propostas sobre relés de proteção, foram feitas simulações para lógicas de relés de sobrecorrente instantâneos e de relés de distância que incorporam as técnicas apresentadas neste trabalho.

Nesse contexto, a Figura 6.85 apresenta os valores RMS de corrente vistos por um relé de sobrecorrente instantâneo (ANSI 50), instalado na barra A do sistema da Figura 6.1, ao receber os sinais de corrente ideal, corrente distorcida por saturação e corrente corrigida através dos algoritmos propostos para a falta bifásica em 5% da LT (Seção 6.3.4). Esse relé monitora a fase A da linha de transmissão no sentido AB e está ajustado em 27 Ampères vistos a partir do secundário do TC. O ajuste do relé está representado em 6.85 pela linha tracejada. Ainda, a Figura 6.86 apresenta os tempos de *trip* do referido relé para cada situação.

Nota-se que há um atraso na operação desse relé quando o mesmo processa o sinal de corrente distorcido por saturação, visto que a atuação ideal deveria ocorrer 13,67 ms após a ocorrência da falta. No entanto, devido à saturação do TC, o relé atua somente no instante 257,52 ms, ou seja, com um atraso de 43,85 ms em relação a atuação para o sinal ideal. Por outro lado, quando o relé processa o sinal corrigido pela metodologia proposta, o instante de atuação do mesmo coincide com aquele obtido para a situação envolvendo o processamento do sinal ideal. Isso comprova a robustez da metodologia e a importância de sua aplicação em relés de proteção, uma vez que o atraso de operação causado pela saturação do TC deixaria de ocorrer, evitando assim o desgaste dos equipamentos do sistema devido à permanência prolongada das correntes de curto-circuito.

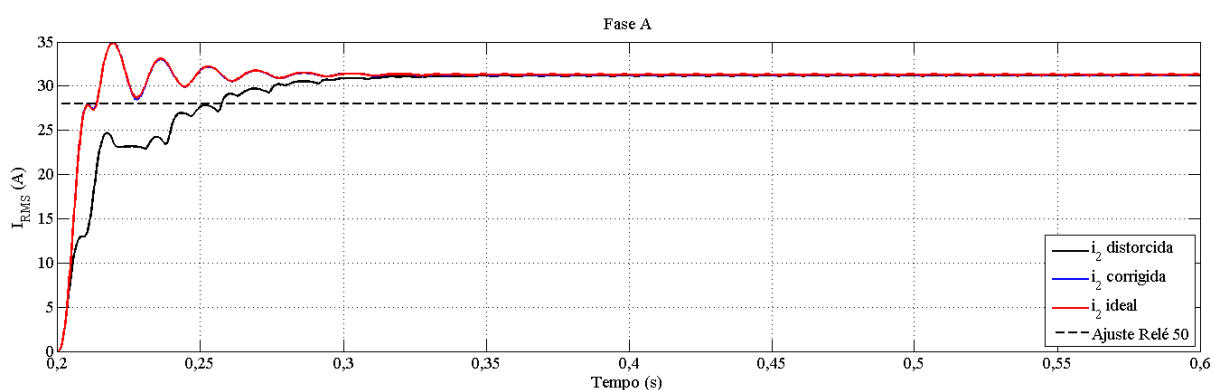


Figura 6.85 – Valores RMS das correntes vistos pelo relé 50 instalado na Barra A.

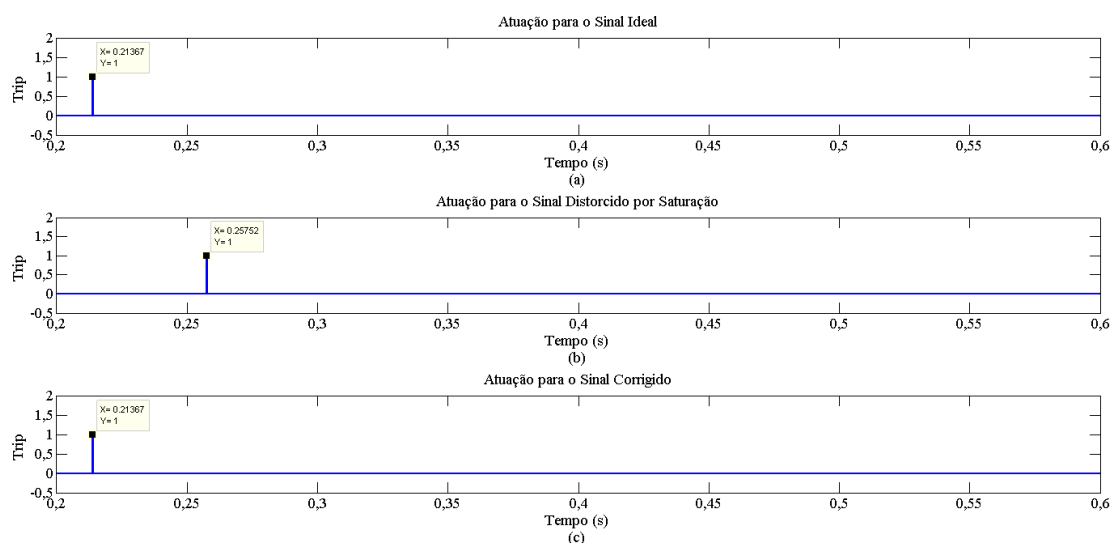


Figura 6.86 – Atuação do relé de sobrecorrente instantâneo. (a) Atuação para o processamento do sinal de corrente ideal. (b) Atuação para o processamento do sinal de corrente distorcido por saturação. (c) Atuação para o processamento do sinal de corrente corrigido pela metodologia proposta.

Também foi feita a simulação de um relé de distância (ANSI 21) do tipo Mho, auto-polarizado, instalado na Barra A do sistema da Figura 5.1, para a mesma falta bifásica do caso anterior. O relé monitora a fase A do sistema e sua primeira zona de proteção foi ajustada para 80% do comprimento da LT.

Vale ressaltar que a primeira zona de atuação de um relé de distância é de atuação instantânea. Neste caso, a atuação do referido dispositivo de proteção ocorre quando a impedância vista pelo relé entra na área delimitada pela circunferência, a qual depende do ajuste do relé e da respectiva característica de atuação. Quando uma falta ocorre, a impedância vista pelo relé percorre o plano R-X, saindo do lugar geométrico das cargas em direção à região de operação do relé 21.

Nesse contexto, quando ocorre a saturação do transformador de corrente, a trajetória da impedância aparente vista pelo relé 21 torna-se bastante diferente daquele desenvolvido quando um sinal de corrente sem distorções é utilizado no cálculo dessas impedâncias. Um exemplo disto pode ser visto na Figura 6.87.

Além disso, a Figura 6.87 mostra o caminho percorrido pela impedância vista pelo relé quando mesmo processa o sinal de corrente corrigido a partir das técnicas propostas nesse trabalho. Nessa Figura, é notável a proximidade entre os valores ideais e aqueles conseguidos a partir da compensação do sinal de corrente distorcido. Isso garante a atuação coerente do relé 21, fato que pode ser visualizado na Figura 6.88, a qual mostra os tempos de atuação do relé de distância em questão quando o mesmo processa os sinais de corrente ideal, distorcida e corrigida pela metodologia apresentada.

