

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

Dissertação de Mestrado

Modelagem de Transformadores de Corrente e Correção de Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário

Fagner de Araujo Pereira

Fagner de Araujo Pereira

Modelagem de Transformadores de Corrente e Correção de Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário

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

Área de Concentração: Processamento da Energia

Edson Guedes da Costa, Dr.
Orientador

Francisco das Chagas Fernandes Guerra, Dr.
Orientador

Campina Grande – Paraíba – Brasil
março de 2012



P414m Pereira, Fagner de Araujo
 Modelagem de transformadores de corrente e correcao de
 correntes distorcidas no enrolamento secundario / Fagner de
 Araujo Pereira. - Campina Grande, 2012.
 68 f. : il. color.

 Dissertacao (Mestrado em Engenharia Eletrica),
 Universidade Federal de Campina Grande, Centro de
 Engenharia Eletrica e Informatica.

 1. Transformadores de Corrente. 2. Distorcoes em TCs. 3.
 Protecao de Sistemas Eletricos. I. Costa, Edson Guedes da.,
 Prof. Dr. II. Guerra, Francisco das Chagas Fernandes, Prof.
 Dr. III. Título

CDU 621.314.224(043)

Modelagem de Transformadores de Corrente e Correção de Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário

Fagner de Araujo Pereira

Dissertação aprovada em 26 de março de 2012

Edson Guedes da Costa, Dr.
Orientador

Francisco das Chagas Fernandes Guerra, Dr.
Orientador

Benedito Antonio Luciano
Componente da Banca

Benemar Alencar de Souza
Componente da Banca

Campina Grande
março de 2012

À minha mãe, Maria do Socorro Pereira, e aos meus avós Severina Faustulino de Souza e Inácio José de Souza, que me deram condições de poder realizar esse sonho, DEDICO.

Á minha esposa Erica Manuela do Nascimento, que muito apoio me deu ao longo de toda minha vida acadêmica, OFEREÇO.

Fagner de Araujo Pereira

Agradecimentos

Agradeço a Deus acima de tudo e de todos por sempre estar presente, dando-me forças para vencer os desafios e me abençoando em cada fase da vida.

Ao professor Francisco das Chagas Fernandes Guerra pela amizade, pela orientação e pelos ensinamentos dignos de um verdadeiro facilitador.

Ao professor Edson Guedes pela presteza.

À minha mãe, Maria do Socorro Pereira e aos meus avós Severina Faustulino de Souza e Inácio José de Souza pelo inesgotável amor, carinho e dedicação prestados na minha criação como homem e como profissional.

À minha namorada, e agora esposa, Erica Manuela do Nascimento que cedeu muito tempo para que eu pudesse realizar esse trabalho.

A todos os meus amigos por todo incentivo e amizade.

Sumário

Lista de Figuras	v
Lista de Tabelas	vii
Glossário	viii
Lista de Símbolos	ix
Resumo	Xi
Abstract	xii
1 Introdução	1
1.1 Objetivos e Contribuições.....	1
1.2 Revisão Bibliográfica.....	2
1.2.1 Simulação do Comportamento Transitório.....	2
1.2.2 Correção de Correntes Distorcidas no Secundário.....	3
1.3 Organização da Dissertação.....	4
2 TCs em Regime Transitório	5
2.1 Representação do Sistema Primário.....	5
2.2 Representação do TC.....	7
2.2.1 Considerações Gerais.....	7
2.2.2 Desempenho em Regime Não-Saturado.....	7
2.2.3 Desempenho em Regime Saturado.....	9
2.3 Erros nos TCs de Proteção.....	10
2.3.1 Erro de Relação.....	10
2.3.2 Curva de Excitação Secundária e Erro de Relação.....	11
2.3.3 Classes de Exatidão dos TCs de Proteção.....	13
2.3.4 Causas de Erros nos TCs.....	13
2.4 Efeitos da Saturação em Relés.....	16
2.4.1 Relés de Sobrecorrente	16
2.4.2 Relés de Distância.....	16
2.4.3 Relés Diferenciais.....	16
3 Modelo de TC para Cálculo de Transitórios	17
3.1 Equações do Circuito Elétrico e do Circuito Magnético.....	17
3.2 Modelo de Jiles-Atherton.....	18
3.3 Resultados Obtidos.....	22
4 Detecção e Correção de Distorções em Correntes Secundárias	28
4.1 Modelo do TC Considerado.....	28

4.2	Detecção da Saturação por Diferenças de Terceira Ordem.....	30
4.3	Correção da Corrente Secundária - Método da Corrente de Magnetização.....	36
4.4	Critérios de Avaliação do Desempenho do Método.....	37
4.5	Sistema para Modelagem e Testes.....	38
4.6	Resultados Obtidos.....	40
4.6.1	Considerações Gerais.....	40
4.6.2	Falta a 2 km do Barramento Emissor.....	41
4.6.3	Falta a 20 km do Barramento Emissor.....	42
4.6.4	Falta a 40 km do Barramento Emissor.....	43
4.6.5	Falta a 60 km do Barramento Emissor.....	44
4.7	Análise dos Resultados Obtidos.....	45
4.8	Método de Detecção e Correção Proposto.....	46
5	Ensaio para Correção de Distorções em Correntes no Enrolamento Secundário.....	50
5.1	Caracterização do TC.....	50
5.2	Descrição do Trabalho Experimental.....	55
5.3	Resultados Obtidos.....	56
5.3.1	Alimentação de 90 V e Carga Puramente Resistiva (2,2 Ω).....	57
5.3.2	Alimentação de 120 V e Carga Puramente Resistiva (2,2 Ω).....	58
5.3.3	Alimentação de 90 V e Carga Indutiva (0,65+2,76j Ω).....	59
5.3.4	Alimentação de 120 V e Carga Indutiva (0,65+2,76j Ω).....	60
5.4	Análise dos Resultados Obtidos.....	61
6	Conclusão.....	63
6.1	Considerações Finais.....	63
6.2	Sugestões para Trabalhos Futuros.....	64
	Referências.....	65

Lista de Figuras

2.1	Representação simplificada do sistema primário.....	5
2.2	Corrente de curto-circuito típica.....	6
2.3	(a) Transformador de corrente; (b) circuito elétrico equivalente simplificado.....	7
2.4	Curva de magnetização linearizada por partes.....	7
2.5	Fluxo de enlace λ no núcleo do TC em condição de curto-circuito no primário.....	9
2.6	Fluxo de enlace e correntes primária, secundária e de magnetização.....	9
2.7	Distorção da onda de corrente secundária - Carga com componente indutiva.....	10
2.8	Curva de excitação secundária de TCs.....	11
2.9	Curva de excitação secundária para diferentes TC's.....	12
2.10	Definições de ponto de joelho – (a) <i>IEEE</i> ; (b) <i>IEC</i>	12
2.11	Efeito de entreferro em núcleo magnético de liga Fe-Si.....	15
3.1	(a) Núcleo com entreferro; (b) circuito elétrico equivalente.....	17
3.2	Curva de magnetização inicial e curva anisterética.....	19
3.3	Defeito em ponto intermediário de uma linha de transmissão.....	22
3.4	Correntes i_1 e i_2 ; núcleo sem entreferro.....	24
3.5	Fluxo de enlace no secundário; núcleo sem entreferro.....	24
3.6	Trajatórias assimétricas no plano $\lambda - ie$; núcleo sem entreferro.....	25
3.7	Correntes i_1 e i_2 ; núcleo com entreferro de 2 mm.....	25
3.8	Fluxo de enlace no secundário; núcleo com entreferro de 2 mm.....	26
3.9	Trajatórias assimétricas no plano $\lambda - ie$; núcleo com entreferro.....	26
3.10	Trajatórias assimétricas no plano $B-H$	27
4.1	Circuito equivalente considerado para o TC.....	28
4.2	Formas de onda da corrente secundária sem e com distorção.....	30
4.3	Módulo da função $del1$ para a corrente secundária não distorcida.....	32
4.4	Módulo da função $del1$ para a corrente secundária distorcida.....	32
4.5	Curvas da corrente secundária distorcida e do módulo de $del1$ escalonado.....	33
4.6	Curva de corrente secundária distorcida e do módulo de $del2$ escalonado.....	34
4.7	Curva de corrente secundária distorcida e do módulo de $del3$ escalonado.....	35
4.8	Descrição do processo de cálculo do fluxo inicial $\lambda(t_0)$ no núcleo do TC.....	36
4.9	Sistema elétrico usado para testes e avaliação.....	38
4.10	Circuito monofásico equivalente para simulação do sistema.....	38
4.11	Circuito monofásico equivalente para simulação do sistema após a falta.....	39
4.12	Curva de saturação do TC considerado.....	40
4.13	Análise para falta a 2 km do barramento emissor.....	41
4.14	Análise para falta a 20 km do barramento emissor.....	42
4.15	Análise para falta a 40 km do barramento emissor.....	43
4.16	Análise para falta a 60 km do barramento emissor.....	44
4.17	Circuito equivalente do TC considerado nos ensaios.....	46
4.18	Esquema proposto para determinação do fluxo inicial e correção da corrente secundária.....	47

5.1	TC experimental.....	50
5.2	Curva de saturação obtida a partir de um conjunto de laços dinâmicos.....	51
5.3	Montagem para levantamento da curva de saturação e laços dinâmicos em 60 Hz.	52
5.4	Amplificador de instrumentação.....	53
5.5	Tela do registrador digital de sinais.....	54
5.6	Laços dinâmicos e curva de magnetização obtidos com o registrador digital de sinais.....	54
5.7	Montagem para obtenção das ondas de corrente no TC.....	55
5.8	Metodologia prática para obtenção dos sinais condicionados.....	56
5.9	Análise para alimentação de 90 V e carga puramente resistiva de 2,2 Ω	57
5.10	Análise para excitação de 120 V e carga puramente resistiva de 2,2 Ω	58
5.11	Análise para excitação de 90 V e carga indutiva (0,65+2,76j Ω).....	59
5.12	Análise para excitação de 120 V e carga indutiva (0,65+2,76j Ω).....	60
5.13	Deslocamento da onda de corrente secundária corrigida introduzido pelo sistema de aquisição e processamento de sinais.....	61
5.14	Diferenças nos sinais do fluxo fornecido pela integração analógica e pela integração numérica.....	62

Lista de Tabelas

4.1	Pontos da curva de saturação λ versus i (valores de pico).....	40
-----	--	----

Glossário

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
Acesita	Companhia de Aços Especiais de Itabira (MG)
ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMTDC	<i>Electromagnetic Transients including DC</i>
EMTP	<i>Electromagnetic Transients Program</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IED	<i>Intelligent Electronic Devices</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INA	<i>Instrumentation Amplifier</i>
NBR	Denominação de norma da ABNT
PSRC	<i>Power System Relaying Committee</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
RTDS	<i>Real Time Power System Digital Simulator</i>
Std.	<i>Standard</i>
TCs	Transformadores de corrente
TNA	<i>Transient Network Analyser</i>

Lista de Símbolos

Representação do Sistema Primário

U_m	Valor de pico da tensão
ω	Frequência angular do sistema
t	Tempo
Θ	Ângulo de incidência do defeito
Z_1	Impedância do circuito primário
Φ_1	Ângulo da impedância do circuito primário
T_1	Constante de tempo primária
L_1	Indutância do circuito primário
R_1	Resistência do circuito primário

Representação do TC

i_{1F}	Corrente primária de falta
I_{1F}	Valor eficaz da corrente primária de falta
i_{2F}	Corrente secundária de falta
I_{1F}	Valor eficaz da corrente secundária de falta
i_1	Corrente primária
I_1	Valor eficaz da corrente primária
I_2	Corrente secundária
I_2	Valor eficaz da corrente secundária
λ	Fluxo magnético
λ_s	Fluxo magnético no ponto de saturação
i_m	Corrente do ramo de magnetização
i_{ms}	Corrente de magnetização no ponto de saturação
i_1	Corrente primária
L_m	Indutância do ramo de magnetização
U_e	Tensão do ramo de magnetização
N_1, N_2, N_3	Número de espiras dos enrolamentos primário, secundário e terciário
K_n	Relação entre o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário
Z_2	Impedância do circuito secundário
Φ_2	Ângulo da impedância do circuito secundário
T_2	Constante de tempo secundária
μ_0	Permeabilidade magnética do ar
H	Intensidade de campo magnético
B	Densidade de fluxo magnético
M	Magnetização
$\lambda(t_0)$	Fluxo magnético inicial

Curva de excitação secundária

U_e	Valor <i>RMS</i> da tensão de excitação secundária
I_{2N}	Valor <i>RMS</i> da corrente secundária nominal

Modelo de Jiles-Atherton

H_e	Campo efetivo
M_a	Magnetização anisterética

M_s	Magnetização no ponto de saturação
M_r	Magnetização reversível
M_i	Magnetização irreversível
K	Constante de prendimento das paredes dos domínios magnéticos
$\delta, \gamma, a_1, a_2, a_3$	Coefficientes
c	Constante de flexão das paredes dos domínios magnéticos
α	Constante de interação entre domínios
K_{mod}	Constante de prendimento modificada

Funções diferença

del_1, del_2, del_3	Funções diferença de primeira, segunda e terceiras ordens
T_{h2}	Limiar da função del_2
T_{h3}	Limiar da função del_3
k	Constante dependente do filtro passa-baixas
I_{RMS}	Valor eficaz da corrente
$\varepsilon\%$	Erro amostral no período transitório
$F.P.$	Fator de potência
u_3	Tensão do terceiro enrolamento

Resumo

Neste trabalho de dissertação é apresentada uma nova técnica para a correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário de transformadores de corrente (TCs) utilizados no serviço de proteção. Ao contrário dos métodos convencionais em que a corrente é integrada numericamente para cálculo do fluxo de enlace, esta técnica é baseada na integração da tensão em um enrolamento terciário. Assim, a corrente de magnetização é determinada mediante a curva de saturação do núcleo e somada à corrente secundária distorcida, de modo a se obter uma reprodução fiel da onda de corrente primária. Outro aspecto inovador consiste no fato de que o fluxo residual no núcleo é determinado pela detecção do nível da corrente secundária e integração analógica da tensão no enrolamento terciário, desde o regime pré-falta até cerca de 1/6 de ciclo de tensão de 60 Hz após a ocorrência do defeito.

Palavras Chave—Distorções em TCs, proteção de sistemas elétricos, saturação, TCs, transformadores de corrente.

Abstract

In this dissertation work is presented a new technique for the correction of distorted currents in the secondary winding of current transformers (CTs) used for the protection service. Unlike conventional methods in which the current is integrated numerically to calculate the flow loop, this technique is based on integrating the voltage across a tertiary winding. Thus, the magnetizing current is determined by the saturation curve of the core and added to the secondary current distorted so as to obtain a faithful reproduction of the primary current waveform. Another innovative aspect is the fact that the residual flux in the core is determined by detecting the level of secondary current and integration of the analog voltage at the tertiary winding, since the system pre-fault to about 1/6 cycle voltage of 60 Hz after occurrence of the fault.

Keywords—Distortion in CTs, protection of electrical systems, saturation, CTs, Current Transformers.

Capítulo 1

Introdução

As correntes de defeito típicas apresentam duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra, contínua, com decaimento exponencial, que impõem uma onda de fluxo assimétrica de elevado valor de pico aos núcleos magnéticos dos transformadores de corrente (TCs). Tal fluxo, superposto ao fluxo residual no núcleo, pode levar o TC a um elevado grau de saturação. Isto faz com que a forma de onda da corrente secundária fornecida aos dispositivos de proteção apresente-se distorcida durante os primeiros ciclos. Assim, podem surgir os seguintes problemas (GUERRA, 2007):

- os relés são sensibilizados indevidamente, principalmente relés diferenciais;
- os relés não são sensibilizados quando necessário, devido à forte saturação e distorção que reduz o valor eficaz da corrente secundária;
- os relés não são sensibilizados com rapidez suficiente, pelo motivo já citado;
- a localização do defeito não é determinada de forma exata.

Isso pode implicar em uma maior extensão dos danos de natureza térmica e eletrodinâmica, perda da seletividade da proteção e perda da estabilidade do sistema. Ademais, a dificuldade de localização do ponto de ocorrência do distúrbio acarreta prolongadas interrupções no fornecimento de energia, o que agrava os prejuízos.

1.1 Objetivos e Contribuições

Diante do exposto, julga-se relevante efetivar um aprofundamento no estudo do comportamento de transformadores de corrente nos regimes permanente e transitório, mediante desenvolvimento de modelos matemáticos, bem como implementar rotinas computacionais para investigações no campo da proteção de sistemas elétricos e testes para avaliação do desempenho de relés.

Uma contribuição desse trabalho consiste na apresentação de um modelo computacional capaz de reproduzir o desempenho de TCs de núcleo magnético fechado ou com entreferro nos regimes permanente e transitório, tomando como base a teoria de Jiles-Atherton.

Também são realizados estudos acerca de métodos de detecção de saturação no núcleo magnético e correção numérica de ondas de corrente distorcidas no secundário de TCs, causadas por curtos-circuitos na rede elétrica. Outra contribuição do trabalho consiste em um novo método de correção, baseado na integração numérica da tensão secundária para obtenção do fluxo de enlace, sendo o fluxo residual no núcleo determinado pela detecção do nível da corrente secundária e integração analógica da tensão secundária no regime pré-falta.

1.2 Revisão Bibliográfica

1.2.1 Simulação do Comportamento Transitório

Publicações acerca do desempenho de TCs em regime transitório têm sido feitas há mais de oito décadas. WRIGHT (1968) realizou extensos desenvolvimentos analíticos relacionados à influência do tipo de carga e ao fluxo residual no núcleo magnético. O *IEEE PSRC* (1976) publicou um detalhado relatório onde foram consideradas as influências do comportamento dos TCs em regime transitório em diferentes esquemas de proteção. O *IEC* (2000) especificou quatro classes de transformadores de corrente para proteção (*TPS*, *TPX*, *TPY* e *TPZ*), bem como critérios de seleção, limites de erro em regimes permanente e transitório e métodos de teste para avaliação destes erros.

Com a aplicação do computador, foi possível considerar a histerese bem como as perdas parasíticas clássicas e perdas anômalas no núcleo magnético. GUERRA & MOTA (2007) apresentaram uma representação de TC baseada no modelo de histerese de TALUKDAR (1976), o qual foi modificado para a reprodução do fenômeno de fechamento e eliminação de laços menores.

Métodos de modelagem de núcleos magnéticos de TCs foram revisados por TZIOUVARAS *et al.* (2000). Nesse artigo, são apresentados quatro modelos, inclusive os usados nos programas *EMTP*, *ATP* e *EMTDC*. Um aperfeiçoamento do modelo de Jiles-Atherton, com aplicação em modelagem de TCs, foi proposto por ANNAKAGE *et al.* (2000), onde funções racionais são utilizadas para aproximar a curva anisterética.

RAZAEI-ZARE *et al.* (2008) propuseram um modelo de TC onde a histerese no núcleo é representada a partir da Teoria de Preisach. Os autores chamaram atenção para o fato de que a consideração da histerese é fundamental para a simulação de transitórios em sistemas com religamento automático.

O *IEEE PSRC* (1976) trouxe importantes considerações sobre as vantagens e desvantagens da inserção de pequenos entreferros não magnéticos no núcleo. Entretanto, há poucos trabalhos que tratam da proposição de modelos para simulação computacional desse tipo de TC. MUTHUMUNI *et al.* (2001) e GUERRA *et al.* (2011) apresentaram modelos baseados na teoria de Jiles-Atherton, sendo este último descrito em detalhes no Capítulo 3.