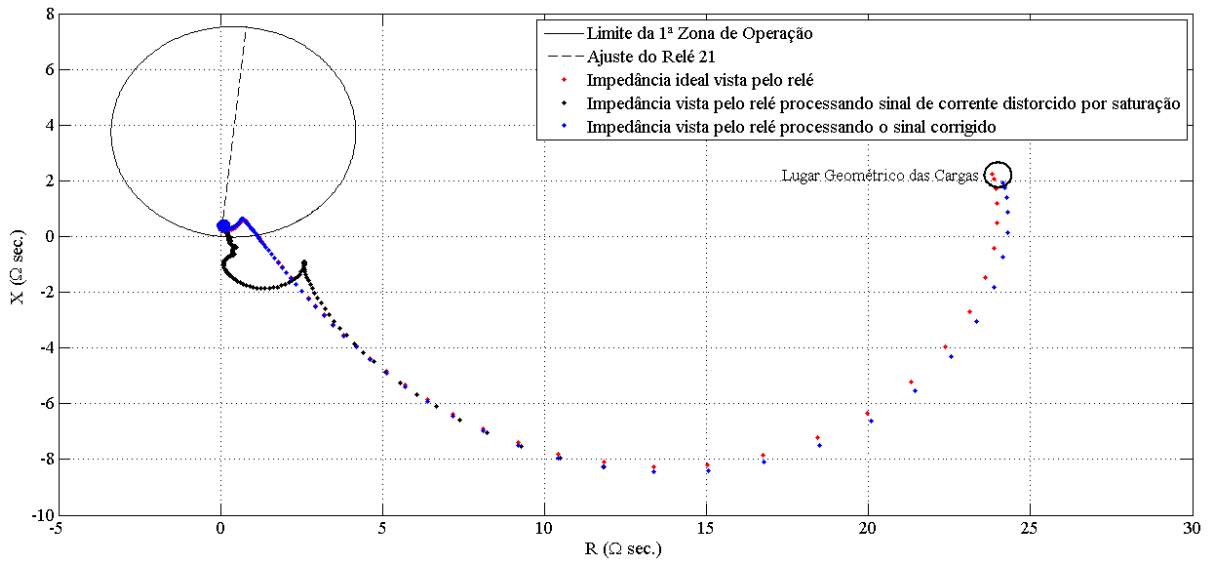


Figura 6.87 – Impedância aparente vista pelo relé 21 instalado na Barra A.

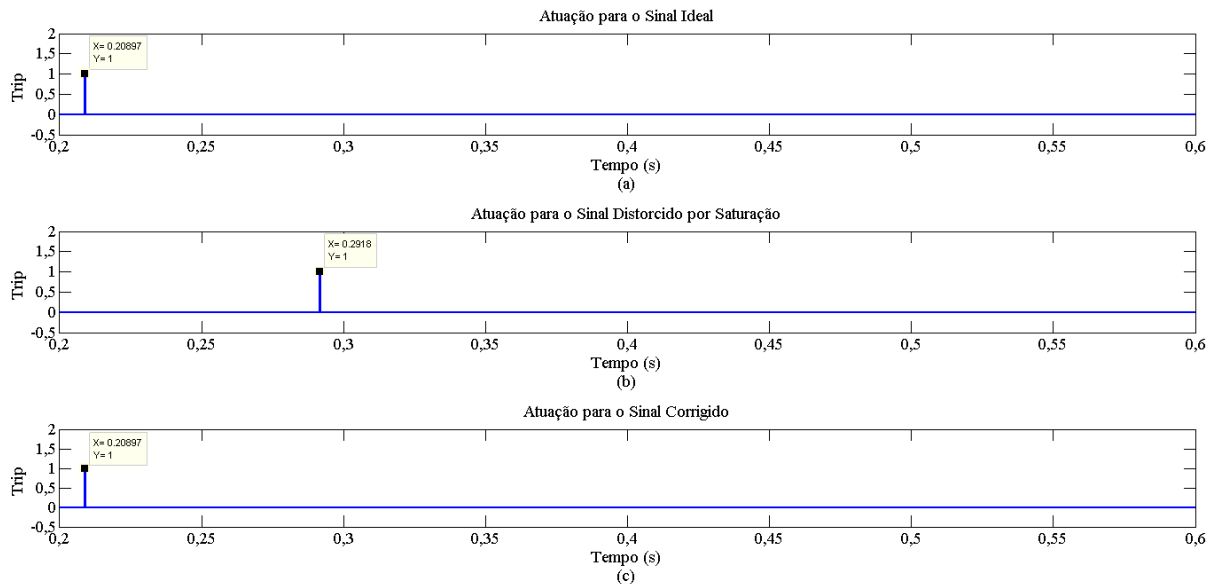


Figura 6.88 – Atuação do relé de distância. (a) Atuação para o processamento do sinal de corrente ideal. (b) Atuação para o processamento do sinal de corrente distorcido por saturação. (c) Atuação para o processamento do sinal de corrente corrigido pela metodologia proposta.

A partir da Figura 6.88, pode-se notar que os tempos de atuação do relé para o processamento dos sinais ideal e corrigido é coincidente e igual 208,97 ms. Isto é, 8,97 ms após a ocorrência da falta. Isso comprova, novamente, a robustez da metodologia de correção proposta, a qual garante a atuação adequada do relé, uma vez que, para o processamento do sinal distorcido, o relé atuaria 291,80 ms. Assim, caso o dispositivo de proteção não contasse com a lógica de compensação da forma de onda da corrente secundária distorcida pela saturação do TC, o atraso na operação seria de 82,83 ms em relação à operação para o sinal ideal.

Vale ressaltar que, para todos os casos analisados, tanto para o relé de sobrecorrente quanto para o relé de distância, foi verificado que os problemas de operação provocados pela saturação do TC foram todos eliminados pela técnica de correção, quando aplicada a esses dispositivos.

Logo, percebe-se a robustez e a aplicabilidade da metodologia proposta em diferentes esquemas de proteção, dado o impacto positivo de sua utilização em relés de proteção. Assim, destaca-se o aumento da confiabilidade dos referidos esquemas de proteção, provocado pela utilização dos algoritmos para correção das formas de onda distorcidas pela saturação dos TCs.

6.8 Considerações sobre o Efeito Capacitivo das LTs

Estudos preliminares considerando o efeito capacitivo das LTs demonstram que o ruído produzido pelas capacitâncias *shunt* prejudica o desempenho das metodologias propostas nesta tese. Foi verificado que o detector de transitórios atua incorretamente ao processar sinais corrompidos pelo efeito capacitivo das LTs, antecipando a detecção dos transitórios e, conseqüentemente, prejudicando o desempenho das metodologias de detecção e de correção dos intervalos distorcidos das formas de onda de corrente secundária, provocados pela saturação dos TCs.

Com relação ao desempenho do detector de saturação, verificou-se que, em consequência do ruído provocado pelas capacitâncias *shunt* das LTs, a metodologia atua indevidamente, podendo detectar inícios de saturação inexistentes, além de falhar na detecção dos intervalos de saturação que efetivamente distorcem as formas de onda. A falha na detecção dos trechos distorcidos pode fazer com esses intervalos não sejam compensados. Além disso, a detecção indevida dos mesmos prejudica o desempenho da metodologia de compensação das formas de onda, uma vez que amostras das porções distorcidas podem ser incluídas nos cálculos dos parâmetros C_1 , C_2 , λ_1 , λ_2 , λ_3 e B , provocando erros elevados na reconstrução do sinal.

Ainda, com relação ao desempenho do estimador de frequência frente ao efeito capacitivo das LTs, foi constatado que, para níveis elevados de ruído, a frequência estimada apresenta erros elevados, mesmo para situações que não envolvam transitórios.

Entretanto, durante as análises realizadas, foi verificado que a utilização de filtros *antialiasing* na aquisição das amostras dos sinais de corrente secundária pode amenizar os

erros provocados pelo efeito capacitivo das LTs. Nesse contexto, primeiramente foram testados filtros analógicos RC de primeira ordem, do tipo passa-baixas, os quais foram incluídos em cada fase do sistema teste da Figura 6.1, de modo que todos os sinais fossem filtrados. Os parâmetros RC desses filtros foram dimensionados para uma frequência de corte igual 350 Hz, conforme Rebizant *et al.* (2008). Além dos filtros RC, foi testado um filtro digital *Butterworth* de segunda ordem, também com frequência de corte de 350 Hz.

O desempenho das metodologias propostas, utilizando cada uma das filtragens descritas, foi avaliada para o processamento dos sinais provenientes da simulação dos mesmos casos apresentados na Seção 6.3, considerando capacitâncias shunt no modelo da LT do sistema teste da Figura 6.1. Os referidos valores de capacitância considerados foram de 12,8 nF/km para a sequência positiva e 6,6 nF/km para a sequência zero.

Com relação ao desempenho apresentado pelo estimador de frequência proposto, ressalta-se que, para ambas as filtragens, em todos os casos analisados, a resposta foi bastante semelhante àquela apresentada pelo estimador processando sinais obtidos a partir da simulação do sistema teste desprezando o efeito capacitivo da LT. Um exemplo disto pode ser visto na Figura 6.89. Essa Figura mostra a resposta do estimador para os sinais desprezando o efeito capacitivo, bem como para os sinais filtrados pelos respectivos circuitos RC de primeira ordem e pelo o filtro *Butterworth* de segunda ordem, os quais foram obtidos a partir da simulação de uma falta monofásica em 5% da LT. Nessa Figura, é possível notar a semelhança entre as respostas do estimador de frequência para essas três situações.

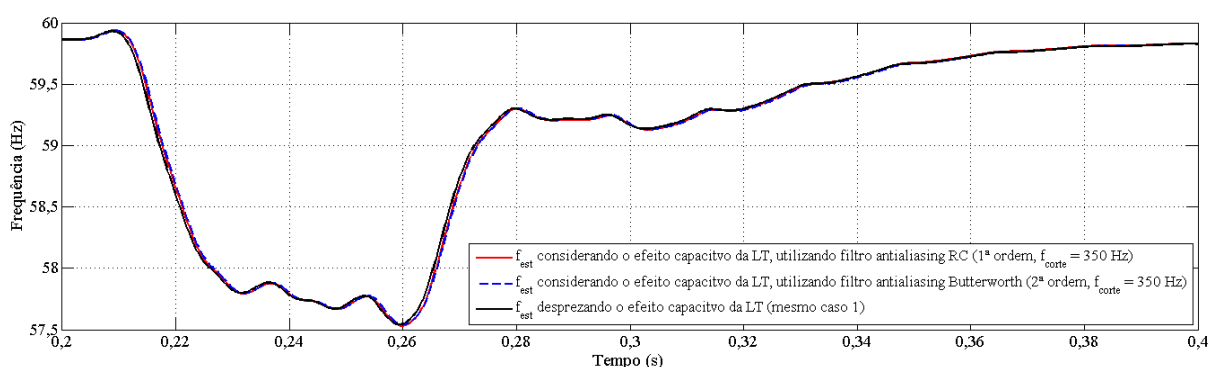


Figura 6.89 – Respostas do estimador de frequência para as diferentes filtragens.

Já sobre o detector de transitórios, foi verificado que as filtragens provocam atrasos na detecção da falta, conforme pode ser visto na Figura 6.90, a qual mostra a atuação do detector de transitórios da fase A, para a falta monofásica em 5% da LT, considerando o efeito capacitivo e as respectivas filtragens.

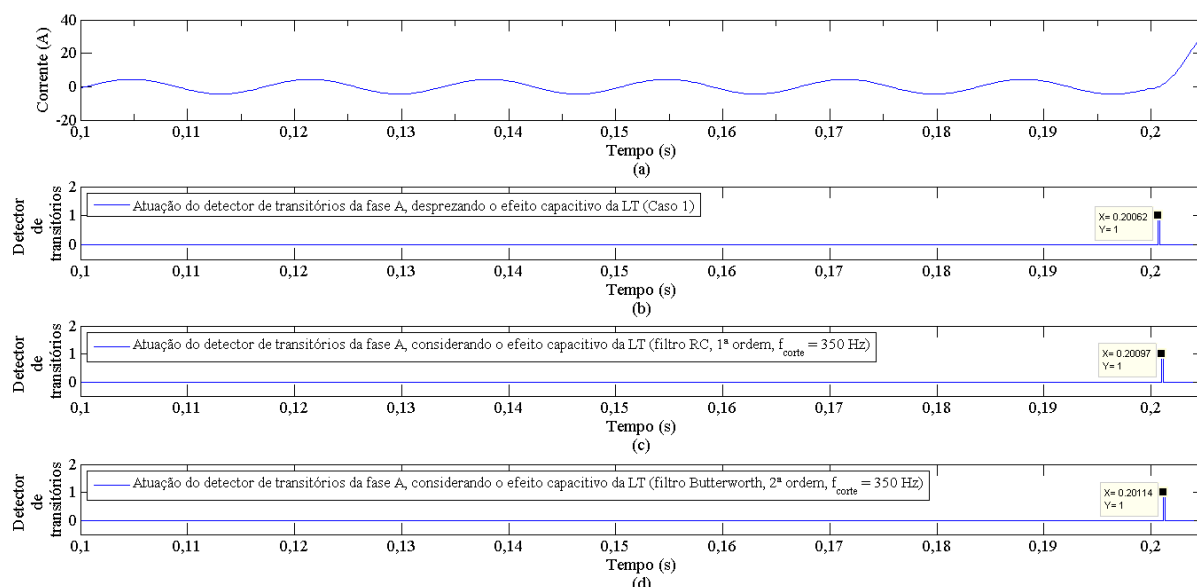


Figura 6.90 – Atuação do detector de transitórios para falta monofásica em 5% da LT. (a) Desprezando o efeito capacitivo da LT. (b) Utilizando filtro RC. (c) Utilizando filtro *Butterworth*.

Para o caso ilustrado na Figura 6.90, a falta ocorre em 200 ms. Quando desprezado o efeito capacitivo da LT, a falta era detectada em 200,62 ms, conforme demonstrado na Figura 6.90 (a). Considerando as capacitâncias da linha, a falta foi detectada com atraso de 0,97 ms em relação ao instante de incidência, para a utilização do filtro RC. Já para o filtro *Butterworth*, esse atraso é 1,14 ms. Embora esses atrasos ocorram, foi verificado que, para ambas as filtragens, os desempenhos das metodologias de detecção e de compensação dos intervalos distorcidos por saturação não são afetados de forma significativa.

Sendo assim, a Figura 6.91 apresenta a resposta da correção e da detecção dos intervalos distorcidos por saturação para a falta monofásica em 5% da LT, considerando os filtros RC. Nesse caso, sete intervalos de saturação, ocorridos a partir do primeiro ciclo da corrente de falta, foram detectados adequadamente, enquanto que para o mesmo caso desprezando o efeito capacitivo da LT oito intervalos foram detectados. Entretanto, o oitavo trecho distorcido, o qual não foi detectado considerando os filtros RC, não prejudica o desempenho da compensação, uma vez que este não representa uma distorção severa da forma de onda. Além disso, ressalta-se que, utilizando os filtros RC, o erro máximo da correção foi de 0,5508%, ocorrido durante a compensação do segundo intervalo de saturação detectado.