1.2.2 Correção de Correntes Distorcidas no Secundário

Os primeiros trabalhos que trataram da mitigação das distorções em correntes secundárias dos TCs foram realizados por BRADLEY *et al.* (1978) e MASSON (1979), os quais trataram o problema exclusivamente sob o ponto de vista de *hardware*.

A partir de meados dos anos 80, com o advento dos microprocessadores, foram desenvolvidas técnicas numéricas de detecção e correção. CONRAD *et al.* (1984) constitui a primeira referência acerca do tema. Os autores desenvolveram uma metodologia baseada na adição da corrente de magnetização à corrente secundária, obtida por integração numérica desta última. KANG *et al.* (1996) propuseram um algoritmo idêntico, além de proporem um algoritmo para determinação do fluxo inicial existente no núcleo a partir de considerações acerca da periodicidade da onda de fluxo em estado estacionário. Este algoritmo foi implementado para funcionamento em tempo real através de um *DSP*, tendo sido reportados resultados satisfatórios. KANG *et al.* (2004a) desenvolveram uma técnica para detecção dos intervalos em que o TC satura, fundamentada em funções diferença de terceira ordem. Esta técnica foi combinada com outra, destinada à determinação do fluxo residual, baseada em funções diferença de segunda ordem (KANG *et al.*, 2004b).

Técnicas com diferentes fundamentações foram desenvolvidas. A transformada de *wavelet* discreta foi proposta por LI *et al.* (2002), a qual foi combinada com uma técnica de regressão destinada a corrigir a onda de corrente. Metodologias fundamentadas em ajustes de curvas por mínimos quadrados foram propostas por PAN *et al.* (2004) e EL-NAGGAR & GILANY (2007), sendo proposto neste último trabalho uma estimação baseada em filtro de Kalman para detectar os trechos em que o TC satura.

Técnicas baseadas em redes neurais artificiais para detecção e correção foram propostas por YU *et al.* (2001), ZADEH & PASAND (2004) e SEGATTO & COURRY (2006).

SANTOS (2011) apresentou um estudo no qual é realizada uma série de simulações computacionais que combinam vários métodos de detecção e correção citados, além

de uma nova técnica de detecção de saturação baseada no ângulo formado entre as diferenças de amostras do sinal de corrente.

1.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está estruturada da seguinte forma:

- Capítulo 2. TCs em Regime Transitório.

Análise do processo de distorção de correntes no secundário de TCs com representação simplificada do núcleo (perdas magnéticas nulas e curva de saturação linearizada por partes). Causas e consequências da saturação.

- Capítulo 3. Modelo de TC para Cálculo de Transitórios.

Desenvolvimento de um modelo de TC sem ou com entreferro, baseado no modelo de Jiles-Atherton. Apresentação dos resultados obtidos nas simulações.

- Capítulo 4. Detecção e Correção de Distorções em Correntes Secundárias.

Análise e aplicação do método das diferenças de terceira ordem para detecção de saturação no núcleo magnético, e do método das diferenças de segunda ordem para correção das ondas de corrente no secundário. Proposta de um método alternativo baseado em detecção do nível de corrente e integração da tensão em um enrolamento auxiliar do TC. Apresentação dos resultados obtidos.

- Capítulo 5. Ensaio de Laboratório.

Descrição das montagens para caracterização do TC e registro dos oscilogramas de corrente primária, corrente secundária, tensão secundária e fluxo. Apresentação de resultados obtidos no processo de correção *off-line* da corrente secundária.

- Capítulo 6. Conclusão.

Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

- Referências.

Capítulo 2

TCs em Regime Transitório

Apresenta-se uma análise do desempenho de TCs em regime transitório, com as seguintes simplificações: perdas magnéticas nulas e curva de saturação linearizada por partes. Este modelo permite o cálculo do fluxo de enlace no secundário, sem a consideração de saturação no núcleo magnético, através de uma equação diferencial linear de primeira ordem. Os efeitos da saturação causados pelas componentes alternada e contínua das correntes de curto-circuito são posteriormente avaliados.

2.1 Representação do Sistema Primário

É considerada uma linha de transmissão monofásica na Fig. 2.1, onde ocorre o curto-circuito indicado. A fonte fornece uma tensão $u(t) = U_m \text{sen}(\omega t + \theta)$. Para $t = 0$, tem-se $u(0) = U_m \text{sen} \theta$, ou seja, o ângulo θ determina o valor da tensão no instante do curto-circuito, sendo denominado *ângulo de incidência do defeito*.

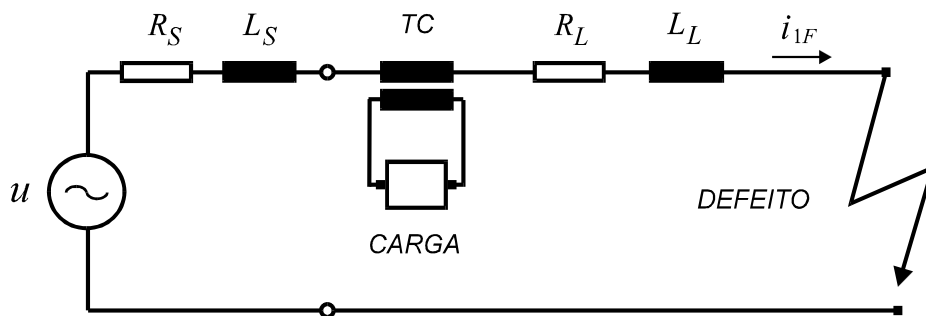


Fig. 2.1. Representação simplificada do sistema primário.

A impedância primária total é:

$$Z_1 = Z_1 e^{j\phi_1}, \quad (2.1)$$

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}, \quad (2.2)$$

$$R_1 = R_S + R_L, \quad (2.3)$$

$$L_1 = L_S + L_L, \quad (2.4)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L_1}{R_1}\right). \quad (2.5)$$

A constante de tempo primária, T_1 , é dada por:

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1}. \quad (2.6)$$

Assim, pode-se escrever para o circuito:

$$L_1 \frac{di_{1F}}{dt} + R_1 i_{1F} = U_m \text{sen}(\omega t + \theta). \quad (2.7)$$

Supondo que o curto-circuito indicado na Fig. 2.1 ocorre em $t = 0$ e que o valor instantâneo da corrente pré-falta é $i_{1F}(0) = I_0$, a solução de (2.7) é (RAO, 1979):

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} \text{sen}(\omega t + \theta - \phi_1) + \left[I_0 - \frac{U_m}{Z_1} \text{sen}(\theta - \phi_1) \right] e^{-t/T_1}. \quad (2.8)$$

A corrente i_{1F} possui duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra contínua, com decaimento exponencial, como mostra a Fig. 2.2.

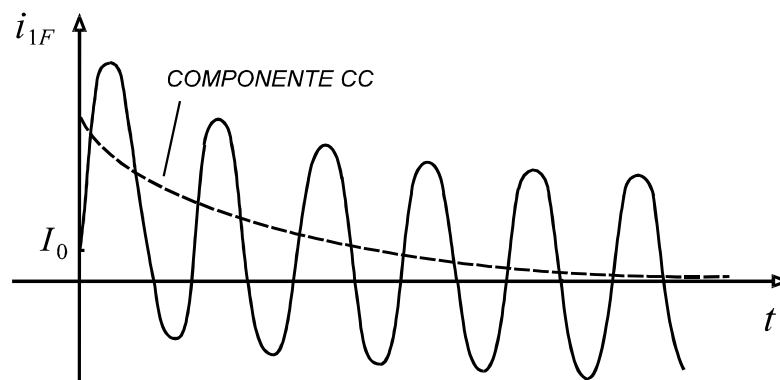


Fig. 2.2. Corrente de curto-circuito típica.

A suposição de que $\theta - \phi_1 = -\pi/2$ em (2.8) representa a situação mais pessimista, uma vez que a componente contínua de i_{1F} assume o máximo valor possível. Em linhas de transmissão de alta tensão, o ângulo ϕ_1 torna-se mais próximo de 90° à medida que a tensão nominal das mesmas aumenta. Nestes sistemas, conclui-se que a máxima assimetria da corrente de curto-circuito (condição mais desfavorável de ocorrência do defeito) ocorre quando a onda de tensão $u(t)$ assume valores próximos de zero no instante inicial do defeito.

2.2 Representação do TC

2.2.1 Considerações Gerais

Neste modelo são desprezadas as capacitâncias dos enrolamentos, a resistência e a indutância do enrolamento primário, o efeito de histerese e as perdas dinâmicas no núcleo. Na Fig. 2.3 é ilustrado o circuito elétrico equivalente.

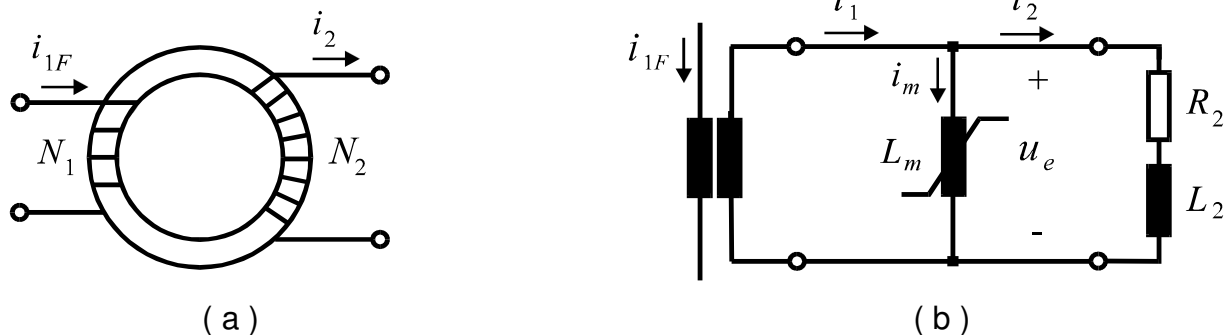


Fig. 2.3. (a) Transformador de corrente; (b) circuito elétrico equivalente simplificado.

Designa-se por N_1 e N_2 os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente; R_2 é a resistência do secundário e L_2 é a indutância de dispersão do referido enrolamento; L_m é a indutância de magnetização do núcleo.

A curva de saturação, linearizada por partes, é mostrada na Fig. 2.4.

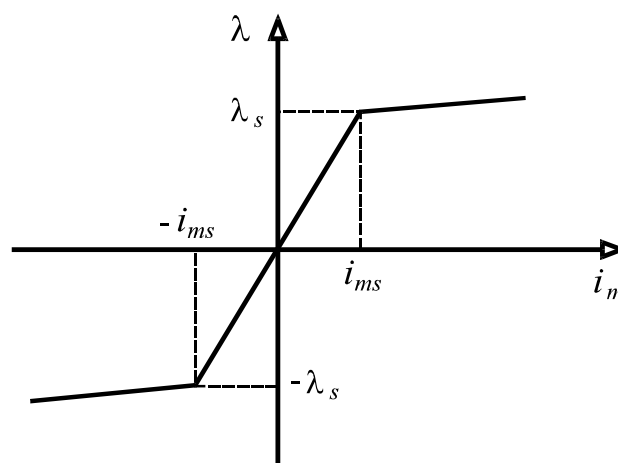


Fig. 2.4. Curva de magnetização linearizada por partes.

2.2.2 Desempenho em Regime Não-Saturado

Em relação ao circuito da Fig. 2.3 (b), pode-se escrever para o fluxo de enlace no secundário:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}. \quad (2.9)$$

Para o núcleo do TC, se μ a permeabilidade magnética, A a área de seção reta e l o comprimento médio, têm-se as seguintes relações:

$$k_N = \frac{N_2}{N_1}, \quad (2.10)$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}, \quad (2.11)$$

$$\phi_2 = \cos^{-1}\left(\frac{R_2}{Z_2}\right), \quad (2.12)$$

$$L_m = \frac{\mu N_2^2 A}{l}, \quad (2.13)$$

$$T_2 = \frac{L_2 + L_m}{R_2} \cong \frac{L_m}{R_2}. \quad (2.14)$$

Anotando por I_{1F} o valor eficaz da componente simétrica da corrente de curto-circuito primária, após uma série de manipulações algébricas, resulta:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} I_{1F} R_2}{\omega k_N} \left[\frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right]. \quad (2.15)$$

A dedução completa de (2.15) pode ser encontrada em *IEEE PSRC* (1976) e em GUERRA (2007).

A expressão (2.15) descreve a curva indicada com traço cheio na Fig. 2.5, que corresponde à soma de uma componente alternada senoidal com uma componente contínua transitória, associadas às componentes senoidal e exponencial de i_{1F} , respectivamente.

Assim, o núcleo do TC pode estar submetido a dois diferentes tipos de sobrefluxo. Os fatores de influência no caso do sobrefluxo causado pela componente alternada de i_{1F} são: o valor eficaz desta componente e a impedância da carga ligada ao secundário. No caso do sobrefluxo causada pela componente contínua, além dos fatores citados, as constantes T_1 e T_2 são de fundamental importância na análise do desempenho de TCs em regime transitório.

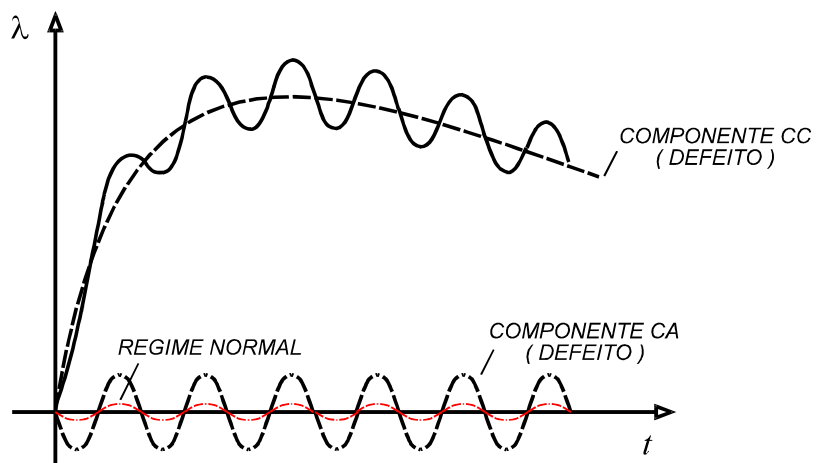


Fig. 2.5. Fluxo de enlace λ no núcleo do TC em condição de curto-circuito no primário.

2.2.3 Desempenho em Regime Saturado

Na Fig. 2.6, considera-se um TC com carga puramente resistiva, bem como $N_1 = N_2$.

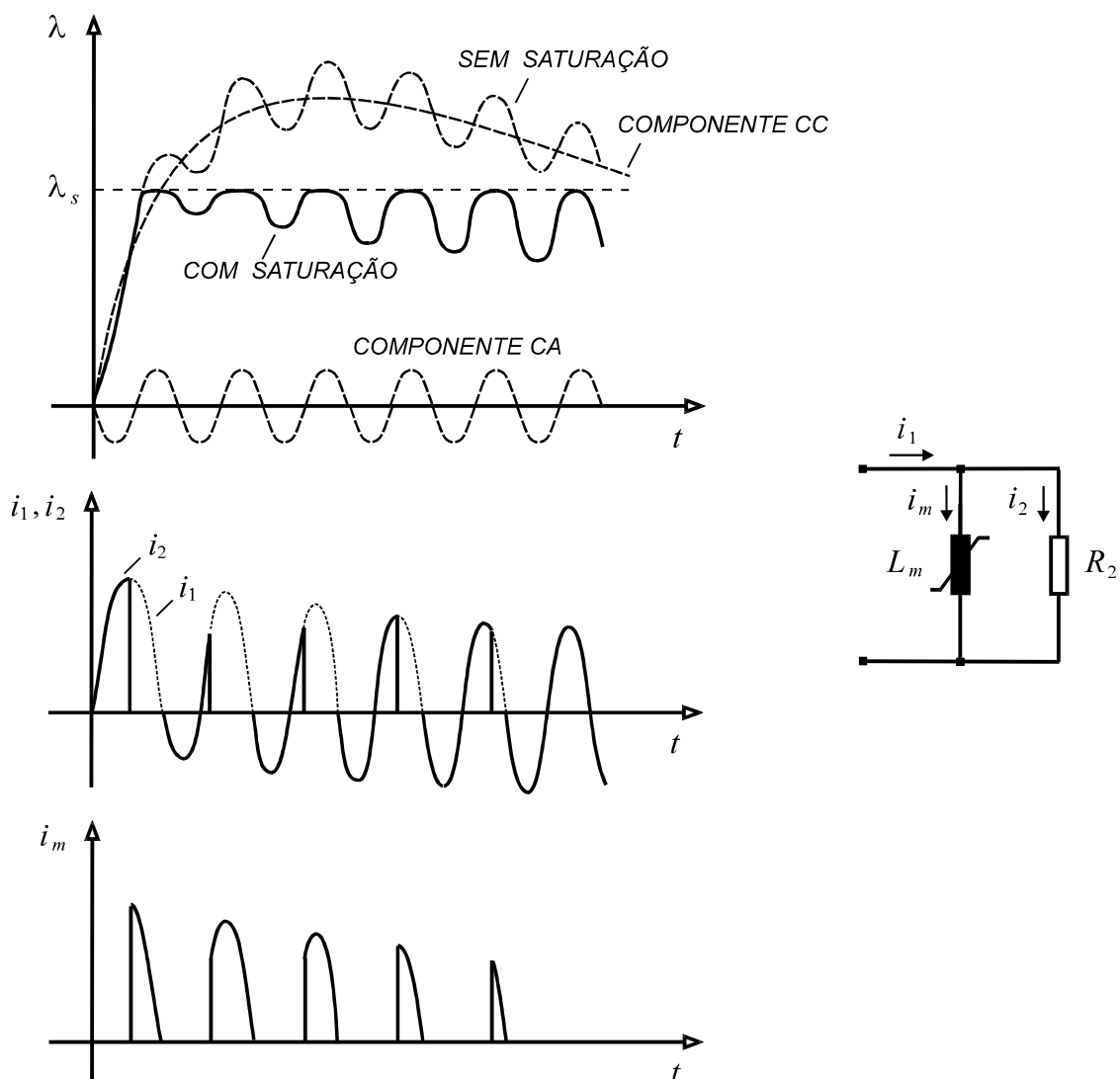


Fig. 2.6. Fluxo de enlace e correntes primária, secundária e de magnetização.

Observa-se que o efeito de saturação no núcleo faz com que o fluxo imposto pela fonte não cresça muito além do valor λ_S indicado. Na região não-saturada ($-\lambda_S \leq \lambda \leq \lambda_S$), a indutância L_m é elevada e i_m é pequena. Porém, em regime de saturação, o valor de L_m cai abruptamente. Durante os instantes em que o núcleo satura praticamente toda a corrente i_1 passa a circular através do ramo de magnetização, ocorrendo pronunciadas distorções na forma de onda da corrente secundária, i_2 .

É mostrada na Fig. 2.7 a forma de onda da corrente secundária para uma carga que apresenta uma componente indutiva. Verifica-se que quando o núcleo satura, a corrente não cai abruptamente para zero, como ocorre com a carga puramente resistiva. Isso se deve à propriedade fundamental dos indutores em estabelecer oposição às variações bruscas da corrente.

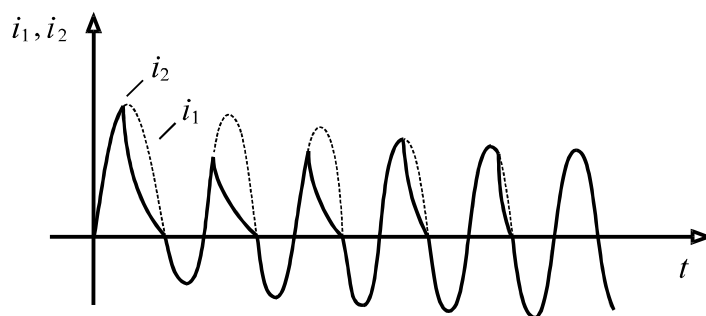


Fig. 2.7. Distorção da onda de corrente secundária - Carga com componente indutiva.