Já os resultados considerando o filtro *Butterworth* são apresentados na Figura 6.92. Nessa Figura, pode-se notar que foram corretamente detectados seis intervalos de saturação, ocorridos desde o primeiro até o sexto ciclo após a incidência de falta, não prejudicando o desempenho da metodologia de compensação da forma de onda.

Embora o sétimo e o oitavo intervalos de saturação presentes na resposta do detector ao se desprezar o efeito capacitivo da LT não tenham sido detectados neste caso, o erro transitório percentual máximo da correção não ultrapassou 0,5383 %, conforme mostrado na Figura 6.92 (c).

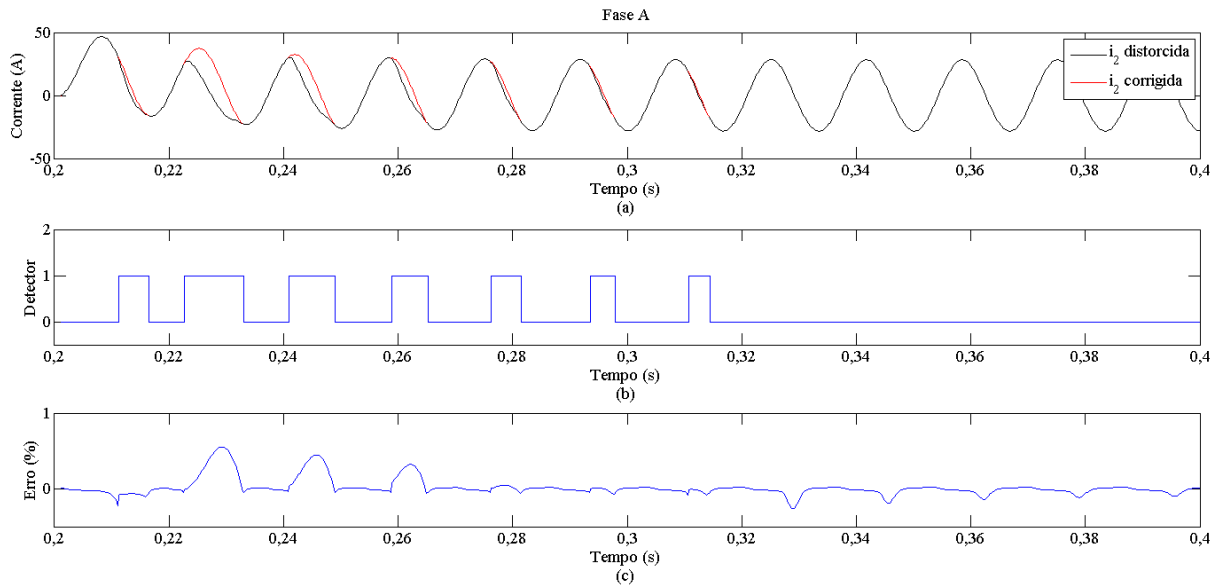


Figura 6.91 – Resultados da compensação da forma de onda de corrente secundária para uma falta monofásica em 5% da LT, utilizando filtros RC. (a) Corrente corrigida e distorcida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

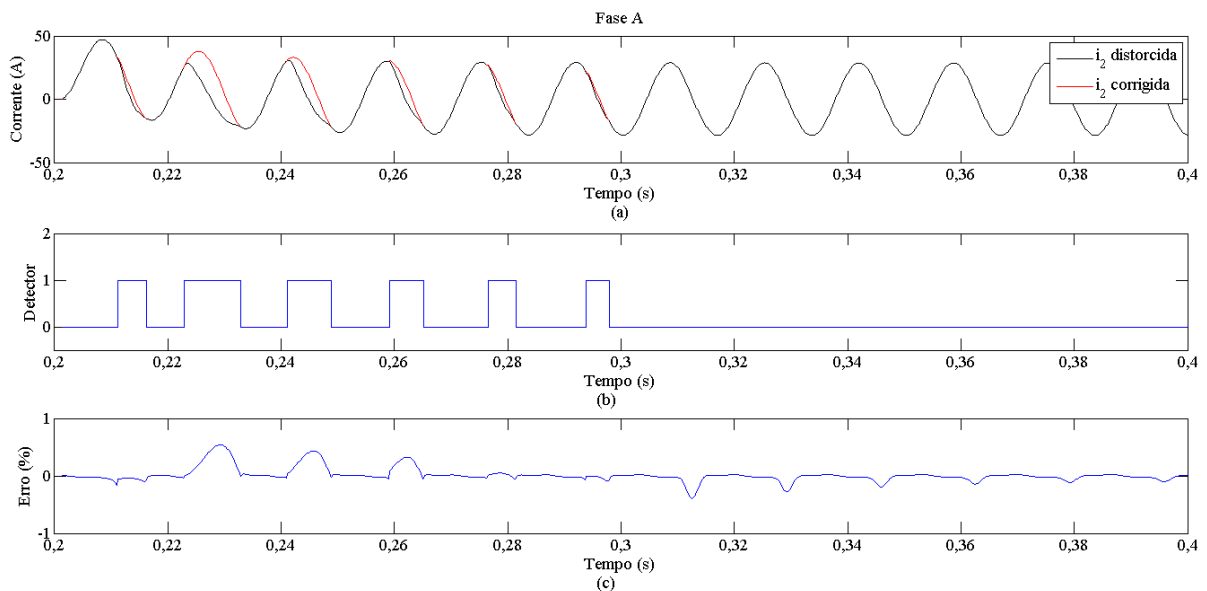


Figura 6.92 - Resultados da compensação da forma de onda de corrente secundária para uma falta monofásica em 5% da LT, utilizando filtro Butterworth. (a) Corrente corrigida e distorcida. (b) Detector de saturação. (c) Erro transitório percentual.

As Tabelas 6.19 e 6.20 mostram os valores de frequência utilizados para a compensação de cada trecho distorcido detectado, considerando ambas as filtragens.

Tabela 6.19 – Frequências utilizadas para a correção dos trechos distorcidos detectados com filtros RC.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° | 7° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,9002 | 58,3074 | 57,7635 | 57,5447 | 59,1621 | 59,2135 | 59,2173 |

Tabela 6.20 – Frequências utilizadas para a correção dos trechos distorcidos detectados com filtro Butterworth.

| Trecho distorcido | 1° | 2° | 3° | 4° | 5° | 6° |
|-------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| f (Hz) | 59,9032 | 58,2808 | 57,7621 | 57,5541 | 59,1774 | 59,2247 |

Tendo em vista os resultados apresentados, é possível afirmar que, embora provoquem atrasos na detecção das faltas ou limitem a sensibilidade do detector de saturação, de modo que trechos pouco distorcidos não sejam identificados, a utilização de filtros *antialiasing* garantem o bom desempenho das técnicas propostas neste trabalho.

Por fim, é importante ressaltar que, embora o efeito capacitivo provoque níveis elevados de ruído nos sinais de corrente, as metodologias de detecção de transitórios e de intervalos de saturação apresentam imunidade ao ruído para sinais com SNR superior a 56 dB, conforme descrito na Seção 5.2.1. Também a metodologia de estimação de frequência apresenta imunidade a ruídos para sinais com SNR superior 58 dB, conforme a Seção 4.7.7.

6.9 Considerações Finais

Neste Capítulo, foram feitas as considerações com relação ao sistema teste e os critérios de avaliação das metodologias propostas. Além disso, foram apresentados e discutidos os resultados obtidos.

De forma geral, foi verificado que as metodologias propostas apresentaram bom desempenho, uma vez que a correção dos sinais distorcidos, em virtude da saturação dos TCs, apresentou erros transitórios que não excederam 1,1%. Tal desempenho se deve à precisão das técnicas de detecção de falta e de detecção de saturação, uma vez que a técnica de correção depende da correta identificação dos trechos distorcidos (SANTOS, 2011), além da qualidade da frequência estimada.

Também, foram demonstrados resultados para análises considerando o efeito capacitivo da LT, a partir dos quais pode-se afirmar que a utilização de filtros *antialiasing* bem dimensionados garantem o bom desempenho das técnicas propostas.

Portanto, tendo em vista os resultados obtidos, nota-se que a metodologia proposta na tese apresenta grande robustez e pode ser uma boa ferramenta para aumentar a confiabilidade dos sistemas de proteção, que podem ter seu funcionamento afetado pela saturação dos TCs.

Capítulo 7

CONCLUSÕES

7.1 Conclusões

O presente trabalho abordou o problema da saturação de TCs, o qual pode prejudicar o desempenho dos esquemas de proteção que utilizam sinais de corrente como princípio de funcionamento. Com o advento dos relés numéricos, técnicas computacionais e matemáticas têm sido aplicadas de modo a amenizar os efeitos desse fenômeno.

Inicialmente, foram abordados os fundamentos dos TCs para entendimento do fenômeno, assim como suas causas e consequências para as proteções de sobrecorrente, de distância e para a proteção diferencial. Foram apresentadas as soluções anunciadas em normas internacionais, as quais, normalmente, acarretam o aumento do núcleo ferromagnético do TC e, conseqüentemente, o aumento do custo deste equipamento.

Uma vez que os TCs são equipamentos essenciais aos sistemas de proteção, é de fundamental importância que o problema da saturação seja contornado, já que esse fenômeno físico não pode ser eliminado.

Nesse contexto, o trabalho propõe novas metodologias para detecção e correção dos intervalos distorcidos nos sinais de corrente secundária provenientes de TCs com núcleo saturado.

A metodologia de detecção proposta fundamenta-se na análise da distância euclidiana entre pontos consecutivos nos planos formados pelas funções-diferença do sinal amostrado. A técnica apresentou grande robustez e precisão na detecção dos intervalos distorcidos, além de fácil implementação. O detector de saturação é ativado pela atuação do detector de transitórios de pelo menos uma das fases do sistema. De forma análoga ao método de detecção da saturação, a técnica para identificação de faltas é fundamentada na análise das distâncias euclidianas no plano formado pelos valores amostrados de corrente e sua primeira função-diferença. Apesar dos possíveis atrasos para a detecção do curto-circuito, os resultados revelaram que a compensação não foi afetada.

Para correção dos intervalos distorcidos por saturação, foi proposta uma metodologia fundamentada em Ajuste de Curvas por Mínimos Quadrados, a qual utiliza somente pontos anteriores ao respectivo trecho a ser corrigido e o valor de frequência estimado para a amostra

imediatamente anterior à detecção da saturação. Vale ressaltar que o instante em que a falta é identificada é tomado como ponto de referência para a correção de trechos distorcidos presentes no primeiro ciclo do sinal após a ocorrência da falta.

Ainda, foi proposta uma técnica inovadora para estimação de frequência, a qual teve seu desempenho comparado com outras metodologias apresentadas na literatura especializada, frente a situações envolvendo diferentes tipos de transitórios, incluindo a variação de parâmetros como a frequência, a amplitude e a fase dos sinais analisados. A referida técnica apresentou grande robustez e precisão, podendo ser aplicada em dispositivos de medição fasorial e relés de proteção, além de equipamentos que possuam a função de medição de frequência. Além disso, o estimador de frequência proposto foi aplicado em associação com a técnica de correção dos intervalos de saturação, a qual obteve excelentes resultados, uma vez que, em todos os casos, o erro transitório da compensação dos sinais distorcidos por saturação não ultrapassou 1,1%.

Além do erro transitório baixo, os valores RMS dos sinais corrigidos aproximaram-se bastante dos valores ideais, comprovando a robustez da metodologia proposta.

Também, resultados preliminares de estudos sobre o desempenho das técnicas propostas quando considerado o efeito capacitivo das LTs foram apresentados, demonstrando que a utilização de filtros *antialiasing* bem dimensionados em conjunto com a metodologia apresentada garante robustez para a compensação das formas de onda distorcidas pela saturação dos TCs.

Por fim, tendo em vista os resultados, acredita-se que a metodologia proposta na tese contribua para o aumento da confiabilidade dos Sistemas Elétricos de Potência, uma vez que a proposta melhora o desempenho dos esquemas de proteção que utilizam relés numéricos, frente a situações onde ocorra a saturação dos TCs.

7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Com relação aos temas saturação de TCs e estimação de frequência, sugere-se:

- Investigar a influência da 2ª componente de decaimento exponencial inserida pelo TC no desempenho das técnicas propostas;
- Realizar a análise da resposta em frequência de cada uma das metodologias propostas;
- Realizar um estudo completo com relação ao efeito das capacitâncias *shunt* das LTs sobre o desempenho das técnicas propostas;

- Estudar a sensibilidade da metodologia em função da capacidade de recompor os sinais; e
- Analisar o desempenho dos métodos propostos frente a situações de falta e oscilação de potência, ocorrendo simultaneamente.

BIBLIOGRAFIA

Abdollahi, A. e Matinfar, F., **Frequency Estimation: A Least-Squares New Approach**. IEEE Transactions on Power Delivery, vol.26, no.2, pp.790-798, Abril 2011.

ABNT NBR 6856:2015, **Transformadores de Corrente – Especificação e Ensaio**. Associação Brasileira de Normas Técnicas, 2015.

Aboutanios, E. e Mulgrew, B., **Iterative Frequency Estimation by Interpolation on Fourier Coefficients**. IEEE Transactions on Signal Processing, vol.53, no.4, pp. 1237- 1242, April 2005.

Aboutanios, E.; **A modified dichotomous search frequency estimator**. IEEE Signal Processing Letters, vol.11, no.2, pp. 186- 188, Fevereiro 2004.

Aghazadeh, R.; Ghosh, A.; Ledwich, G. e Zare, F., **Online Estimation of Distorted Power System Signal Parameters**. IET Generation, Transmission & Distribution, 4(6), 746, 2010.

Ajaei, F. B.; Sanaye-Pasand, M.; Davarpanah, M. e Rezaei-Zare, A., **Compensation of the Current Transformer Saturation Effects for Digital Relays**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 26, n° 4, pp.2531-2540, Outubro 2011.

Akke, M., **Frequency Estimation by Demodulation of Two Complex Signals**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 12, n° 1, pp. 157-163, Janeiro 1997.

ALSTOM, **Network Protection & Automation Guide**. Levallois-Perret, France, 2002.

Bagleybter, O. e Subramanian, S., **Enhancing Differential Protection Stability During CT Saturation with Transient Bias**. Proceedings of the 11th International Conference on Developments in Power Systems Protection, Birmingham, Reino Unido, Abril 2012.

Bak, D. J.; Dong, X. Z.; Wang, B. e Shin, S. X., **New Method of Detection of Current Transformer Saturation**. Proceedings of the 11th International Conference on Developments in Power Systems Protection, Birmingham, Reino Unido, Abril 2012.

Barbosa, D., Monaro, R. M., Coury, D. V. e Oleskovicz, M., **A Modified Least Square Algorithm for Adaptive Frequency Estimation in Power Systems**. Proceedings of the 2008

IEEE Power and Energy Society General Meeting – Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, EUA, Julho 2008a.