Os TCs de proteção devem operar em regime normal com baixas induções no núcleo (menos de 0,1 T). As normas NBR 6856 – ABNT (1992) e IEEE Std. C57.13 - (1993) estipulam um fator de sobrecorrente igual a 20, permitindo que os TCs operem com correntes de falta cujos valores eficazes representem até 20 vezes a corrente nominal do enrolamento primário, sem que haja saturação. Entretanto, esta medida mostra eficácia apenas em relação à componente senoidal da corrente de defeito.

2.3 Erros nos TCs de Proteção

2.3.1 Erro de Relação

O erro de fase não é levado em consideração nos TCs de proteção. Considerando a Fig. 2.3, a NBR 6856 - ABNT (1992) determina que o erro de relação percentual deva ser calculado por:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{I_m}{I_2} \quad (2.16)$$

As grandezas I_m e I_2 são os valores eficazes de i_m e i_2 . O erro máximo admissível de $\varepsilon_{\%}$ deve ser calculado para a corrente secundária igual a vinte vezes o seu valor nominal ($I_2 = 20 I_{2N}$).

2.3.2 Curva de Excitação Secundária e Erro de Relação

Os fabricantes fornecem curvas de U_e versus I_m (valores eficazes), chamadas *curvas de excitação secundária*, normalmente traçadas em escalas logarítmicas, como indica a Fig. 2.8.

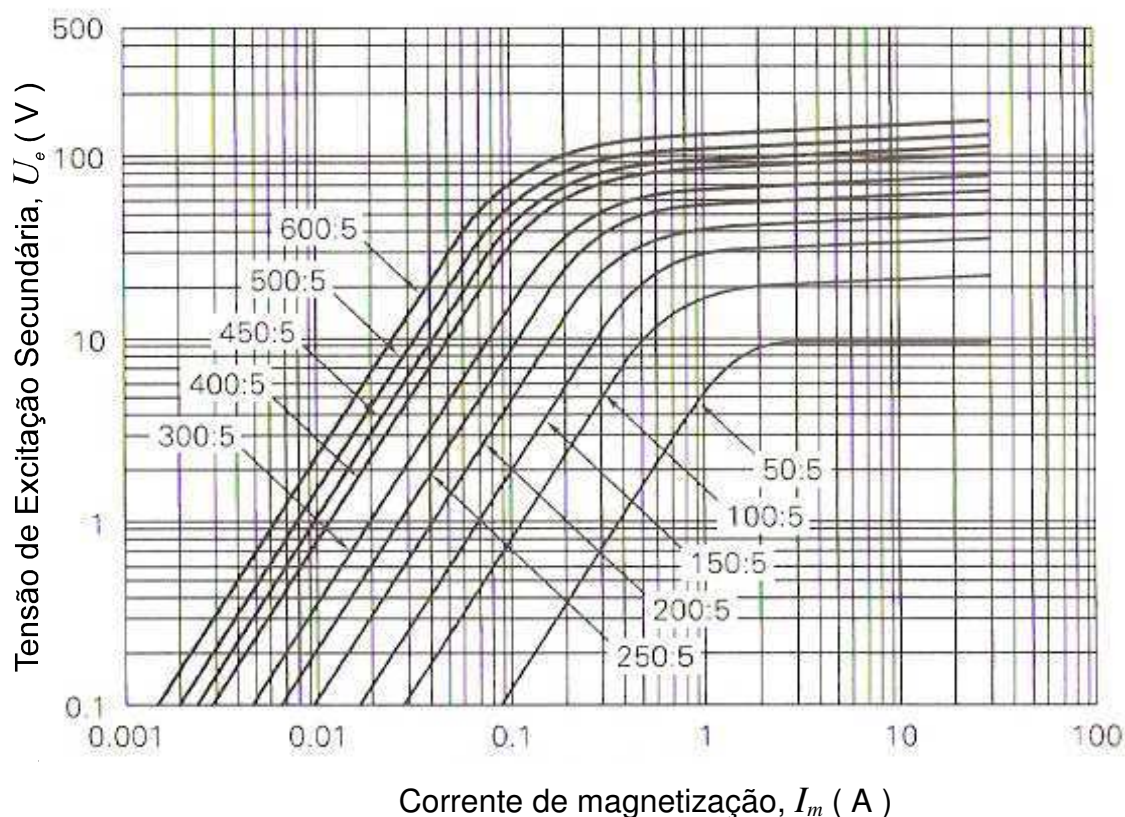


Fig. 2.8. Curva de excitação secundária de TCs.

No circuito da Fig. 2.3, para determinados valores da corrente e da impedância no enrolamento secundário, é efetuado o seguinte procedimento para o cálculo dos erros:

Etapa 1: Calcula-se a tensão eficaz U_e multiplicando-se a corrente eficaz I_2 pela impedância total do secundário. Efetua-se este processo para vários valores de I_2 , inclusive para $I_2 = 20 I_{2N}$.

Etapa 2: Através dos valores de U_e , determinam-se os valores correspondentes de I_m na curva de excitação secundária.

Etapa 3: Calculam-se os erros pela expressão (2.16).

Caso a curva de excitação secundária não seja disponível, a mesma pode ser obtida por ensaio em laboratório, utilizando-se a montagem mostrada na Fig. 2.9.

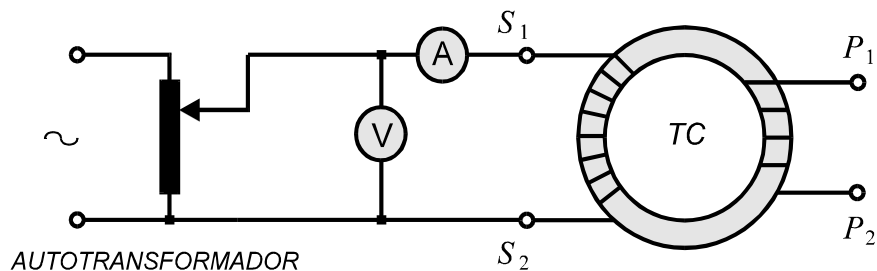


Fig. 2.9. Curva de excitação secundária para diferentes TC's.

Os valores eficazes U_e e I_m são obtidos no enrolamento secundário com o primário em vazio através dos medidores indicados, considerando-se diferentes valores da tensão da fonte, até ser obtido o grau de saturação desejado.

A norma *IEEE Std. C57.13* (1993) define o ponto de joelho da curva U_e - I_m como aquele que apresenta uma reta tangente com inclinação de 45° . A norma do *IEC Std. 60044-1* (2000), mais adotada na Europa, define este ponto como aquele em que um acréscimo de 10% de U_e causa um acréscimo de 50% em I_m . Normalmente, o ponto de joelho definido pelo *IEC* situa-se acima do definido pelo *IEEE*, como é ilustrado na Fig. 2.10.

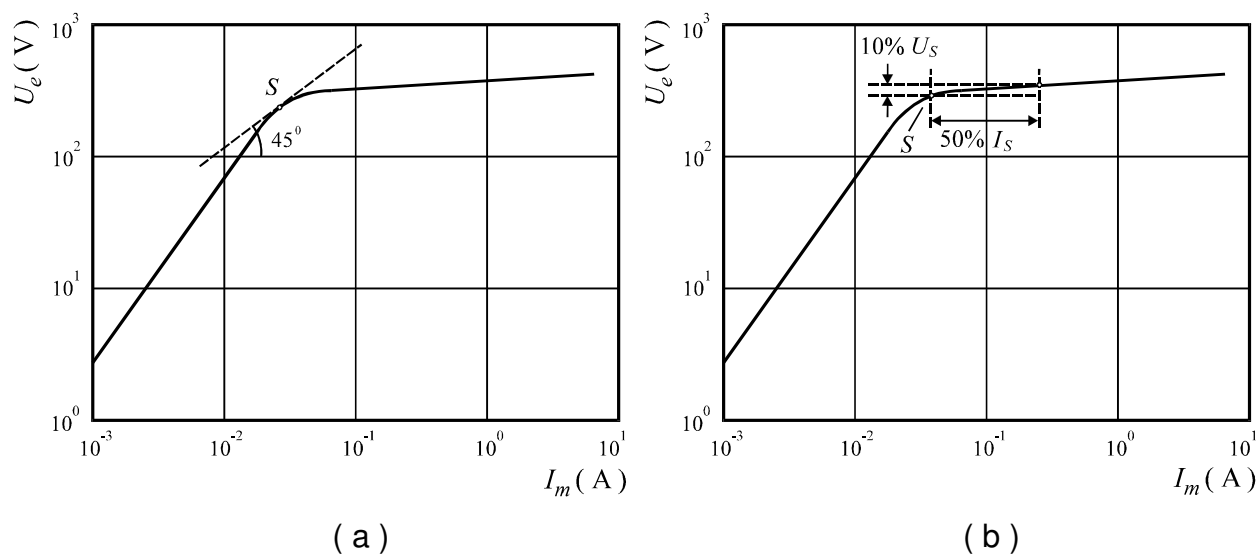


Fig. 2.10. Definições de ponto de joelho – (a) *IEEE* ; (b) *IEC*.

Embora as características de magnetização dos TCs fornecidas pelos fabricantes sejam dadas em termos dos valores eficazes U_e e I_m o cálculo de processos transitórios requer que tais características sejam expressas em valores de pico do fluxo de enlace λ e da corrente de magnetização i_m . NEVES & DOMMEL (1993) apresentam um algoritmo para tal finalidade.

Uma observação importante é que a definição de erro apresentada baseia-se em representação fasorial da corrente, o que não faz sentido quando são considerados os instantes iniciais de um defeito, pois neste caso as ondas de corrente primária e secundária apresentam formas acentuadamente não senoidais. Para esta situação, são definidos os conceitos de *erro amostral* e de *erro composto*.

Define-se *erro amostral* ε_k mediante a seguinte expressão (KANG *et al.*, 2005):

$$\varepsilon_k = 100 \cdot \frac{K_N i_{2k} - i_{1Fk}}{\sqrt{2} I_{1F}} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, N_a \quad . \quad (2.17)$$

As amostras de corrente primária e secundária são, respectivamente, i_{1Fk} e i_{2Fk} . N_a é o número de amostras por ciclo da corrente secundária e I_{1F} é a corrente primária simétrica de curto-circuito (valor eficaz).

O *erro composto* é definido pela seguinte expressão:

$$\varepsilon_c = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{N_a} \sum_{k=1}^{N_a} (K_N i_{2k} - i_{1Fk})^2}}{\sqrt{2} I_{1F}} \quad . \quad (2.18)$$

2.3.3 Classes de Exatidão dos TCs de Proteção

A NBR 6856 - ABNT (1992) estabelece as classes de exatidão 5 e 10 para os TCs de proteção. Considera-se que um TC acha-se dentro de sua classe de exatidão quando o seu erro de relação percentual dado por (2.16) não exceda o valor especificado, desde a corrente secundária nominal I_{2N} até uma corrente igual a $20 I_{2N}$, para qualquer carga igual ou inferior à nominal.

2.3.4 Causas de Erros nos TCs

Da expressão (2.15), tem-se para a indução B no núcleo do TC:

$$B = \frac{\sqrt{2} I_{1F} R_2}{\omega K_N N_2 A} \left[\frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad . \quad (2.19)$$

Deve-se observar que as induções típicas correspondentes ao ponto de joelho da curva de saturação dos TCs acham-se no entorno de 1,5 Tesla. Assim, os fatores que levam os núcleos dos TCs à saturação, ocasionando distorções na onda de corrente secundária, são citados a seguir.

a. Magnitude da corrente de curto-circuito no primário: quanto maior for a magnitude da corrente primária I_{1F} , maior será a indução imposto ao núcleo magnético do TC.

b. Grau de assimetria da corrente de curto-circuito: a constante de tempo do circuito primário, $T_1 = L_1/R_1$, e o ângulo de incidência da falta, θ , determinam o grau da assimetria da corrente de defeito, como pode ser observado na expressão (2.8). O núcleo irá saturar mais rapidamente quanto mais assimétrica for a corrente primária.

c. Impedância do circuito secundário: a mesma compreende as impedâncias do relé, fiação e enrolamento secundário. Na expressão (2.19), quanto maior for R_2 , maior será a indução magnética imposta ao núcleo do TC, fazendo com que haja saturação mais rápida. Em relação ao fator de potência da carga do TC, quanto maior for a componente indutiva, mais lentamente o TC satura, uma vez que a indutância proporciona baixa impedância para componentes contínuas das correntes de falta assimétricas.

d. Área de seção reta do núcleo: quanto maior for o valor da área A , menor será a indução magnética imposta ao núcleo.

e. Relação de espiras do TC: quanto maior for a relação de espiras, maior será o produto $k_N N_2$ e menor será a indução no núcleo do TC.

f Fluxo remanescente (ou residual) no núcleo magnético: em sistemas com religamento automático, durante a primeira incidência do defeito, o fluxo residual no núcleo do TC não constitui problema apreciável, pois os mesmos são projetados para operar em regime permanente com induções muito baixas no núcleo. Porém, no instante de religamento, a indução residual pode alcançar valor próximo ou até igual à remanência. Se a mesma apresentar valor com mesma polaridade do fluxo imposto pela fonte, poderão ocorrer distorções pronunciadas na forma de onda da corrente secundária. Os fabricantes de TCs procuram limitar os erros causados pelos efeitos das componentes CA e CC das correntes de defeito utilizando diferentes técnicas. Uma delas consiste em aumentar as dimensões dos núcleos, obtendo-se maior valor do fluxo de enlace no ponto de joelho da curva de saturação. Isto pode resolver os problemas provenientes da componente CA do fluxo imposto

pelo sistema primário. Entretanto, em algumas aplicações, tal medida se mostra ineficiente em relação aos efeitos causados pela componente CC, pois o TC se torna grande e caro (KORPONAY, 1978). Além disso, os problemas relacionados ao fluxo residual no núcleo não são resolvidos.

Deve ser lembrado que o fluxo residual também pode influenciar de modo favorável no desempenho do TC em regime transitório. Por exemplo, se o mesmo for negativo e o fluxo imposto pelo sistema primário for crescente, o nível de saturação do TC será alcançado menos rapidamente caso o fluxo residual fosse nulo ou positivo.

Uma medida usual para minorar o problema do fluxo residual consiste em inserir entreferros no núcleo magnético para reduzir o fluxo remanescente, como é mostrado na Fig. 2.11.

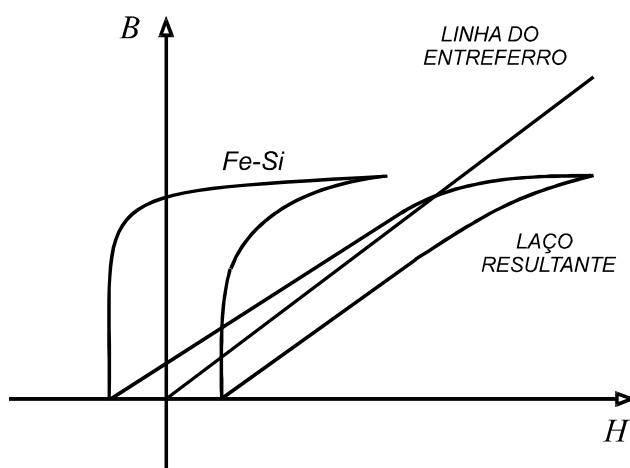


Fig. 2.11. Efeito de entreferro em núcleo magnético de liga Fe-Si.

As principais vantagens da inserção de entreferros em núcleos magnéticos são as seguintes (IEEE PSRC, 1990):

- Redução do fluxo remanescente, o que melhora a resposta do TC em regime transitório.
- O tamanho do TC pode tornar-se muito menor que o apresentado por um TC de núcleo fechado que não apresente problemas de saturação em regime transitório.
- O efeito do fator de potência da carga é menos importante na resposta do TC em regime transitório que o apresentado por um TC de núcleo fechado.
- A tensão que surge nos terminais do secundário em aberto torna-se menor.

Em contrapartida, surgem as seguintes desvantagens:

- A corrente de excitação aumenta, aumentando os erros de relação e de fase.
- Após a interrupção do defeito, quando o fluxo cai até o valor final, a energia armazenada no circuito magnético é dissipada, surgindo uma corrente de longa duração no enrolamento secundário (aproximadamente 1s). Para atingir a rema-

nência, a variação do fluxo é bem maior que no caso dos TCs de núcleo fechado (Fig. 2.11). Assim, a tensão produzida pelo processo de descarga torna-se maior.

- Os núcleos com entreferros são mecanicamente mais frágeis e caros.
- Ocorrem problemas no funcionamento de alguns tipos de relés de proteção do sistema, como é reportado no relatório técnico do *IEEE PSRC* (1990).

2.4 Efeitos da Saturação em Relés

2.4.1 Relés de Sobrecorrente

O efeito da saturação em relés de sobrecorrente é estudado em EL-AMIN & ABBAS (2006). Os autores afirmam que, mesmo em regime saturado, os TCs podem fornecer corrente suficiente para a operação dos relés instantâneos digitais. Já os relés temporizados podem ter o desempenho afetado pela saturação do TC. KOJOVIC (2002) estudou a influência da saturação dos TCs na coordenação dos relés de sobrecorrente temporizados com outros dispositivos de proteção, concluindo que não há influência significativa para os ajustes comumente efetuados.

2.4.2 Relés de Distância

MOONEY (2008) investigou a influência do comportamento não linear dos TCs sobre os relés de distância. Os resultados mostraram que a redução da magnitude e o atraso do ângulo de fase da corrente implicam em sub-alcance e retardo na operação do relé. Em contrapartida, os elementos direcionais não são afetados.

2.4.3 Relés Diferenciais

O princípio básico da proteção diferencial consiste na comparação das correntes que entram e saem do equipamento protegido (MASON, 1956). Este tipo de proteção pode apresentar excelentes graus de sensibilidade e seletividade. Porém, alguns fatores podem prejudicar o seu desempenho, principalmente a saturação dos TCs.

O fenômeno de saturação dos núcleos dos TCs afeta, em ordem crescente, o desempenho dos relés diferenciais aplicados na proteção de geradores, transformadores e barras (PHADKE & THORP, 1988). Os problemas ocorrem pelo fato de que, em caso de curtos-circuitos externos à zona de proteção, os relés podem ser sensibilizados indevidamente por correntes residuais causadas pela saturação dos TCs.

Capítulo 3

Modelo de TC para Cálculo de Transitórios

Apresenta-se um modelo de circuito capaz de reproduzir o desempenho de TCs em regime transitório baseado no modelo de histerese de Jiles-Atherton, válido para núcleos fechados ou com entreferros não magnéticos. São apresentados resultados de simulações em que os efeitos do fluxo residual no núcleo do TC são reproduzidos e comentados.

3.1 Equações do Circuito Elétrico e do Circuito Magnético

Um TC com entreferro e seu circuito elétrico equivalente é mostrado na Fig. 3.1.

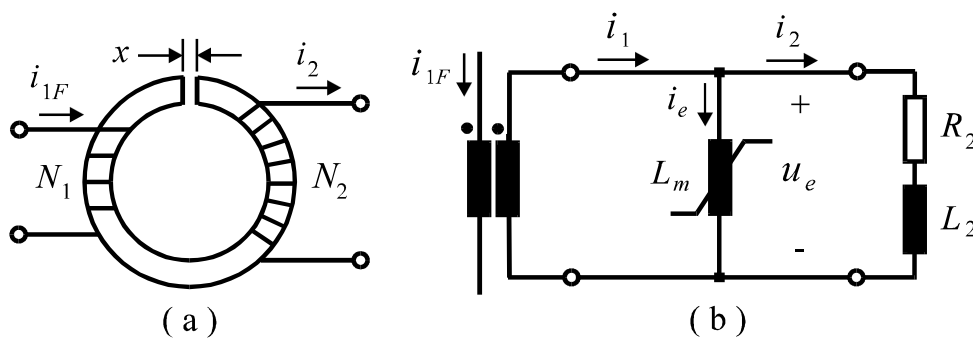


Fig. 3.1. (a) Núcleo com entreferro; (b) circuito elétrico equivalente.

Considerando-se que as grandezas B , H e M sejam, respectivamente, a indução magnética, o campo magnético e a magnetização no núcleo, cuja área de seção reta seja representada por A e o comprimento médio de trajetória magnética por l , para este TC são válidas as relações:

$$N_2 A \frac{dB}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}, \quad (3.1)$$

$$Hl + \frac{B}{\mu_0} x = N_1 i_{1F} - N_2 i_2, \quad (3.2)$$

$$B = \mu_0 (H + M). \quad (3.3)$$

A constante μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo. Combinando (3.1), (3.2) e (3.3), chega-se ao seguinte sistema de equações:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{R_2 \left(\frac{N_1}{N_2} i_{1F} - \frac{l}{N_2} H - \frac{x}{\mu_0 N_2} B \right) + L_2 \frac{N_1}{N_2} \frac{di_{1F}}{dt}}{N_2 A + \frac{L_2}{N_2} \left(l \frac{dH}{dB} + \frac{x}{\mu_0} \right)}, \quad (3.4)$$

$$\frac{dH}{dt} = \frac{dH}{dB} \frac{dB}{dt}, \quad (3.5)$$

$$\frac{dM}{dt} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dt} - \frac{dH}{dt}, \quad (3.6)$$

$$\frac{dH}{dB} = \frac{1}{\mu_0 \left(1 + \frac{dM}{dH} \right)}. \quad (3.7)$$

O termo dM/dH é a susceptibilidade magnética diferencial do material do núcleo, determinada pelo modelo de Jiles-Atherton, descrito mais adiante. A solução desse sistema não linear é obtida pelo método de Runge-Kutta de quarta ordem.

A corrente secundária, a corrente de magnetização e a tensão de excitação secundária são dadas por:

$$i_2 = \frac{1}{N_2} \left(N_1 i_{1F} - H l - \frac{B}{\mu_0} x \right), \quad (3.8)$$

$$i_e = \frac{N_1}{N_2} i_{1F} - i_2, \quad (3.9)$$

$$u_e = N_2 A \frac{dB}{dt}. \quad (3.10)$$

Se for feito $x = 0$ em (3.4) e em (3.8), tem-se um núcleo fechado.

3.2 Modelo de Jiles-Atherton

Este modelo baseia-se em considerações físicas relacionadas aos movimentos das paredes dos domínios magnéticos. Os autores (JILES & ATHERTON, 1986) partiram das seguintes premissas:

- os locais onde ocorre o efeito de prendimento das paredes dos domínios são uniformemente distribuídos em todo o material, não havendo nenhuma distinção entre os diferentes tipos de locais prendedores (imperfeições cristalográficas, impurezas, regiões de fronteiras de grãos);
- a resistência às variações na magnetização é uniforme, ou seja, supõe-se uma *energia de prendimento média* por cada local prendedor.

De acordo com a teoria de Weiss (JILES & ATHERTON, 1986), a orientação dos domínios deve-se à ação de um campo em nível molecular, denominado *campo de Weiss*, associado à interação entre domínios vizinhos que tendem a se alinhar, uma vez que esta é a configuração correspondente à energia mínima. O campo médio de Weiss é dado por αM , onde α é a constante de interação entre domínios magnéticos, uma grandeza adimensional, que depende das características do material. Assim, para um campo aplicado H , o domínio apresenta um campo efetivo H_e dado por:

$$H_e = H + \alpha M . \quad (3.11)$$

Define-se *curva de magnetização anisterética* como sendo a curva de magnetização obtida em um sólido ideal, na ausência de todos os locais prendedores, de modo a não ocorrer o fenômeno de histerese. Esta curva situa-se acima da curva de magnetização inicial, aproximando-se assintoticamente desta última à medida que o campo é aumentado, conforme mostrado na Fig. 3.2.

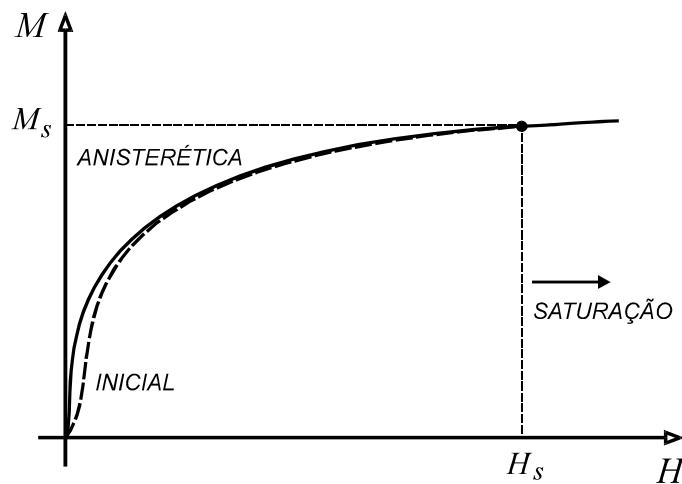


Fig. 3.2. Curva de magnetização inicial e curva anisterética.

A curva anisterética é aproximada pela função de Langevin modificada:

$$M_a = M_s \left[\coth \left(\frac{H_e}{a} \right) - \frac{a}{H_e} \right] , \quad H \neq 0, M \neq 0 \quad (3.12)$$

$$H_e = H + \alpha M . \quad (3.13)$$

O parâmetro M_s é a magnetização no ponto onde o material entra em estado de saturação e a é um coeficiente que caracteriza a forma da curva. De (3.11), tem-se:

$$\frac{dH_e}{dH} = 1 + \alpha \frac{dM}{dH} . \quad (3.14)$$

Uma das premissas básicas do modelo é que a magnetização M pode ser expressa em termos de uma componente de magnetização reversível, M_r , devido à flexão das

paredes, adicionada a outra componente de magnetização irreversível, M_i , devido ao movimento de translação das mesmas na presença dos locais prendedores, ou seja:

$$M = M_r + M_i. \quad (3.15)$$

A partir de considerações sobre a energia necessária para as paredes se despregarem dos locais prendedores, foi estabelecido que a componente M_i é dada por (JILES & ATHERTON, 1992):

$$\frac{dM_i}{dH_e} = \frac{M_a - M_i}{\delta k}. \quad (3.16)$$

O parâmetro k é a constante de perdas ou constante de prendimento das paredes dos domínios e δ é o coeficiente que assume o valor +1 para $dH/dt > 0$, e -1 para $dH/dt < 0$.

Os autores estabeleceram que, para flexões moderadas, a componente M_r varia linearmente com a diferença entre a magnetização anisterética e a magnetização irreversível $M_a - M_i$. Sendo c uma constante adimensional, denominada *constante de flexão das paredes dos domínios*, tem-se (JILES & ATHERTON, 1992):

$$M_r = c (M_a - M_i). \quad (3.17)$$

Combinando (3.15) e (3.17), pode-se escrever:

$$M = M_i + c (M_a - M_i), \quad (3.18)$$

$$\frac{dM}{dH} = \frac{dM_i}{dH} + c \left(\frac{dM_a}{dH} - \frac{dM_i}{dH} \right). \quad (3.19)$$

De (3.13), tem-se pela regra da cadeia:

$$\frac{dM_a}{dH} = \frac{dM_a}{dH_e} \frac{dH_e}{dH} = \frac{dM_a}{dH_e} \left(1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right), \quad (3.20)$$

$$\frac{dM_i}{dH} = \frac{dM_i}{dH_e} \frac{dH_e}{dH} = \frac{dM_i}{dH_e} \left(1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right). \quad (3.21)$$

Substituindo (3.20) e (3.21) em (3.19), resulta para a susceptibilidade diferencial:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{(1-c) \frac{dM_i}{dH_e} + c \frac{dM_a}{dH_e}}{1 - \alpha c \frac{dM_a}{dH_e} - \alpha (1-c) \frac{dM_i}{dH_e}}. \quad (3.22)$$

Porém, (3.22) pode fornecer valores negativos de dM/dH (soluções sem significado físico) quando o campo magnético decresce a partir da extremidade do laço, em situações onde a magnetização irreversível M_i é menor que a magnetização anisterética M_a , no primeiro quadrante, ou maior que M_a , no terceiro quadrante. A

explicação dos autores é a seguinte (JILES & ATHERTON, 1992): neste caso, as paredes dos domínios ficam ligadas aos locais prendedores, de modo que $dM_i/dH = 0$; quando H decresce a partir da extremidade do laço até que M alcance M_a , a variação de M é praticamente reversível, ou seja, $dM/dH \approx dM_r/dH$. Assim, tem-se a seguinte formulação modificada:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{(1-c)\frac{dM_i}{dH_e} + c\frac{dM_a}{dH_e}}{1 - \alpha c\frac{dM_a}{dH_e} - \alpha(1-c)\frac{dM_i}{dH_e}}, \quad \delta(M_a - M) \geq 0 \quad (3.23)$$

$$\frac{dM}{dH} = \frac{c\frac{dM_a}{dH_e}}{1 - \alpha c\frac{dM_a}{dH_e}}, \quad \delta(M_a - M) < 0 \quad (3.24)$$

As expressões (3.12) e (3.16) fornecem os valores de M_a e dM_i/dH_e . Além disso, tem-se:

$$\frac{dM_a}{dH_e} = M_s \left\{ \frac{1}{a} \left[1 - \coth^2 \left(\frac{H_e}{a} \right) \right] + \frac{a}{H_e^2} \right\}, \quad H \neq 0, M \neq 0 \quad (3.25)$$

A função de Langevin, da forma $\coth(x) - 1/x$, não pode ser calculada na origem.

Fazendo a expansão em série de Taylor, tem-se para $|H_e/a| < 0,1$:

$$M_a = \frac{M_s H_e}{a} \left[\frac{1}{3} - \frac{H_e^2}{45a^2} + \frac{2H_e^4}{945a^4} - \dots \right], \quad (3.26)$$

$$\frac{dM_a}{dH_e} = \frac{M_s}{a} \left[\frac{1}{3} - \frac{H_e^2}{15a^2} + \frac{10H_e^4}{945a^4} - \dots \right]. \quad (3.27)$$

Há diversos métodos para a determinação de M_s , a , α , k e c . JILES & ATHERTON (1992) utilizaram laços $B-H$ determinados experimentalmente, a partir do significado físico dos parâmetros. Em PRIGOZY (1993) é sugerido um método baseado em tentativa e erro, utilizando laços $B-H$ fornecidos por fabricantes do material, que são usados como gabarito.

Alguns autores usam outros tipos de função para representar a curva de magnetização anisterética. ANNAKAGE *et al.* (2000) propõem uma expressão da seguinte forma:

$$M_a = M_s \frac{a_1 H_e + H_e^2}{a_3 + a_2 H_e + H_e^2}. \quad (3.28)$$

A fim de melhor aproximar o laço maior de histerese nas zonas de transição entre os

estados de não saturação e de saturação, os autores propõem que o parâmetro k seja modificado de acordo com a seguinte expressão, em que $\gamma = 0,96$:

$$k_{mod} = k \left(1 - \gamma \frac{M}{M_s} \right). \quad (3.29)$$

3.3 Resultados Obtidos

As simulações mostradas a seguir referem-se ao caso em que um TC sem entreferro no núcleo acha-se instalado em um sistema de transmissão de 230 kV, como é indicado na Fig. 3.3. A impedância entre o TC e o ponto onde ocorre o curto-circuito indicado é $Z_L = 1,65 + j 11,59 \Omega$. A constante de tempo primária é $T_1 = 18,63$ ms.

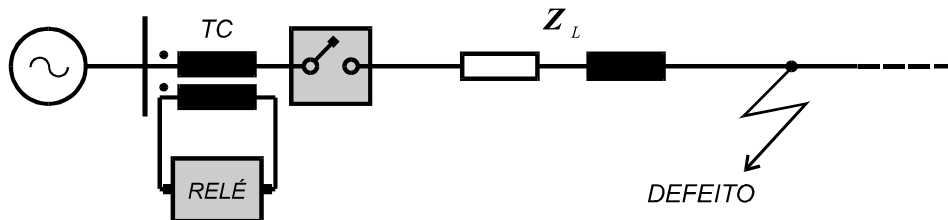


Fig. 3.3. Defeito em ponto intermediário de uma linha de transmissão.

O TC de núcleo toroidal apresenta os seguintes dados:

- corrente primária nominal: 900 A;
- corrente secundária nominal: 5 A;
- relação de espiras: 180 : 1;
- comprimento médio do núcleo: 0,50 m;
- área de seção reta do núcleo: $1,91 \times 10^{-3} \text{ m}^2$;
- resistência dos enrolamentos: 0,25 Ω ;
- reatância dos enrolamentos: desprezível;
- fator de sobrecorrente: 20.

A curva anisterética é aproximada pela expressão (3.28). As constantes do material do núcleo, fornecidas em ANNAKAGE *et al.* (2000), são:

$$M_s = 1,72 \times 10^6;$$

$$\alpha = 1,32 \times 10^{-5};$$

$$c = 0,1;$$

$$k = 39,2;$$

$$a_1 = 2730;$$

$$a_2 = 3209;$$

$$a_3 = 20294;$$

$$n = 2;$$

$$\gamma = 0,96.$$

Em todas as simulações foi estabelecido que o núcleo se encontrava inicialmente desmagnetizado, ou seja, $B(0) = 0$.

Para uma impedância $Z_2 = 1,30 + j 0,35 \Omega$ ligada ao secundário do TC, a sequência de eventos considerada é a seguinte:

- defeito durante 2,5 ciclos, ângulo de incidência $\theta_1 = 0^\circ$;
- desligamento (tempo morto) com duração de 8,5 ciclos;
- religamento em situação de defeito, $\theta_2 = 0^\circ$.

O núcleo é inicialmente considerado sem entreferro. Os resultados obtidos são mostrados nas Fig. 3.4, Fig. 3.5 e Fig. 3.6.

Em seguida, foi considerado um entreferro de 2 mm no núcleo. Os resultados são mostrados nas Fig. 3.7, Fig. 3.8 e Fig. 3.9.

Na Fig. 3.10 são mostradas as trajetórias assimétricas de histerese B - H no núcleo, considerando-se ângulos de incidência do defeito iguais a $\theta_1 = 65^\circ$ e $\theta_2 = 115^\circ$ (religamento).

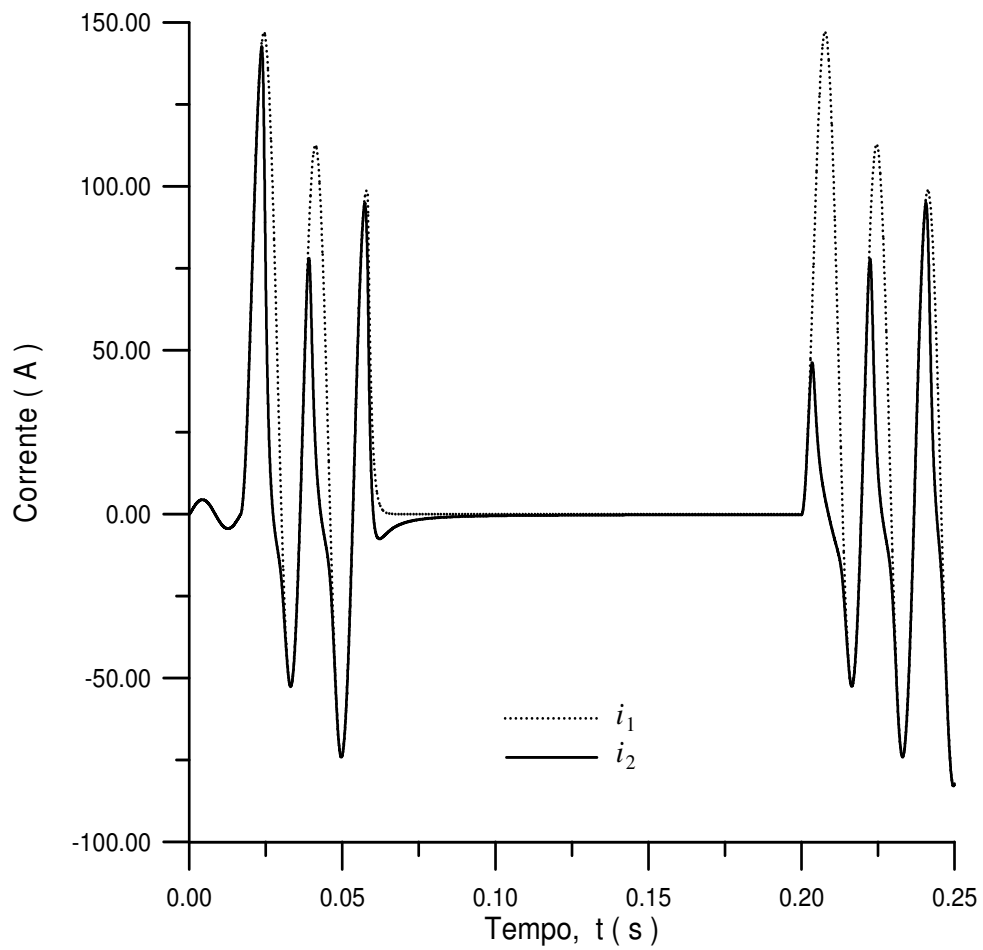


Fig. 3.4. Correntes i_1 e i_2 ; núcleo sem entreferro.

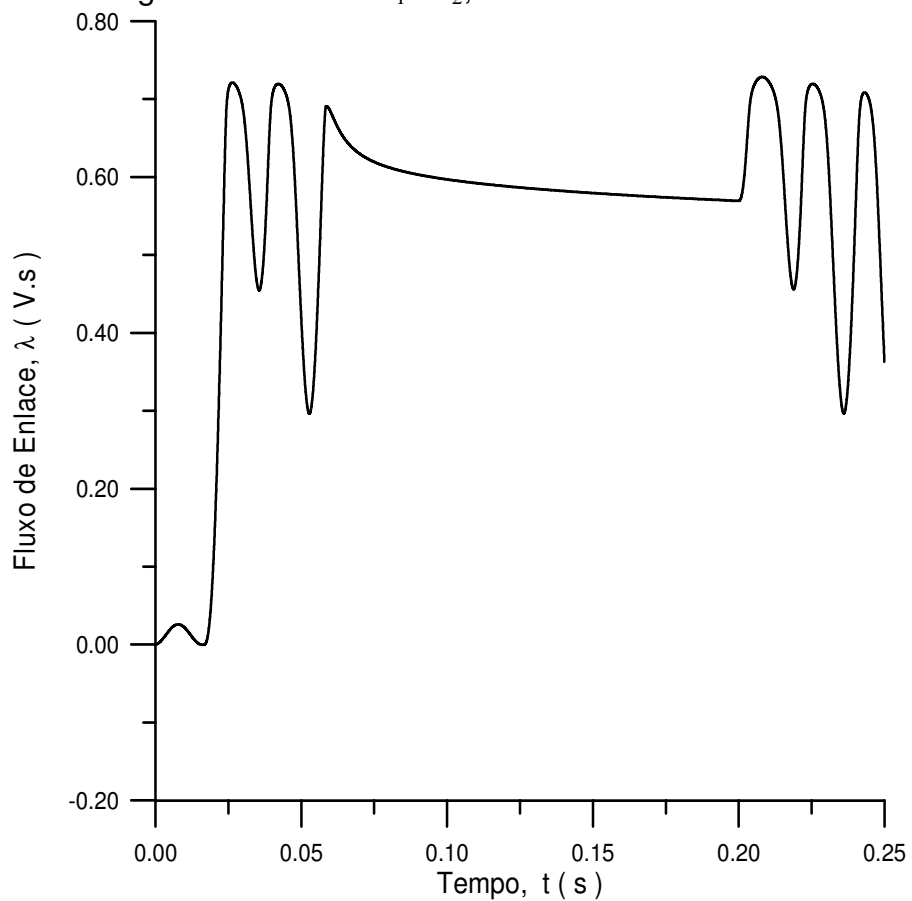


Fig. 3.5. Fluxo de enlace no secundário; núcleo sem entreferro.