Barbosa, D., Monaro, R. M., Coury, D. V. e Oleskovicz, M., **Filtragem adaptativa para a Estimação de Frequência em Sistemas Elétricos de Potência**. Revista controle & automação, vol. 19, n° 2, São Paulo, Abril, Maio e Junho 2008b.

Begovic, M. M.; Djuric, P. M.; Dunlap, S. e Phadke, A. G, **Frequency tracking in power networks in the presence of harmonics**, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.8, no.2, pp.480,486, Abril 1993.

Bertrand, P.; Mendik, M; Hazel, T. e Tantin, P., **CT Saturation Calculations: IEC Standards and Nonconvencional Instrument Transformers**. IEEE Industry Applications Magazine. Vol. 18, n° 1, pp. 12-20, Janeiro/Fevereiro 2012.

Bradley, D. A.; Gray, G. B. e O'Kelly, D., **Transient Compensation of Current Transformers**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 97, n° 4, pp. 1264-1271, Julho/Agosto 1978.

Bridger, B. e Burse, T. A., **Operation of Ground Sensor Relays Under Conditions of Partial CT Saturation**. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 33, n° 4, pp. 1111-1116, Julho/Agosto 1997.

BS 3938-1973. **Specification for Current Transformer**.

Burrus, C. S.; Gopinath, R. A. e Guo, H., **Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms**. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1998.

Camarena, J. A. A., **Modelado y Simulación de Transformadores de Corriente con el Programa EMTP/ATP**. IEEE Latin America Transactions. Vol. 2, n° 3, pp. 201-205, Setembro 2004.

Candan, C., **A Method For Fine Resolution Frequency Estimation From Three DFT Samples**. IEEE Signal Processing Letters, vol.18, no.6, pp.351-354, Junho 2011.

Chothani, N. e Bhalja, B., **A New Differential Protection Scheme for Busbar Considering CT Saturation Effect**. Proceedings of the 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Niagara Falls, ON, Canadá, Maio 2011.

Chothani, N. e Bhalja, B., **New Algorithm for Current Transformer Saturation Detection and Compensation Based on Derivatives of Secondary Currents and Newton's Backward Difference Formulae**. IET Generation, Transmission & Distribution. Vol. 8, n° 5, pp. 841-850, Maio 2014.

Coelho, A. L. M. e Silveira, P. M., **CT Saturation Effects on Performance of Digital Overcurrent Relays**. Proceedings of the 2011 International Conference on Advanced Power System Automation and Protection, Pequim, China, Outubro 2011.

Conner, E. E.; Wentz, E. C. e Allen, D. W., **Methods for Estimating Transient Performance of Practical Current Transformers for Relaying**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 94, n° 1, pp. 116-122, Janeiro 1975.

Cummins, J. C.; Yu, D. C. e Kojovic, Lj. A., **Simplified Artificial Neural Network Structure with the Current Transformer Saturation Detector Provides a Good Estimate of Primary Currents**. Proceedings of the 2000 IEEE Power Engineering Society Meeting, Vol. 3, pp. 1373-1378, Seattle, WA, USA, Julho 2000.

Dash, P. K., Pradhan, A. K. e Panda, G., **Frequency Estimation of Distorted Power System Signals Using Extended Complex Kalman Filter**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 14, n° 3, pp. 761-766, Julho 1999.

Dashti, H.; Pasand, M. S. e Davarpanah, M., **Current Transformer Saturation Detectors for Busbar Differential Protection**. Proceedings of the 42nd International Universities Power Engineering Conference, pp. 338-343, Brighton, UK, Setembro 2007

Davarpanah, M.; Sanaye-Pasand, M. e Iravani, R., **A Saturation Suppression Approach for the Current Transformer – Part I: Fundamental Concepts and Design**. IEEE Transaction on Power Delivery. Vol. 28, n° 3, pp. 1928-1935, Julho 2013a.

Davarpanah, M.; Sanaye-Pasand, M. e Iravani, R., **A Saturation Suppression Approach for the Current Transformer – Part II: Performance Evaluation**. IEEE Transaction on Power Delivery. Vol. 28, n° 3, pp. 1936-1943, Julho 2013b.

Duric, M. B. e Durisic, Z. R., **Frequency Measurement in Power Networks in the Presence of Harmonics Using Fourier and Zero Crossing Technique**. Proceedings of the 2005 IEEE Power Tech, São Petersburgo, Rússia, Junho 2005.

Eissa, M. M., **Improvement of the Differential Busbar Characteristic to Avoid False Operation During to CT Saturation.** IET Generation, Transmission & Distribution. Vol. 6, n° 10, pp. 931-939, Outubro 2012.

El-Amin, I. M. e Al-Abbas, N. H., **Saturation of Current Transformers and its Impact on Digital Overcurrent Relays.** Proceedings of the IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America, pp. 1-6, Caracas, Venezuela, Agosto 2006.

El-Naggar, K. M. e Gilany, M. I., **A Discrete Dynamic Filter for Detecting and Compensating CT Saturation.** Electric Power Systems Research, 77, pp. 527-533, 2007.

Esmail, E.; Elkalashi, N.; Kawady, T. e Taalab, A., **Detection of Partial Saturation and Waveform Compensation of Current Transformers.** IEEE Transactions on Power Delivery, On-line Version, Outubro 2014.

Filho, J. M. e Mamede, D. R., **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência.** LTC, Rio de Janeiro, 2011.

Galvão, L. C. R. e Udaeta, M. E. M., **Iniciação a Conceitos de Sistemas Energéticos para o Desenvolvimento Limpo.** Edusp, 2004.

He, Q.; Li, M. S.; Ji, T. Y. e Wu, Q. H., **Identification of Current Transformers Saturation Intervals Using Morphological Gradient and Morphological Decomposition.** Proceedings of the 2013 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Kowloon, Hong Kong, China, Dezembro 2013.

Hong, Y. Y. e Chian, P.C. C., **Detection and Correction of Distorted Current Transformer Current Using Wavelet Transform and Artificial Intelligence.** IET Generation, Transmission and Distribution. Vol. 2, n° 4, pp. 566-575, Julho 2008.

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

Hooshyar, A. e Sanaye-Pasand, M., **CT Saturation Detection Based on Waveform Analysis Using a Variable-Length Window.** IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 26, n° 3, pp. 2040-2050, Julho 2011.

Hooshyar, A.; Sanaye-Pasand, M. e Davarpanah, M., **Development of a New Derivative-Based Algorithm to Detect Current Transformer Saturation**. IET Generation, Transmission & Distribution. Vol. 6, n° 3, pp. 207-217, Março 2012.

Hooshyar, A.; Sanaye-Pasand, M. e El-Saadany, E. F., **CT Saturation Detection Based on the Waveshape Properties of Current Difference Functions**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 28, n° 4, pp. 2254-2263, Outubro 2013.

Horowitz, S. H. e Phadke, A. G., **Power System Relaying**. 3rd ed, Jhon Wiley & Sons, USA, 2008.

Hosemann, G. e Steigerwald, H. M., **Modal Saturation Detector for Digital Differential Protection**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 8, n° 3, pp. 993-940, Julho 1993.

Hou, D., **Relay Element Performance During Power System Frequency Excursions**. Proceedings of the 61st Annual Conference for Protective Relay Engineers, College Station, TX, EUA, Abril 2008.

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

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

Jacobsen, E. e Kootsookos, P., **Fast, Accurate Frequency Estimators [DSP Tips & Tricks]**, IEEE Signal Processing Magazine, Vol.24, no.3, pp.123-125, Maio 2007.