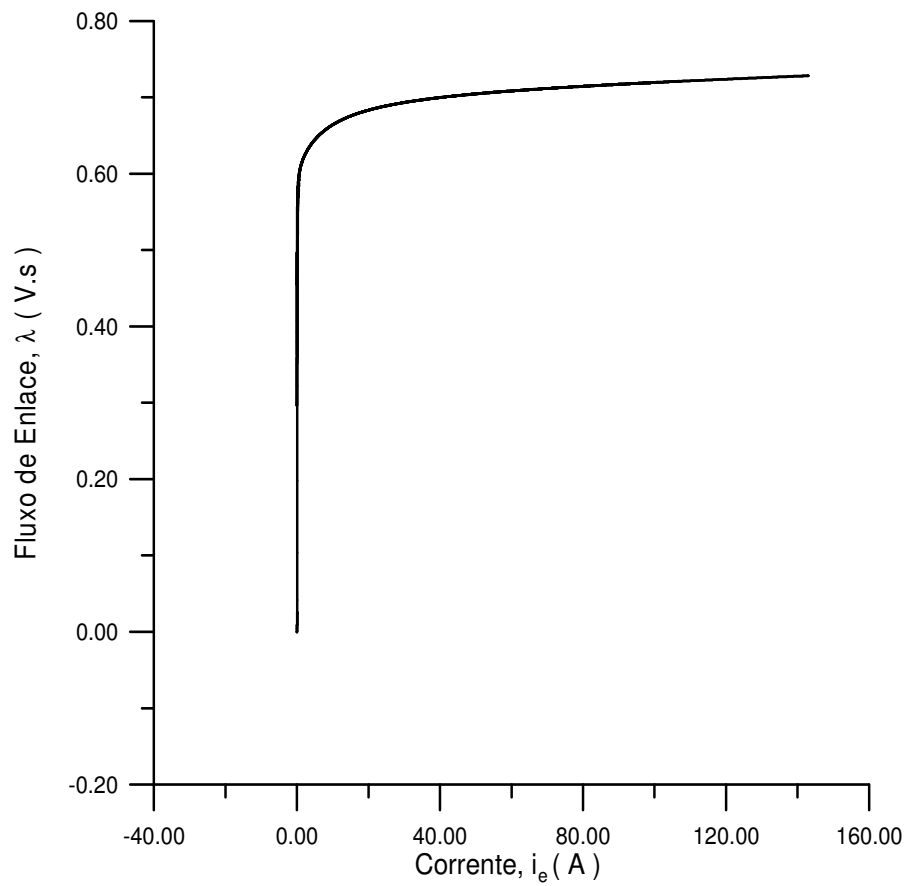


Fig. 3.6. Trajetórias assimétricas no plano $\lambda - i_e$; núcleo sem entreferro.

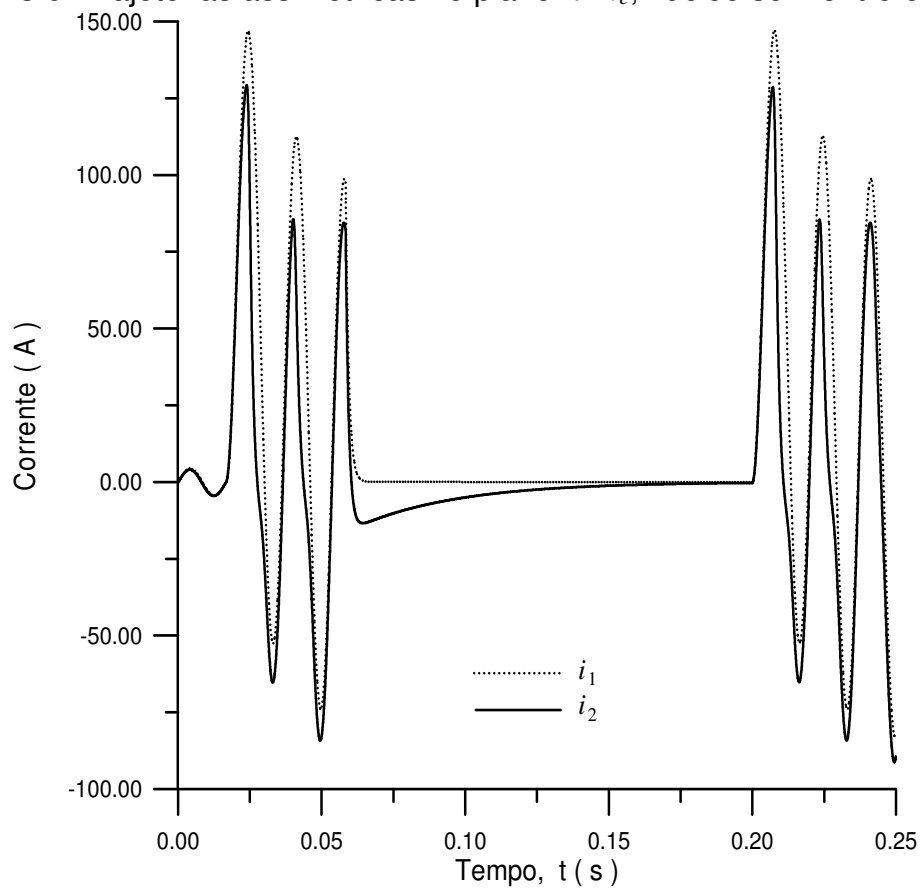


Fig. 3.7. Correntes i_1 e i_2 ; núcleo com entreferro de 2 mm.

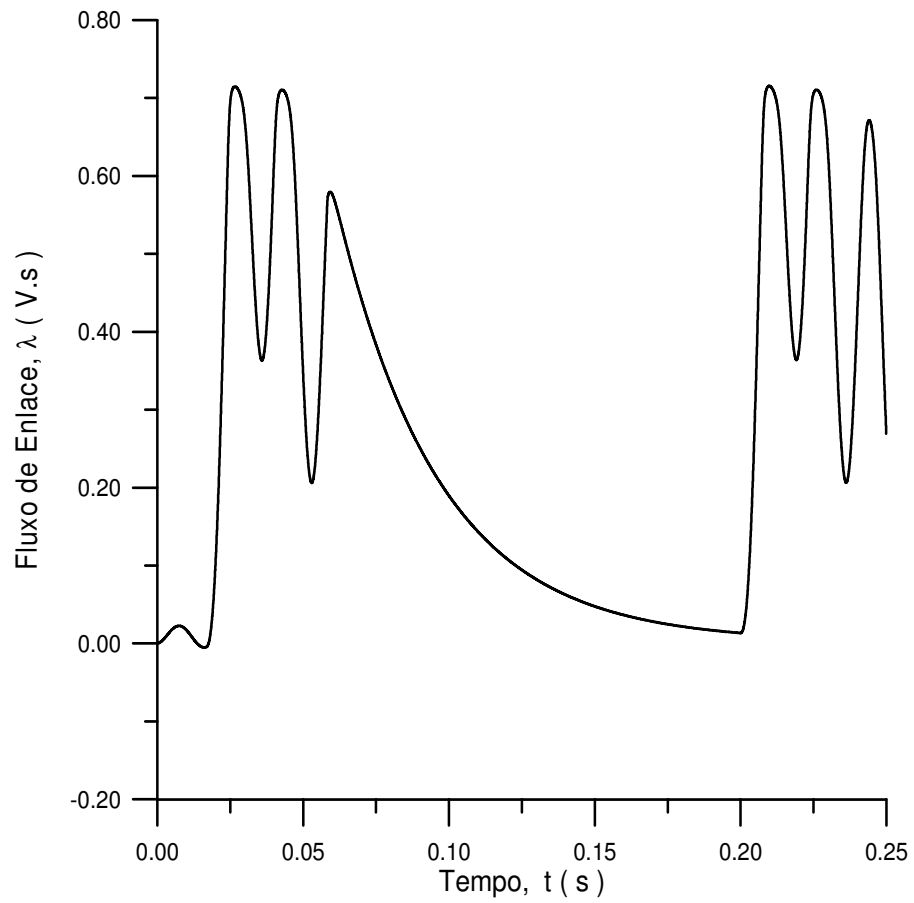


Fig. 3.8. Fluxo de enlace no secundário; núcleo com entreferro de 2 mm.

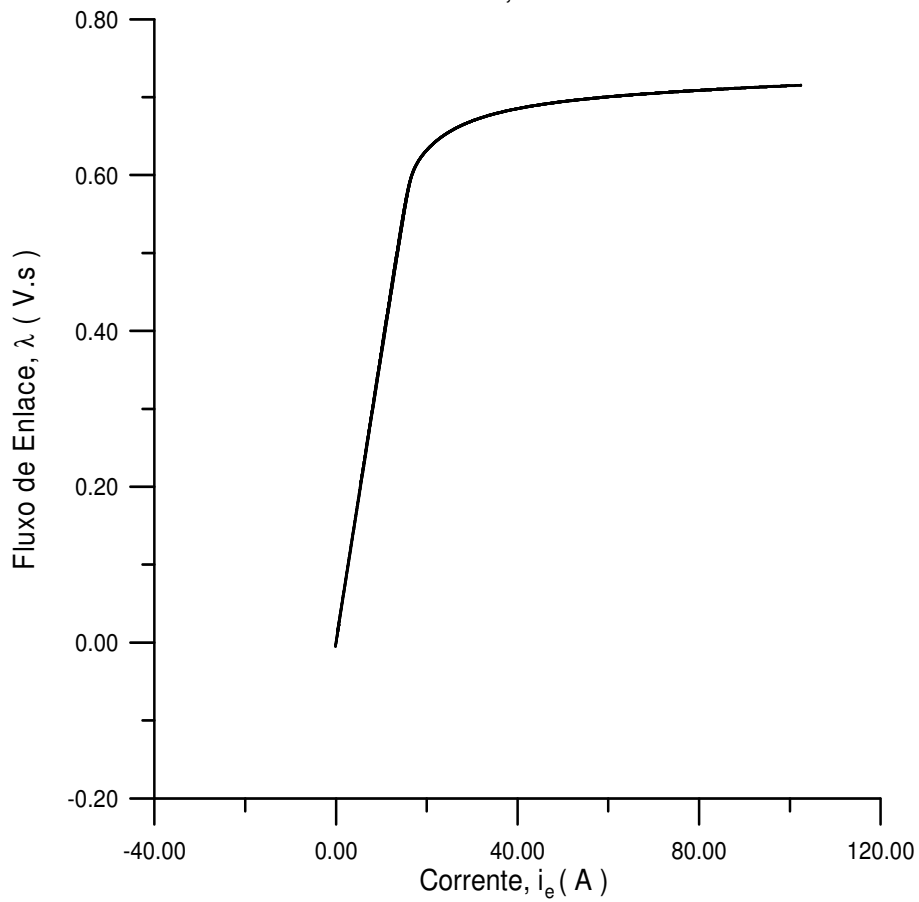


Fig. 3.9. Trajetórias assimétricas no plano $\lambda - i_e$; núcleo com entreferro.

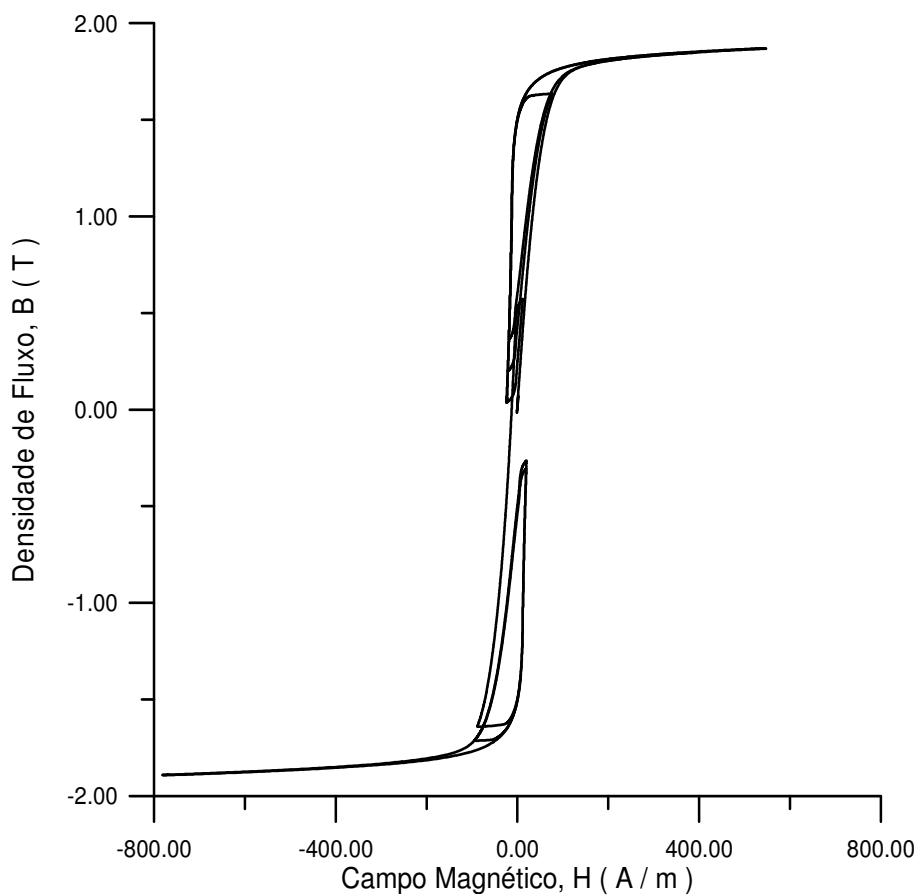


Fig. 3.10. Trajetórias assimétricas no plano $B-H$.

Verifica-se na Fig. 3.7 uma significativa diminuição no grau de distorção da corrente secundária no período de religamento. Isto ocorre porque o fluxo remanescente no núcleo é reduzido para um valor bem menor, em relação ao caso do núcleo fechado, como indicado na Fig. 3.8. Também se observa na Fig. 3.7 a existência de acentuados valores de corrente de subsidência durante o tempo morto. Isto pode afetar a atuação de relés de proteção, em esquemas diferenciais e de falha de disjuntor (*IEEE PSRC*, 1990).

Capítulo 4

Detecção e Correção de Distorções em Correntes Secundárias

É apresentado um método de detecção de saturação no núcleo magnético de TCs, assim como um método de correção da corrente secundária distorcida (KANG *et al.*, 1996). Estes métodos se baseiam na digitalização do sinal de corrente no enrolamento secundário e nas diferenças entre amostras consecutivas. Resultados preliminares de simulações são avaliados. Finalmente, é apresentada uma proposta alternativa da identificação da saturação e da correção da corrente secundária distorcida.

4.1 Modelo do TC Considerado

A representação do TC é feita neste capítulo mediante o circuito simplificado da Fig. 4.1.

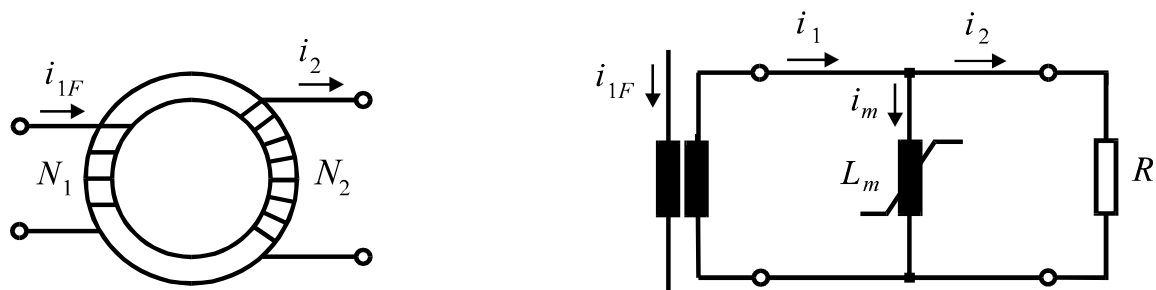


Fig. 4.1. Circuito equivalente considerado para o TC.

Na análise a seguir, as seguintes simplificações são assumidas:

- A reatância de dispersão do enrolamento secundário e a reatância da fiação entre o TC e o relé são desprezíveis, face aos baixos valores da frequência e das respectivas indutâncias. Ademais, a reatância dos relés digitais modernos também é desprezível, sendo estes assumidos como uma carga puramente resistiva.
- As propriedades magnéticas do núcleo são representadas apenas pela curva de saturação λ versus i_m (fluxo de enlace no secundário versus corrente de magnetização, em valores de pico). Assim, a histerese e as perdas dinâmicas (parasíticas e anômalas) não são consideradas.

Neste modelo, tem-se:

$$i_1(t) = i_m(t) + i_2(t). \quad (4.1)$$

A grandeza $i_1(t)$ é a corrente que seria refletida de modo ideal para o secundário do TC, a qual é imposta pelo circuito primário. A corrente $i_2(t)$ alimenta os relés de proteção, ou *IEDs* (*Intelligent Electronic Devices*). Como foi exposto no Capítulo 2, no caso de ocorrer uma falta, $i_2(t)$ pode constituir uma reprodução muito distorcida de $i_{1F}(t)$. Isto ocorre quando o grau de saturação do núcleo se torna muito elevado, de modo que sua indutância diferencial L_m cai de modo drástico. Assim, praticamente toda a corrente $i_1(t)$ passa a circular pelo ramo de L_m , de modo que, nos intervalos de tempo em que isso ocorre, a corrente na carga passa a assumir valores muito reduzidos.

Para o circuito da Fig. 4.1, pode-se escrever:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = R i_2(t), \quad (4.2)$$

$$\lambda(t) = \lambda(t_0) + R \int_0^t i_2(t) dt. \quad (4.3)$$

Assim, um processo de correção da corrente no enrolamento secundário do TC pode ser efetivado através das seguintes etapas:

- Registro da forma de onda da corrente no secundário, i_2 , com uma taxa de amostragem adequada.
- Cálculo do fluxo de enlace no secundário, λ , calculado por (4.3), mediante o método de integração trapezoidal.
- Cálculo da corrente de magnetização, i_m , utilizando a curva de saturação do TC.
- Cálculo da corrente secundária corrigida, somando i_m à corrente i_2 registrada:

$$i_1(t) = i_2(t) + i_m(t). \quad (4.4)$$

O termo $\lambda(t_0)$ de (4.3) é o fluxo de enlace existente no núcleo imediatamente antes do defeito. Se o circuito primário já se encontra energizado durante a ocorrência do defeito, $\lambda(t_0)$ corresponde ao fluxo CA em estado estacionário senoidal, λ_{CA} , que é pequeno.

Em regime normal, os TCs de proteção operam com induções inferiores a 0,1 Tesla. As ligas Fe-Si modernas saturam com induções maiores que 1,6 Tesla. Porém, λ_{CA}

não pode ser desprezado, pois, quando o TC passa a operar na região saturada, pequenas variações de λ causam grandes variações de i_m . Em sistemas com religamento automático, $\lambda(t_0)$ pode corresponder ao fluxo residual λ_R no ponto de remanência do laço de histerese do TC. Ele pode corresponder a até 80% do fluxo na região de saturação completa, λ_S .

4.2 Detecção da Saturação por Diferenças de Terceira Ordem

Na Fig. 4.2 são mostradas as formas de onda da corrente secundária sem e com a presença do efeito da distorção causado pela saturação do núcleo magnético. Como foi explicado no Capítulo 2, percebe-se que a corrente secundária distorcida não se apresenta como uma cópia fiel da corrente primária.

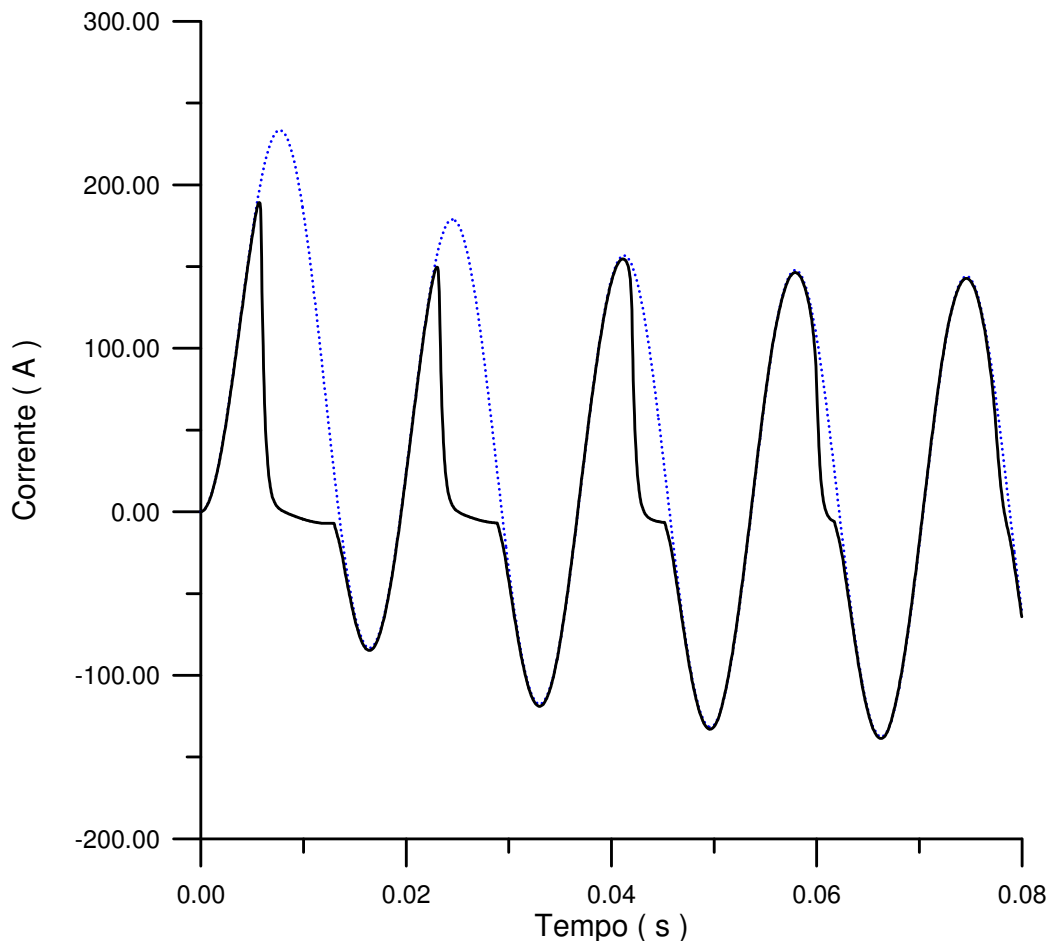


Fig. 4.2. Formas de onda da corrente secundária sem e com distorção.

A corrente no secundário, sem considerar a saturação, é dada por (HOROWITZ & PHADKE, 2008):

$$i_2(t) = A e^{-t/T_2} + B e^{-t/T_1} - C \text{sen}(\omega t - \theta - \varphi), \quad (4.5)$$

onde $T_1 = L_p / R_p$ é a constante de tempo do circuito primário, $T_2 = L_m / R$ é a constante de tempo do secundário e $\tan \varphi = \omega T_2$.

O primeiro e o segundo termo de (4.4) apresentam decaimento estabelecido pelas constantes T_1 e T_2 . A amplitude do termo senoidal é (HOROWITZ & PHADKE, 2008):

$$C = \sqrt{2} I_m \omega T_2 \cos \varphi = \sqrt{2} I_m \frac{\omega T_2}{\sqrt{1 + (\omega T_2)^2}} . \quad (4.6)$$

A forma discretizada de $i_2(t)$ pode ser obtida assumindo-se $t = nT$, ou seja:

$$i_2[n] = A e^{-nT/T_2} + B e^{-nT/T_1} - C \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{N} n - \theta - \varphi \right), \quad (4.7)$$

onde T é o período de amostragem e N é o número de amostras por ciclo.

Pontos de inflexão ocorrem na forma de onda da corrente secundária quando o TC entra e sai da região saturada. As funções diferenças de primeira, segunda e terceira ordem são usadas para detectar cada ponto de inflexão. Isto é então usado para determinar quando o sinal de corrente está distorcido.

A função diferença de primeira ordem é definida como a diferença entre uma amostra instantânea da corrente secundária e a amostra anterior a esta:

$$\operatorname{del}1[n] = i_2[n] - i_2[n-1], \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{del}1[n] = & A \left(1 - e^{-T/T_2} \right) e^{-nT/T_2} + B \left(1 - e^{-T/T_1} \right) e^{-nT/T_1} \\ & - C \left(2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{N} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{N} n - \theta - \varphi - \frac{\pi}{N} + \frac{\pi}{2} \right) . \end{aligned} \quad (4.9)$$

Escolhendo uma frequência de amostragem suficientemente alta, e sendo as constantes de tempo T_1 e T_2 grandes quando comparadas a T , é possível desprezar os termos exponenciais de (4.9). Assim, $\operatorname{del}1[n]$ é dada por:

$$\operatorname{del}1[n] \approx -C \left(2 \operatorname{sen} \frac{\pi}{N} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi}{N} n - \theta - \varphi - \frac{\pi}{N} + \frac{\pi}{2} \right). \quad (4.10)$$

Calculando o valor absoluto da função $\operatorname{del}1$ aplicada aos pontos das duas curvas da Fig. 4.2, são obtidas as curvas da Fig. 4.3 e Fig. 4.4.

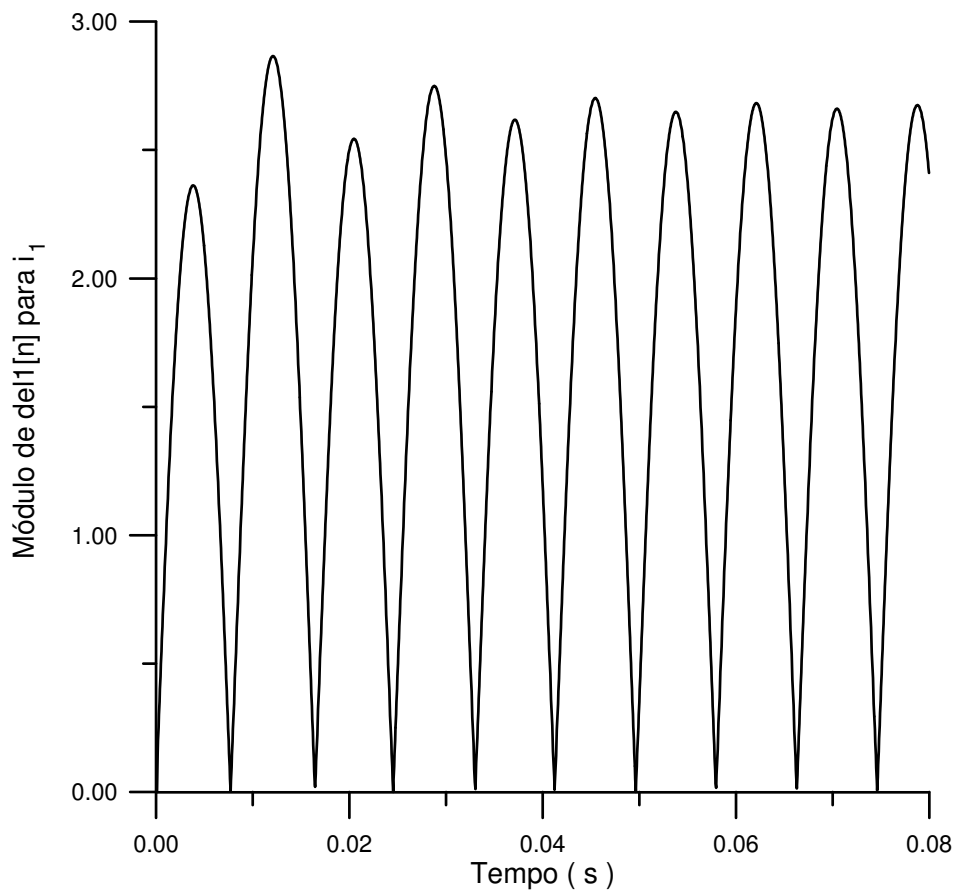


Fig. 4.3. Módulo da função $del1$ para a corrente secundária não distorcida

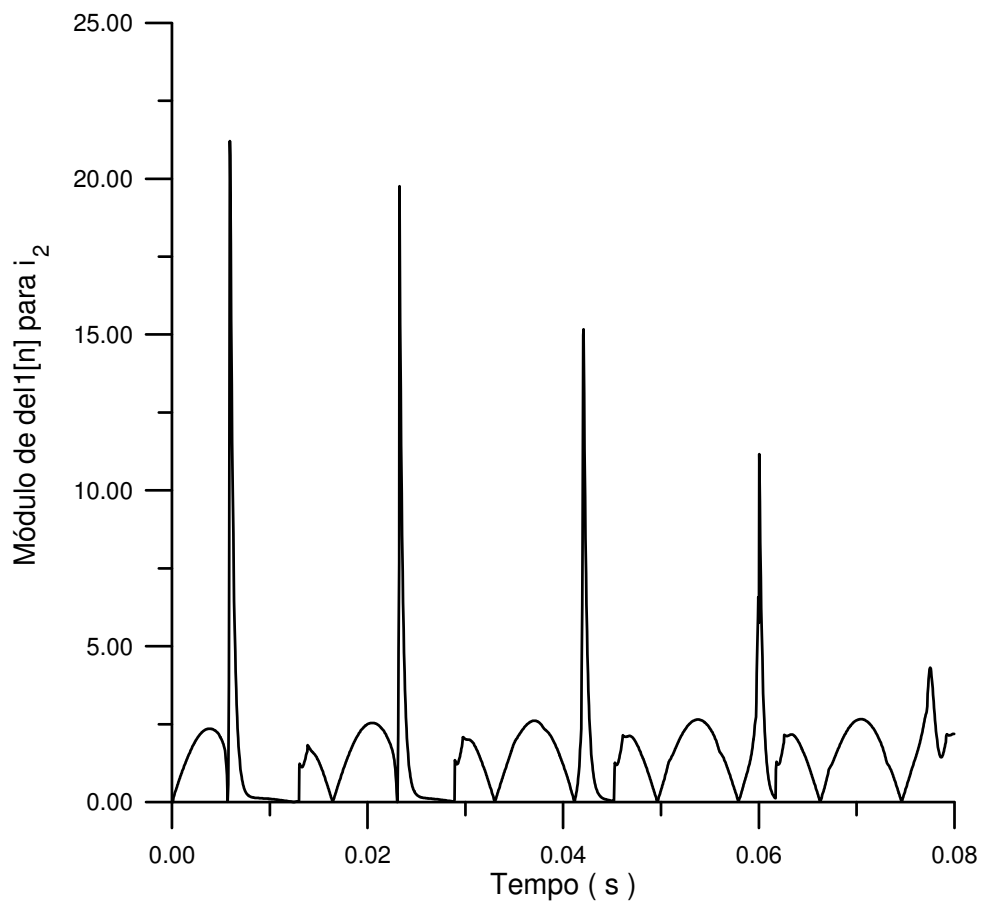


Fig. 4.4. Módulo da função $del1$ para a corrente secundária distorcida.

Como se pode observar na expressão (4.10) e na Fig. 4.3, o comportamento da função $del1$ é periódico e os valores máximos alcançados em cada período são aproximadamente iguais e de pequena amplitude. Isso se deve ao fato de que amostras consecutivas estão relativamente próximas na curva de corrente não distorcida, resultando em pequenas diferenças amostrais. Na verdade, quanto maior for a frequência de amostragem, mais próximas as amostras estarão, e conseqüentemente, menores serão os valores de pico de $del1$.

No caso da corrente secundária distorcida, observa-se na Fig. 4.5 que a função $del1$ atinge valores máximos bem maiores que no caso da Fig. 4.3. Além disso, esses valores máximos ocorrem nos pontos de inflexão do sinal de corrente secundária.

Ao escalonar adequadamente a função $del1$ obtida nesse último caso, e sobrepô-la à curva de corrente secundária distorcida, obtém-se a Fig. 4.5.

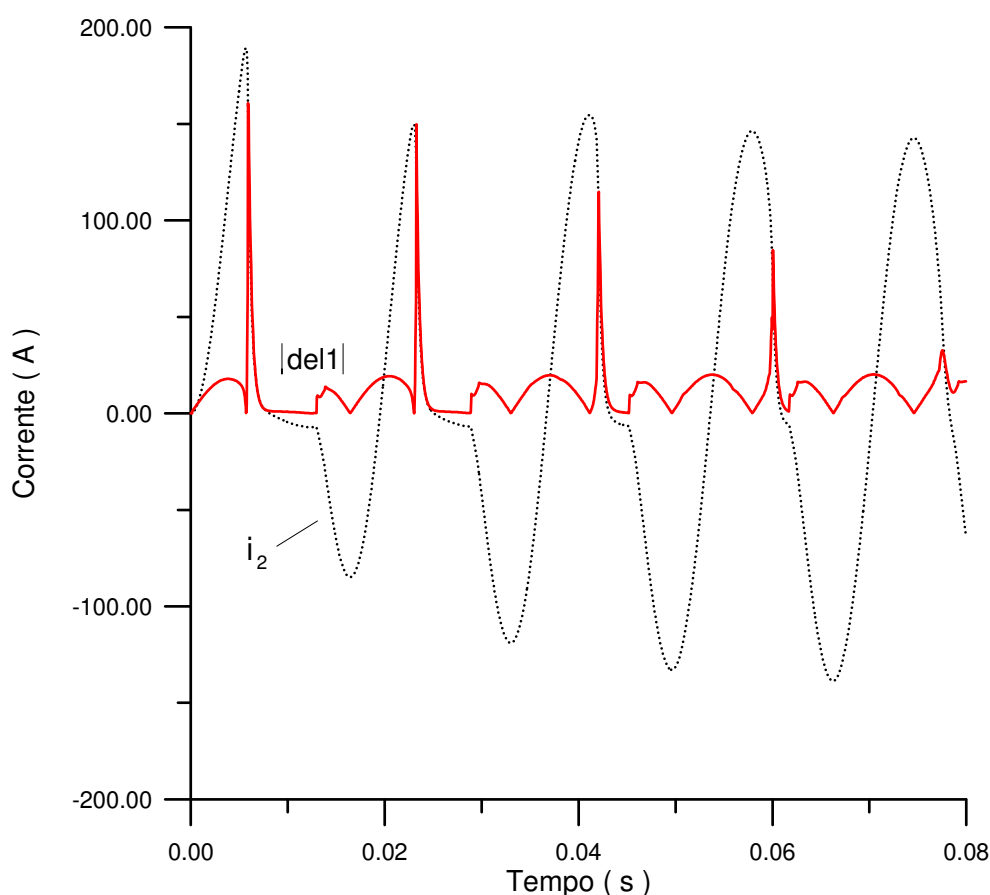


Fig. 4.5. Curvas da corrente secundária distorcida e do módulo de $del1$ escalonado.

Observa-se que os pontos de inflexão de $del1$ ocorrem no início e no fim das regiões saturadas da curva. Os picos surgem devido à grande variação de corrente entre o primeiro ponto da região saturada e o último ponto da região não-saturada, o que não ocorre nas demais regiões, onde as variações são suaves. Para faltas de longa distância, os picos de $del1$ assumem pequenos valores, pois a distorção da corrente

secundária se torna menos pronunciada na medida em que os níveis de corrente de falta são reduzidos.

A função diferença de segunda é definida como:

$$del2[n] = del1[n] - del1[n-1] = i_2[n] - 2i_2[n-1] + i_2[n-2]. \quad (4.11)$$

De acordo com a Fig. 4.6, a função $del2$ converte os pontos de inflexão na curva da corrente secundária em impulsos que surgem sempre que o TC entra ou sai do estado de saturação. Assim, essa função pode ser usada como detector de saturação.

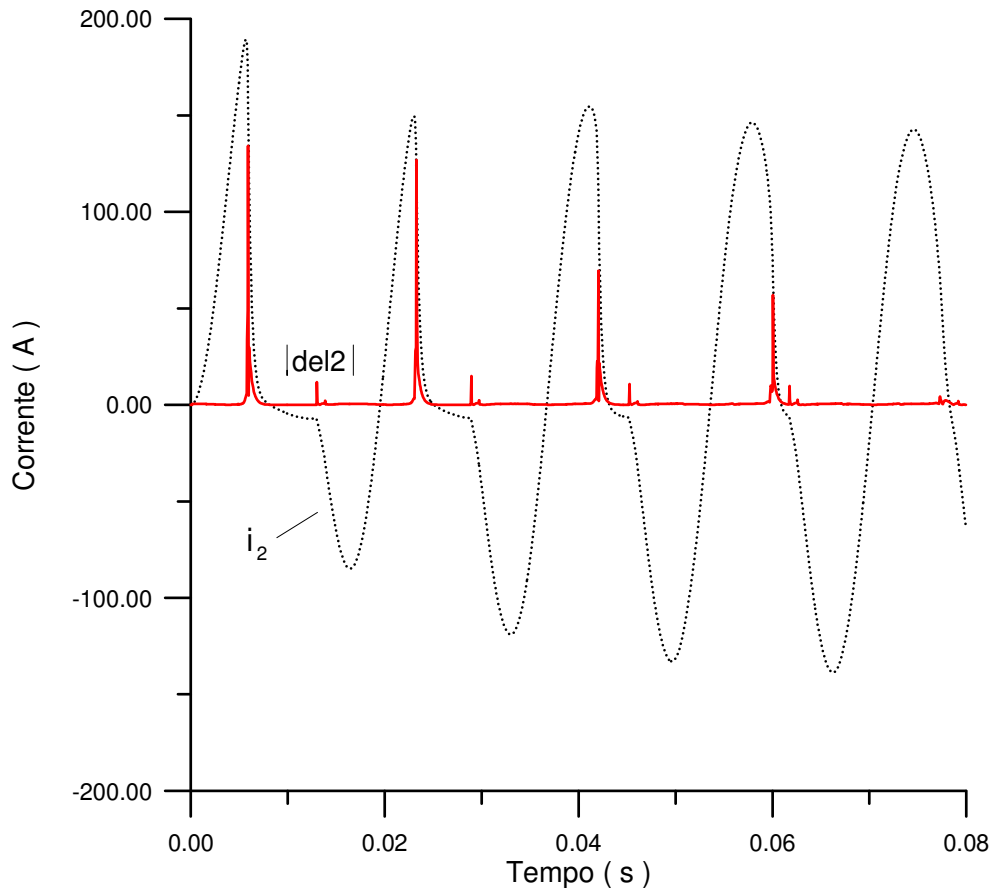


Fig. 4.6. Curva de corrente secundária distorcida e do módulo de $del2$ escalonado.