Ji, T. Y.; Wu, Q. H.; Tang, W. H. e Jiang, L., **A Morphological Scheme for the Correction of CT Saturation Waveforms**. Proceedings of the 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, Detroit, MI, EUA, Julho 2011.

Kang, S. H.; Kim, M. S.; Nam, S. R. e Shin, J. H., **A CT Saturation Detection Algorithm Based on Wavelet Transformation**. Proceedings of the 12th IET International Conference on Developments in Power System Protection, Copenhagen, Dinamarca, Março/Abril 2014.

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

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

Kang, Y. C.; Ok, S. H.; Kang, S. H. e Crossley, P. A., **Design and Evaluation of an Algorithm for Detecting Current Transformer Saturation**. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution. Vol. 151, n° 1, pp. 27-35, Janeiro 2004a.

Kang, Y. C.; Park, J. K.; Kang, S. H.; Johns, A. T. e Aggarwal, R. K., **An Algorithm for Compensating Secondary Currents of Current Transformers**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 12, n° 1, pp. 116-124, Janeiro 1997.

Kasztenny, B.; Rosolowski, E.; Lukowicz, M. e Izykowski, J., **Current Related Relaying Algorithms Immune to Saturation**. Proceedings of the 6th International Conference on Developments in Power System Protection, pp. 365-368, Nottingham, UK, Março 1997.

Kezunovic, M.; Kojovic, Lj.; Abur, A. *et al.*, **Experimental Evaluation of EMTP-Based Current Transformer Models for Protective Relay Transient Study**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 9, n° 1, pp. 405-413, Janeiro 1994.

Kindermann, G., **Proteção de Sistemas Elétricos de Potência**. Editora da UFSC, Volume 1, 2^a Edição, 2005.

Kocaman, C.; Ozgonenel, O.; Ozdemir, M. e Terzi, U. K., **Calculation of fundamental power frequency for digital relaying algorithms, Developments in Power System Protection**. (DPSP 2010).10th IET International Conference on Managing the Change, pp.1-5, March 29 2010-Abril 1 2010.

Kojovic, Lj. A., **Impact of Current Transformer Saturation on Overcurrent Protection Operation**. Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol. 3, pp. 1078-1083, Chicago, IL, USA, Julho 2002.

Lavopa, E.; Zanchetta, P.; Sumner, M. e Cupertino, F., **Real-time estimation of fundamental frequency and harmonics for active power filters applications in aircraft electrical systems**, European Conference on Power Electronics and Applications, pp.1-10, 2-5, Setembro 2007.

Leprettre, B. e Bastard, P., **Compensation of Saturation Effects in Current Transformers Using Neural Networks**. Proceedings of the International Symposium on Signal Processing and its Applications, pp. 442-445, Kuala Lumpur, Malaysia, Agosto 2001.

Li, F.; Li, Y. e Aggarwal, R. K., **Combined Wavelet Transform and Regression Technique for Secondary Current Compensation of Current Transformers**. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution. Vol. 149, n° 4, pp. 497-503, Julho 2002.

Lobos, T. e Rezmer, J., **Real-Time determination of Power System Frequency**. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, n° 4, pp. 877-881, Agosto 1997.

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

Macleod, M. D., **Fast Nearly ML Estimation of the Parameters of Real or Complex Single Tones or Resolved Multiple Tones**. IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.46, no.1, pp.141-148, Janeiro 1998.

Marchesan, G., **Estimadores de Frequência Aplicados a Sistemas de Elétricos Potência**. Dissertação de Mestrado, UFSM, Brasil, 2013.

Marchesan, G.; Santos, E. M.; Cardoso Jr., G.; Gomes, N. R. e Mariotto, L., **Frequency Tracking Algorithms: A Contribution Considering Phase Unbalance, Step Variations, Noise, Harmonics, and Different Sampling Rates**. Journal of Control, Automation & Electrical Systems, On Line First, Março 2013.

Masson, L., **Circuit for the Dynamic Control of Magnetic Flux in Current Transformers**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 98, n° 6, pp. 1990-1995, Novembro/Dezembro 1979.

Matheron, G., **Random Sets and Integral Geometry**. Wiley, New York, USA, 1975.

Monaro, R. M.; Silva, R. C. S.; Vieira Jr., J. C. M. e Coury, D. V., **Detecção e Correção de Sinais de Transformadores de Corrente Distorcidos pela Saturação Através de Redes Neurais Artificiais**. XVIII Congresso Brasileiro de Automática, Bonito-MS, Brasil, Setembro 2010.

Mooney, P. E. J., **Distance Element Performance Under Conditions of CT Saturation.** Proceedings of the 61st Annual Conference for Protective Relay Engineers, Vol. 1, pp. 491-497, College Station, TX, USA, Abril 2008.

Ozgonenel, O.; Terzi, U. K. e Guney, I., **A Different Algorithm for Correcting Secondary Current of Current Transformer.** Proceedings of the 10th IET International Conference on Developments in Power System Protection – Managing the Change, pp. 1-5, Manchester, UK, Março/Abril 2010.

Pan, J.; Vu, K. e Hu, Y., **An Efficient Compensation Algorithm for Current Transformer Saturation Effects.** IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 19, n° 4, pp. 1623-1628, Outubro 2004.

Pang, X. P.; Ji, T. Y.; Li, M. S. e Wu, Q. H., **Saturation Detection of Current Transformers for Protection Blocking Based on Waveform Symmetry Using Morphological Skeleton.** Proceedings of the 2013 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Kowloon, Hong Kong, China, Dezembro 2013.

Pascual, H. O. e Rapallini, J. A., **Behaviour of Fourier, Cosine and Sine Filtering Algorithms for Distance Protection, Under Severe Saturation of the Current Magnetic Transformer.** Proceedings of the 2001 IEEE Porto Power Tech Conference, Porto, Portugal, Setembro de 2001.

Phadke, A.G.; Thorp, J.S. e Adamiak, M.G., **A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency.** IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102 N° 5, Maio 1983.

Powell Jr., L. J., **Current Transformer Burden and Saturation.** IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 15, n° 3, pp. 294-303, Maio/Junho 1979.

Pradhan, A. K., Routray, A. e Basak, A., **Power System Frequency Estimation Using Least Mean Square Technique.** IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, n° 3, pp. 1312-1816, Julho 2005.

Quinn, B.G., **Estimating Frequency by Interpolation Using Fourier Coefficients.** IEEE Transactions on Signal Processing, Vol.42, no.5, pp.1264-1268, Maio 1994.

Rebizant, W. e Bejmert, D., **Current-Transformer Saturation Detection with Genetically Optimized Neural Networks**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 22, n° 2, pp. 820-827, Abril 2007.

Rebizant, W.; Feser, K.; Hayder, T. e Schiel, L., **Differential Relay with Adaptation During Saturation Period of Current Transformers**. Proceedings of the 14th Power System Protection Conference, pp. 124-129, Bled, Slovenia, Setembro/Outubro 2004.

Rebizant, W.; Wiszniewski A. e Schiel, L., **CT Saturation Correction Based on the Estimated CT Saturation Time Constant**. Proceedings of the IET 9th International Conference on Developments in Power System Protection DPSP 2008, pp. 174-179, Glasgow, UK, Março 2008.

Ren, J. e Kezunovic, M., **A Hybrid Method for Power System Frequency Estimation**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, n° 3, pp. 1252-1259, Junho 2012.