O critério de estabelecimento dos estados de transição entre regiões saturadas e não saturadas pode ser um dos seguintes (KANG *et al.*, 2005):

$$|del2[n]| > Th2, \quad (4.12)$$

$$Th2 = k\sqrt{2} I_{fm} |2 \text{sen}(\pi/N)|^2, \quad (4.13)$$

onde I_{fm} é o máximo valor eficaz da corrente de defeito e k é um fator que leva em consideração a sensibilidade da detecção e o comportamento do filtro passa-baixas (*anti-aliasing* e rejeição de ruídos espúrios) usado no sistema de aquisição dos dados. O filtro possui a propriedade de suavizar a amplitude dos pulsos observados na função

diferença de segunda ordem. A frequência de corte deve ser calculada de modo que apresente um valor igual ou inferior à metade da taxa de amostragem utilizada (critério de Nyquist).

O mesmo procedimento descrito para a função diferença de segunda ordem é aplicado à função diferença de terceira ordem, dada por:

$$del3[n] = del2[n] - del2[n-1] = i_2[n] - 3i_2[n-1] + 3i_2[n-2] - i_2[n-3]. \quad (4.14)$$

Analogamente, o critério de estabelecimento dos estados de transição entre regiões saturadas e não saturadas é dado pelas seguintes expressões (KANG *et al.*, 2005):

$$|del3[n]| > Th3, \quad (4.15)$$

$$Th3 = k\sqrt{2} I_{fm} |2 \text{sen}(\pi/N)|^3. \quad (4.16)$$

Na Fig. 4.7 é mostrado o comportamento da função $del3$ nos limites das regiões de saturação e de não-saturação.

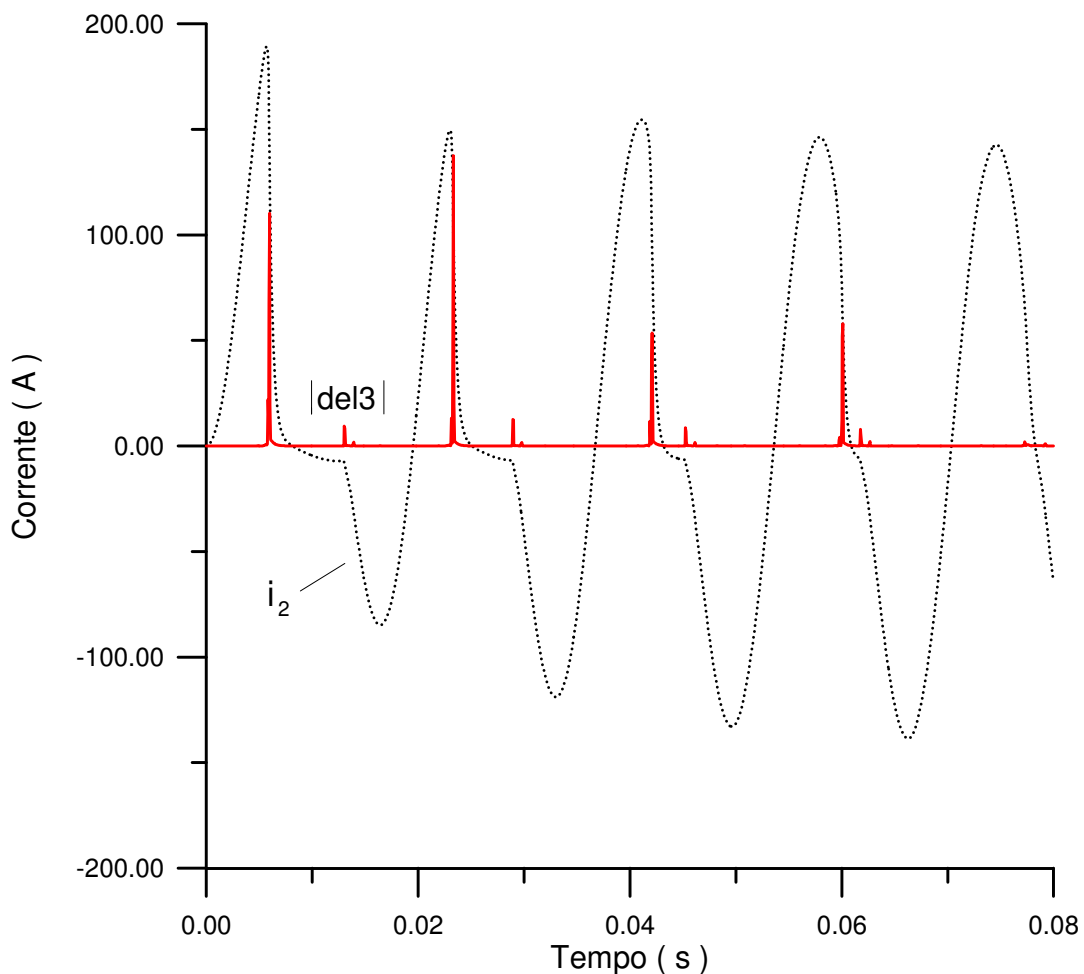


Fig. 4.7. Curva de corrente secundária distorcida e do módulo de $del3$ escalonado.

4.3 Correção da Corrente Secundária - Método da Corrente de Magnetização

Após a identificação do instante de início da saturação através das funções $del2$ e/ou $del3$, o processo de correção da corrente distorcida é efetuado. Como foi descrito anteriormente, o método de correção baseia-se na estimação da corrente de magnetização para cada amostra do sinal de corrente secundária. Para isso, calcula-se o fluxo correspondente a cada instante de amostragem mediante (4.3). Aplicando-se $\lambda(t)$ calculado para cada amostra, determina-se $i_m(t)$ com o uso da curva de saturação do TC. A corrente $i_m(t)$, somada à corrente medida $i_2(t)$, resulta na corrente secundária que seria obtida caso não houvesse saturação.

Uma dificuldade apresentada pelo método é a obtenção de $\lambda(t_0)$, correspondente ao fluxo inicial no momento da detecção da saturação. Considerando a onda de corrente da Fig. 4.8 (a), assume-se que a saturação se inicia em $n = m$ e que $i_{21}[n]$ e $i_{22}[n]$ são, respectivamente, as correntes secundárias antes e durante a saturação. Assim, $i_{21}[m] = i_{22}[m]$, mas $i_{21}[m+1] \neq i_{22}[m+1]$. É importante observar que $i_{21}[m+1]$ não é uma amostra real, mas uma amostra fictícia que seria obtida caso não houvesse saturação.

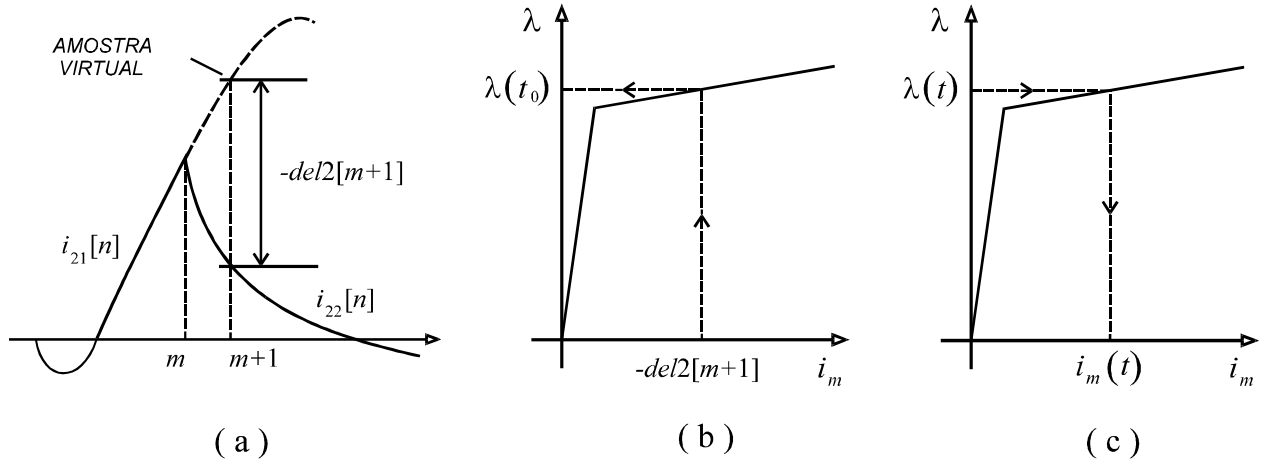


Fig. 4.8. Descrição do processo de cálculo do fluxo inicial $\lambda(t_0)$ no núcleo do TC.

Da Fig. 4.8(a) e de (4.11), tem-se:

$$del2[m+1] = i_{22}[m+1] - 2i_{22}[m] + i_{21}[m-1] = i_{22}[m+1] - 2i_{21}[m] + i_{21}[m-1]. \quad (4.17)$$

Porém, se não houvesse saturação, poderia ser escrito para $n = m + 1$:

$$i_{21}[m+1] - i_{21}[m] \approx i_{21}[m] - i_{21}[m-1] \therefore i_{21}[m+1] - 2i_{21}[m] + i_{21}[m-1] \approx 0. \quad (4.18)$$

$$2i_{21}[m] - i_{21}[m-1] = i_{21}[m+1]. \quad (4.19)$$

Substituindo (4.19) em (4.17), tem-se:

$$-del2[m+1] = i_{21}[m+1] - i_{22}[m+1]. \quad (4.20)$$

Assim, conclui-se que o valor $-del2[m+1]$ corresponde aproximadamente à corrente de magnetização i_m no início da saturação. De acordo com a Fig. 4.8 (b), com este valor encontrado, o fluxo inicial $\lambda(t_0)$ é determinado a partir da curva de saturação. Vale salientar que este procedimento também leva em consideração o fluxo residual no núcleo, caso exista. Para as amostras seguintes, $\lambda(t)$ é calculado conforme (4.3), e para cada valor, determina-se $i_m(t)$ como mostrado na Fig. 4.8(c).

4.4 Critérios de Avaliação do Desempenho do Método

Alguns casos foram simulados para verificar o desempenho dos métodos de identificação da saturação e correção da corrente secundária apresentados. O desempenho dos métodos é medido tomando-se como referência os valores da corrente secundária distorcida e não-distorcida, comparadas à corrente primária.

Como os maiores afetados pela saturação dos TCs são os relés de proteção, e esses por sua vez atuam segundo valores *RMS* ajustados previamente, um dos critérios de avaliação do desempenho é o cálculo do valor *RMS* das correntes primária e secundárias com e sem distorção. O valor *RMS* é calculado por:

$$I_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i(n)^2 \right)}. \quad (4.21)$$

O outro critério de avaliação do desempenho do TC é o erro amostral, $\varepsilon\%$, dado por:

$$\varepsilon\% = \frac{K_N i_2' - i_{1F}}{\sqrt{2} I_1} \cdot 100, \quad (4.22)$$

onde K_N é a relação de transformação, i_2' é a corrente corrigida, i_{1F} é a corrente primária de falta e I_{1F} é o valor *RMS* desta corrente em regime sustentado.

4.5 Sistema para Modelagem e Testes

O sistema usado para teste e avaliação da metodologia de identificação da saturação e correção da corrente secundária é mostrado na Fig. 4.9. Trata-se de uma linha de transmissão de 345 kV cujos dados de sequência positiva são descritos a seguir.

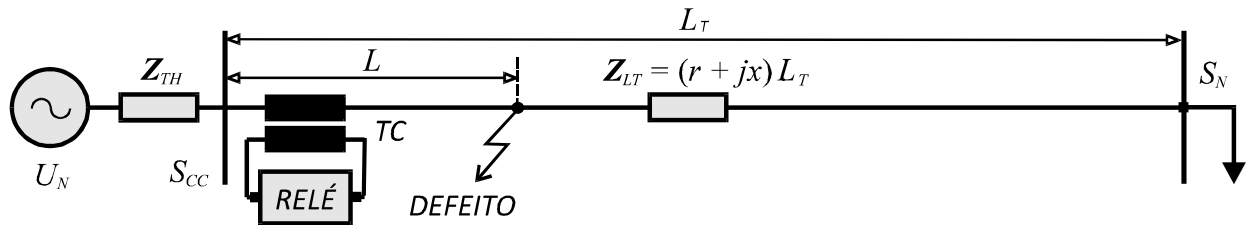


Fig. 4.9. Sistema elétrico usado para testes e avaliação.

- Comprimento total, L_T : 98 km.
- Tensão nominal, U_N : 345 kV.
- Corrente nominal, I_N : 1600 A.
- Resistência em série por km, r : 0,041 Ω /km.
- Reatância em série por km, x : 0,388 Ω /km.
- Ângulo, θ : 84°.
- Corrente de curto-circuito no barramento de saída, I_{CC} : 33,5 kA.
- Potência de curto-circuito no barramento emissor, S_{CC} : 20 GVA.
- Impedância de curto-circuito no barramento emissor, Z_{TH} : 0,622+ j 5,918 Ω .
- Carga ligada ao barramento receptor, S_N : 956 MVA, $FP \cong 1$.
- Impedância equivalente ligada ao barramento receptor, Z_N : 124,5 Ω .

Na Fig. 4.10 é mostrado o circuito monofásico equivalente para simulação do sistema antes da ocorrência da falta.

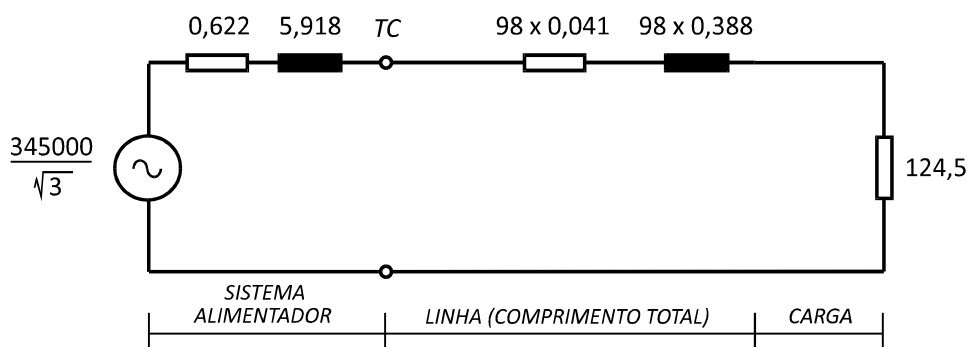


Fig. 4.10. Circuito monofásico equivalente para simulação do sistema.

Considera-se agora uma falta simétrica ocorrida em um ponto P situado a uma distância L do barramento emissor. A distância L pode variar de 0 (zero), caso em que a falta ocorre no barramento emissor, até 98 km, caso em que a falta ocorre no barramento receptor. Na Fig. 4.11 é mostrado o circuito monofásico equivalente para a simulação do sistema imediatamente após a ocorrência da falta. A linha de transmissão é representada por sua impedância equivalente Z_L relativa ao comprimento L .

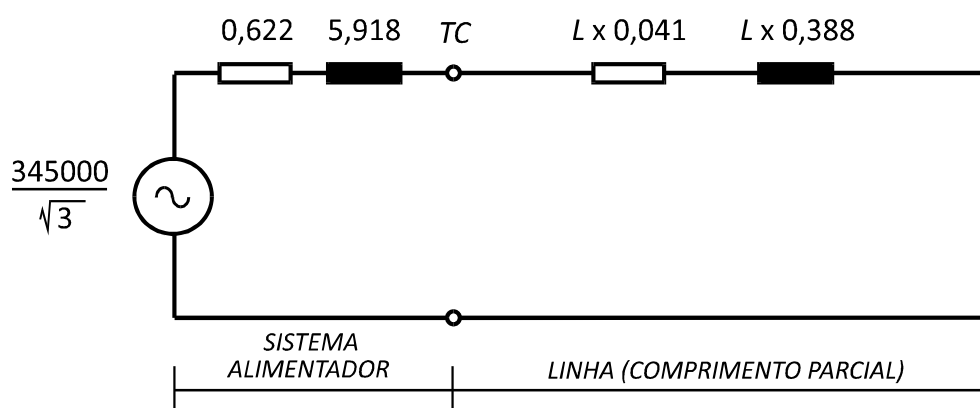


Fig. 4.11. Circuito monofásico equivalente para simulação do sistema após a falta.

Embora no Capítulo 3 tenha sido apresentado um modelo de TC que leva em consideração o comportamento da histerese, verifica-se que, em aplicações em tempo real, a carga de processamento matemático se torna excessiva. Assim, a representação da característica de magnetização do núcleo é feita exclusivamente pela curva de saturação. Isto se justifica pelo fato de que nas regiões de saturação mais extremas, onde o efeito da saturação é evidenciado, as trajetórias dentro do laço maior são coincidentes com a curva de magnetização.

O TC considerado possui as seguintes características (KANG *et al.*, 2004):

- Relação de transformação: 2000/5.
- Carga nominal no secundário: 4 Ω , fator de potência variável (C400).
- Resistência do enrolamento secundário: 0,61 Ω .
- Reatância de dispersão do enrolamento secundário: 0,3 Ω .
- Fator de sobrecorrente: 20.

A curva de saturação foi levantada a partir da Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Pontos da curva de saturação λ versus i (valores de pico).

CORRENTE (A)	0,125	0,23	0,5	1,0	1,5	2,047	3
FLUXO DE ENLACE (V.s)	1,0	1,2	1,4	1,46	1,5	1,512	1,52

Com esses pontos, foi ajustada a curva da Fig. 4.12, dada pelas seguintes funções:

$$\lambda = 0,982 \arctg(13,8 i) \quad , \quad \text{para } -10 \leq i \leq 10 \quad (4.23)$$

$$\lambda = 0,000777 (i - 10) + 1,535406175 \quad , \quad \text{para } i > 10 \quad (4.24)$$

$$\lambda = 0,000777 (i + 10) - 1,535406175 \quad , \quad \text{para } i < -10 \quad (4.25)$$

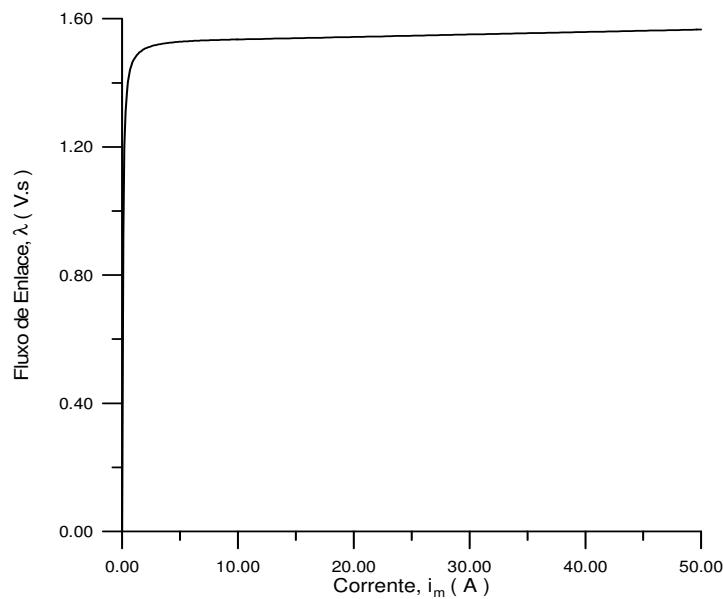


Fig. 4.12. Curva de saturação do TC considerado.

Os pontos além dos fornecidos na Tabela 4.1 foram estimados considerando a linha do entreferro. A curva foi ajustada através do *software LabFit*, disponível na Internet.