Routray, A., Pradhan, A. K. e Rao, K. P., **A Novel Kalman Filter for Frequency Estimation of Distorted Signals in Power Systems**. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 51, n° 3, pp. 1252-1259, Junho 2002.

Saha, M. M.; Izykowski, J.; Lukowicz, M. e Rosolowski, E., **Application of ANN Methods for Instrument Transformer Correction in Transmission Line Protection**. Proceedings of the 7th International Conference on Developments in Power System Protection, pp. 303-306, Amsterdam, Netherlands, Abril 2001.

Santos, E. M. dos; Cardoso Jr., G.; Farias, P. E. 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, Vol. 28, n° 1, pp. 29-37, Janeiro 2013.

Santos, E. M., Juchem Neto, J. P., Cardoso Jr., G. e Marchesan, G., **Power System Frequency Estimation Using Morphological Prediction of Clarke Components**. Electric Power System Research, Vol. 122, pp. 208-217, Fevereiro 2015.

Santos, E. M., **Métodos para Correção das Distorções da Forma de Onda Secundária Causadas pela Saturação de Transformadores de Corrente para Serviço de Proteção**. Dissertação de Mestrado, UFSM, Brasil, 2011.

Sawko, P., **Impact of Secondary Burden and X/R Ratio on CT Saturation**. Proceedings of the 7th International Conference IEEEIC 2008, pp. 75-76, Cottbus, Germany, Maio 2001.

Schettino, B. M.; Duque, C. A.; Silveira, P. M. e Ribeiro, P. F., **A New Method of Current Transformer Saturation Detection in the Presence of Noise**. IEEE Transaction on Power Delivery. Vol. 29, n° 4, pp. 1760-1767, Agosto 2014.

Segatto, E. C. e Coury, D. V., **Redes Neurais Artificiais Recorrentes Aplicadas na Correção de Sinais Distorcidos pela Saturação de Transformadores de Corrente**. Revista Controle & Automação. Vol. 17, n° 4, Outubro, Novembro e Dezembro 2006.

Serra, J., **Image Analysis and Mathematical Morphology**. Academic, London, UK, 1982.

Shi, D. Y.; Buse, J.; Wu, Q. H. e Jiang, L., **Fast Compensation of Current Transformer Saturation**. Proceedings of the 2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), pp. 1-7, Gothenburg, Sweden, Outubro 2010.

Sithamparanathan, K., **Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance**, Global Telecommunications Conference 2008, IEEE GLOBECOM 2008, pp.1-5, Dezembro 2008.

Smith, T. e Hunt, R., **Current Transformer Saturation Effects on Coordinating Time Interval**. IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 49, n° 2, pp. 825-831, Março/Abril 2013.

Solak, K.; Rebizant, W. e Klimek, A., **Fuzzy Adaptive Transmission-Line Differential Relay Immune to CT Saturation**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 27, n° 2, pp. 766-772, Abril 2012.

Sorrentino, E. e Carvalho, R., **Performance of three algorithms for frequency measurement under transient conditions**. Electric Power Systems Research, 80(10), 1191–1196, 2010.

Stachel, P. e Schegner, P., **Detection and Correction of Current Transformer Saturation Effects in Secondary Current Signals**. Proceedings of the 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, pp. 1-6, Calgary, AB, Canada, Julho 2009.

Stringer N. T., **The Effect of DC Offset on Current Operated Relays**. Proceedings of The IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, Philadelphia, PA, USA, Maio 1997.

Terzija, V. V., Djuric, M. B. e Kovacevic, B. D., **Voltage Phasor and Local System Frequency Estimation Using Newton-Type Algorithms**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, n° 3, pp. 1368-1374, Junho 1994.

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

Vanderleck, J. M.; Allen, D. W.; Berdy, J. *et al.*, **Transient Response of Current Transformers**. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems. Vol. 96, n° 6, pp. 1809-1814, Novembro/Dezembro 1977.

Villamagna, N. e Crossley, P. A., **A CT Saturation Detection Algorithm Using Symmetrical Components for Current Differential Protection**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 21, n° 1, pp. 38-45, Janeiro 2006.

Wang, M. e Sun, Y., **A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 19, n° 4, pp. 1547- 1552, Outubro. 2004.

Widrewitz, B. e Armington, R., **A Digital Rate-of-Change Underfrequency Relay for Power Systems**. IEEE Transactions on Apparatus and Systems, Vol. 96, n° 5, pp. 1707-1714, Setembro 1977.

Wiszniewski A.; Rebizant, W. e Schiel, L., **Correction of Current Transformer Transient Performance**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 23, n° 2, pp. 624-632, Abril 2008.

Wiszniewski, A. e Szafran, J., **Distance Digital Algorithm Immune to Saturation of Current Transformers**. Proceedings of the 4th International Conference on Developments in Power Protection, pp. 196-199, Edinburg, UK, Abril 1989.

Wu, D.; Yin X.; Zhang, Z. e Zhang, K., **Research on Transmission Lines Multi Current Differential Relay Scheme**. Proceedings of the 42nd International Universities Power Engineering Conference, pp. 300-304, Brighton, UK, Setembro 2007.

Wu, Q. H.; Lu, Z. e Ji, T. Y., **Protective Relaying of Power Systems Using Mathematical Morphology**. Springer, London, UK, 2009.

Xiangning, L. e Zhiqian, B., **A novel CT Saturation Identification Scheme for Differential Protection of Generators**. Proceedings of the 2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting, San Diego, CA, EUA, Julho 2011.

Yang, L.; Dolloff, P. A. e Phadke, A. G., **A Microprocessor Based Bus Relay Using a Current Transformer Saturation Detector**. Proceedings of the 22nd Annual North American Power Symposium, pp. 193-202, Auburn, AL, USA, Outubro 1990.

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

Yu, C. S.; Wu Z. S. e Jiang, J. A., **An Adaptive Mimic Filter-Based Algorithm for the Detections of CT Saturations**. Proceedings of the 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, pp. 1-6, Calgary, AB, Canada, Julho 2009.

Yu, D. C.; Cummins, J. C.; Wang, Z. *et al.*, **Neural network for Current Transformer Saturation Correction**. Proceedings of the 1999 IEEE Transmission and Distribution Conference, pp. 441-446, New Orleans, LA, USA, Abril 1999.

Yu, D. C.; Cummins, J. C.; Wang, Z.; Yoon, H. J. e Kojovic, Lj. A., **Correction of Current Transformer Distorted Secondary Due to Saturation Using Artificial Neural Networks**. IEEE Transactions on Power Delivery. Vol. 16, n° 2, pp. 189-194, Abril 2001.

Zadeh, H. K. e Pasand, M. S., **An ANN Based Algorithm for Correction of Saturated CT Secondary Current**. Proceedings of the 39th International Universities Power Engineering Conference, Vol. 1, pp. 468-472, Setembro 2004.

Zhang, P., Xue, H. e Yang, R., **Shifting Window Average Method for Accurate Frequency Measurement in Power Systems**. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 26, n° 5, pp. 2887-2889, Junho 2011.

Zocholl, S. E. e Benmouyal, G., **How Microprocessor Relays Respond to Harmonics, Saturation, and Other Wave Distortions**. Proceedings of the 24th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, WA, USA, Outubro 1997.

Zocholl, S. E. e Smaha, D. W., **Current Transformer Concepts**. Proceedings of the 46th Annual Georgia Tech Protective Relay Conference, Atlanta, GA, EUA, Abril/Maio 1992.

Zocholl, S. E., **Análise e Aplicação de Transformadores de Corrente**. Schweitzer Engineering Laboratories, Inc. 2004.