4.6 Resultados Obtidos

4.6.1 Considerações Gerais.

Nas simulações a seguir, considera-se uma carga puramente resistiva de $3,42 \Omega$ no secundário do TC. A taxa de amostragem é de 256 amostras por ciclo. Após três ciclos em regime permanente, é simulada uma falta com ângulo de incidência de 0° . Os instantes de saturação são detectados pelo módulo da função $del/3$. São observadas a corrente secundária distorcida e a corrente secundária corrigida, as quais são comparadas com a corrente primária. Também são calculados o erro transitório e os valores *RMS* das correntes.

4.6.2 Falta a 2 km do Barramento Emissor

Para essa falta, considerou-se $Th3 = 4$ em (4.16). Observando-se a Fig. 4.13, percebe-se que a correção se dá de forma satisfatória. A função degrau mostrada no primeiro gráfico mostra apenas o instante em que ocorre a detecção da saturação da corrente secundária. O erro transitório máximo registrado foi de 3,52%. O erro obtido é causado devido à estimação do fluxo inicial na região saturada. Nessa região, qualquer pequena diferença na determinação do fluxo produz uma grande diferença na corrente de magnetização devido à característica de excitação do núcleo. No gráfico dos valores *RMS* percebe-se a tendência do sinal corrigido em seguir o sinal original sem distorção.

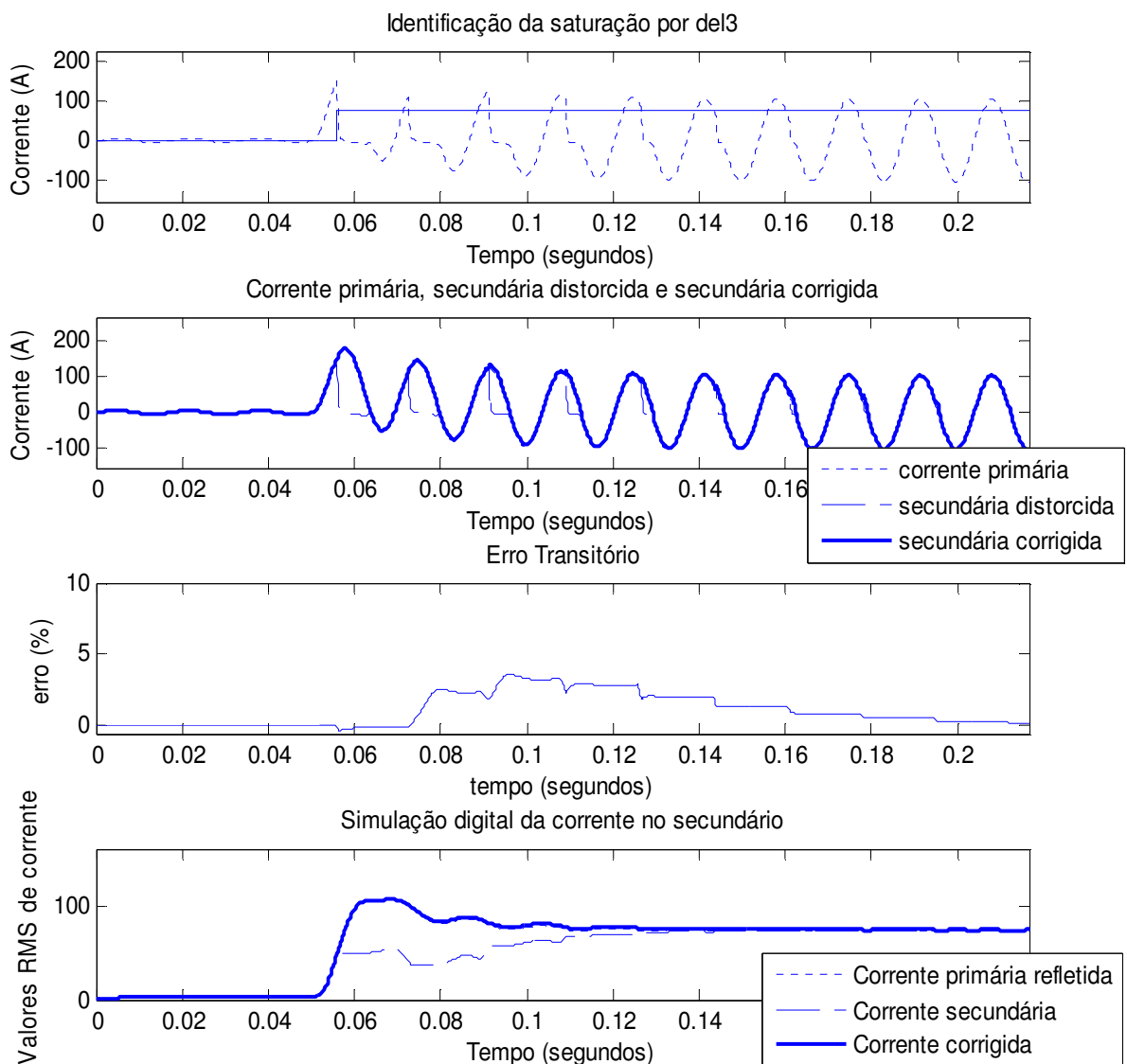


Fig. 4.13. Análise para falta a 2 km do barramento emissor.

4.6.3 Falta a 20 km do Barramento Emissor

Neste caso, considerou-se $Th3 = 4$ em (4.16). A identificação do instante de saturação ocorre corretamente, como mostra o primeiro gráfico da Fig. 4.14. A correção se dá de forma satisfatória. O valor absoluto do erro transitório máximo registrado foi de 3,27%.

Em relação aos os valores *RMS*, também se verifica a tendência do sinal corrigido seguir o sinal original sem distorção.

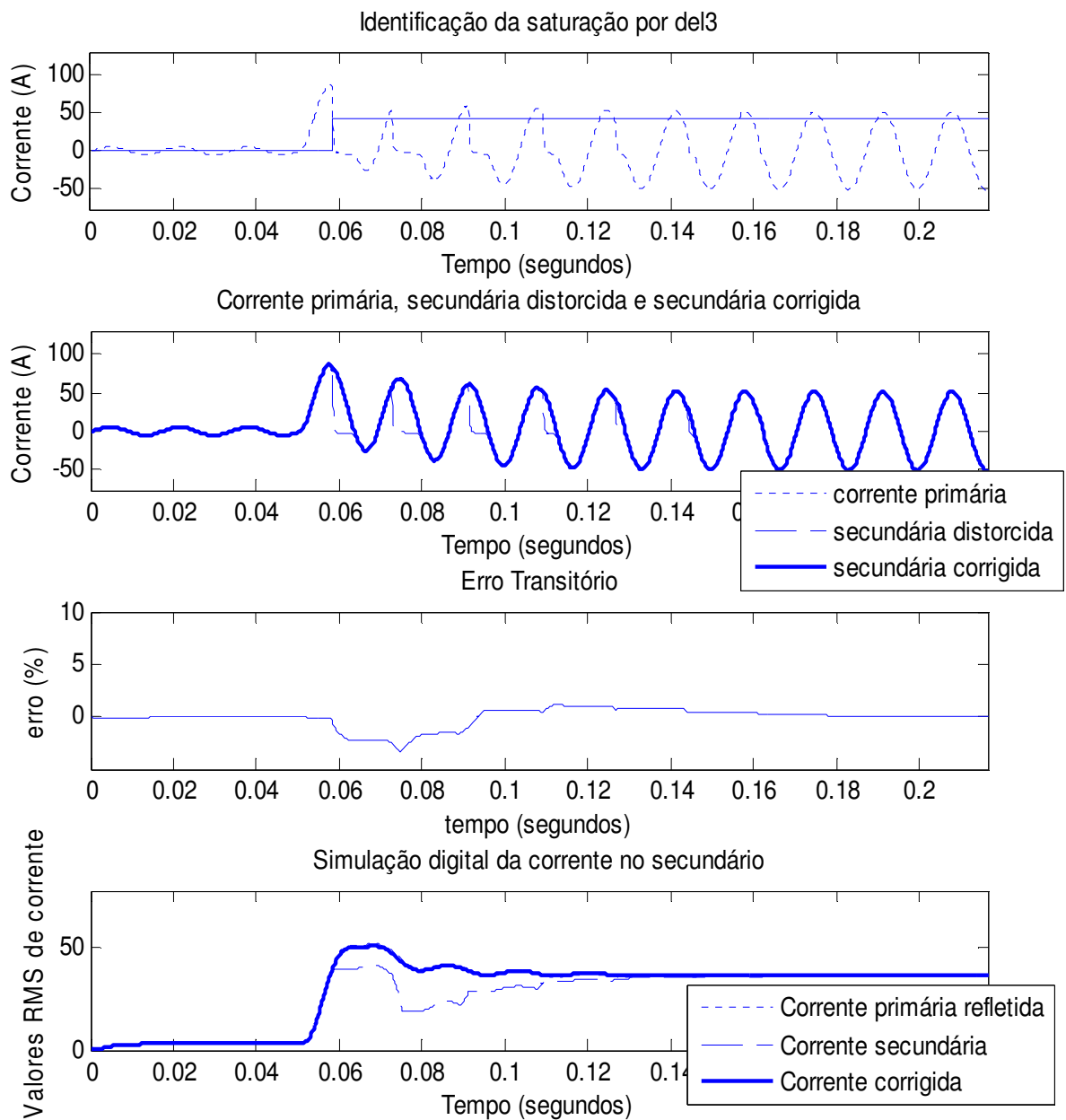


Fig. 4.14. Análise para falta a 20 km do barramento emissor.

4.6.4 Falta a 40 km do Barramento Emissor

Para essa falta, de (4.15), considerou-se $Th3 = 0,5$. A mudança do valor do limiar de identificação da saturação é necessária devido aos níveis de corrente alcançados serem menores que nos casos anteriores. Uma das limitações desse método de identificação é a necessidade de adaptação do valor do limiar que muda de acordo com o local da falta. Como a priori o local da falta é uma variável estocástica, não há como se estabelecer um critério robusto de adaptação do valor de $Th3$ em toda extensão da linha. Apesar da identificação do instante de saturação ainda ocorrer corretamente, como mostra o primeiro gráfico da Fig. 4.15, a correção não se dá de forma satisfatória. O valor absoluto do erro transitório máximo registrado foi de 48,67%.

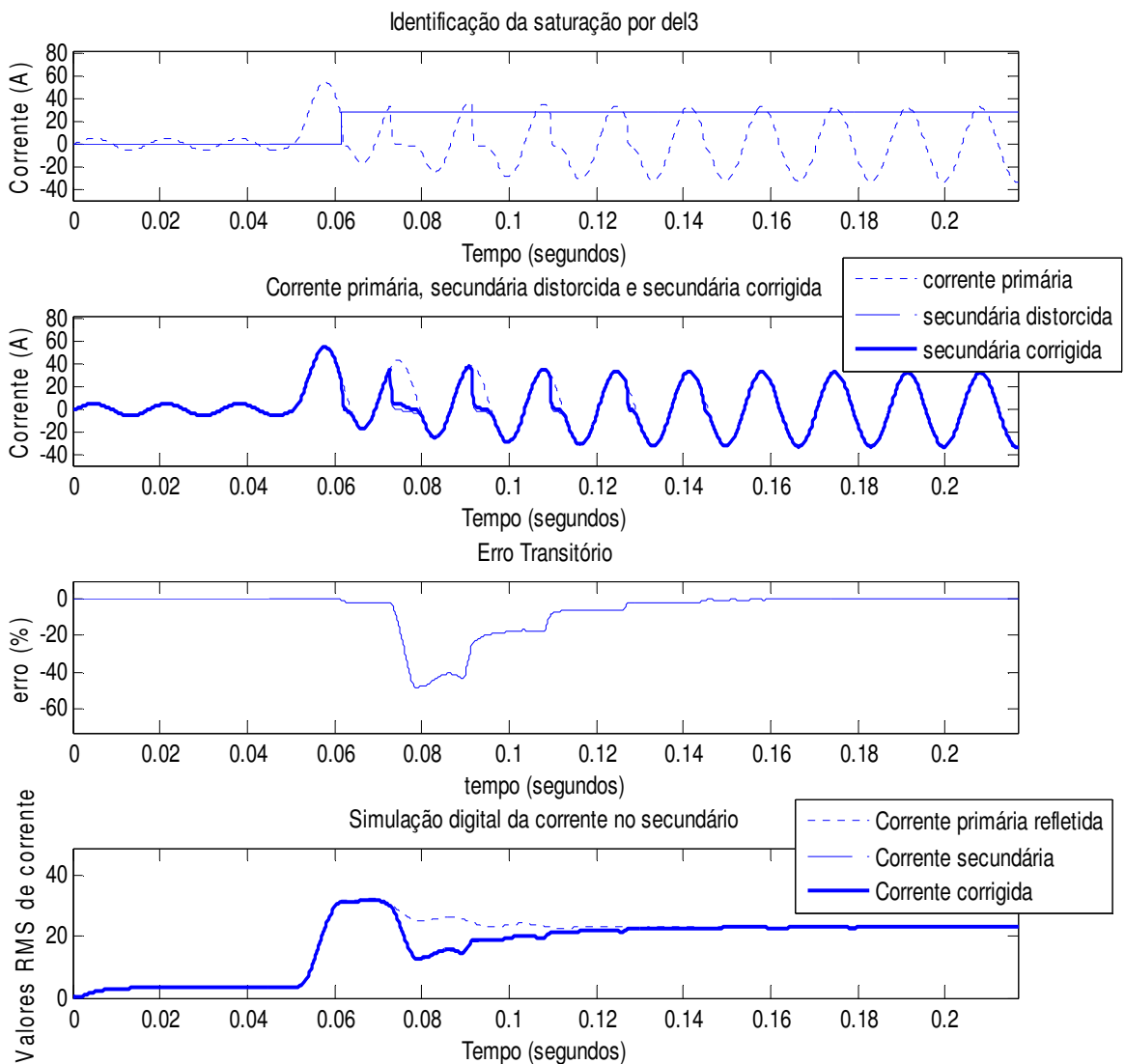


Fig. 4.15. Análise para falta a 40 km do barramento emissor

4.6.5 Falta a 60 km do Barramento Emissor

Agora foi considerado $Th3 = 0,5$ em (4.15). A saturação da onda de corrente secundária só ocorre a partir do segundo ciclo após a ocorrência da falta. A identificação do instante de saturação ainda se verifica do modo correto, como mostra o primeiro gráfico da Fig. 4.16. Entretanto, a correção não é satisfatória. O valor absoluto do erro transitório máximo registrado foi de 21,18%. O menor valor do erro transitório da falta a 60 km quando comparada à falta a 40 km decorre do fato de que, para o caso em 60 km, os níveis de saturação são menos intensos, uma vez que os níveis de corrente são menores, e por consequência, os níveis de fluxo imposto no núcleo do TC são também menores.

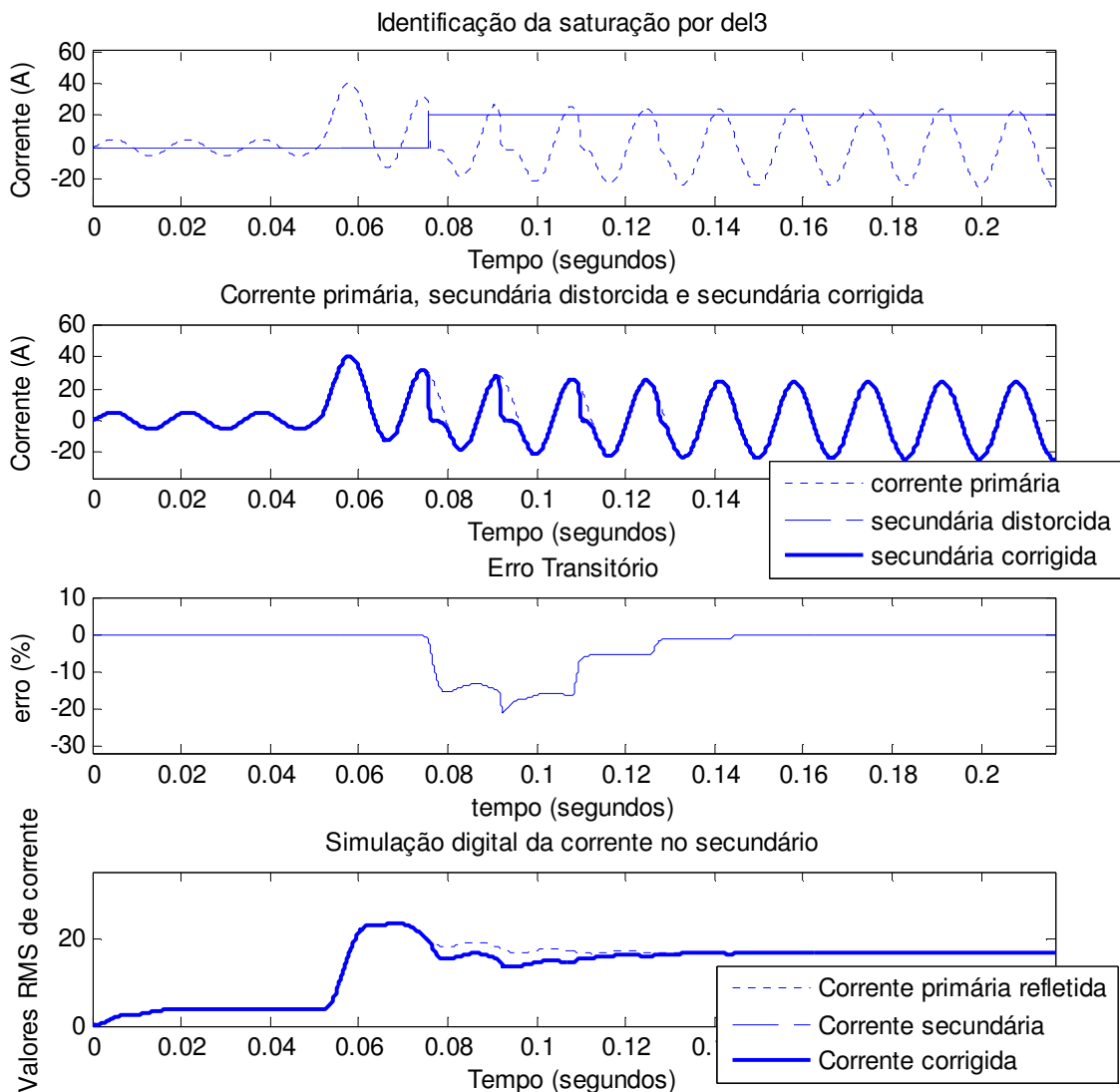


Fig. 4.16. Análise para falta a 60 km do barramento emissor.

4.7 Análise dos Resultados Obtidos

O método de detecção da saturação a partir da função $del3$ se mostrou eficiente para todos os casos, inclusive para casos não mostrados. Apesar da necessidade de mudança do valor do limiar $Th3$ para se adaptar aos níveis de corrente, a detecção é confiável em toda extensão da linha.

Como foi citado no caso da falta a 40 km do barramento emissor, é necessário um algoritmo que garanta a adaptabilidade do valor de $Th3$ para diferentes pontos de falta. Uma alternativa para esse algoritmo seria detectar os níveis alcançados pela corrente secundária, o que está diretamente ligado ao ponto do defeito. Porém, observa-se que a saturação para pontos próximos ao barramento emissor ocorre já no primeiro ciclo após a falta. Assim, seria necessário adaptar o valor de $Th3$ e usar esse valor como detector de saturação no mesmo ciclo do sinal de corrente. Isso pode causar retardamento na atuação do relé, comprometendo o método.

Quando a falta ocorre em pontos mais distantes do barramento emissor, a detecção ainda se realiza de forma satisfatória. Porém, o mesmo não ocorre com o processo de correção. Uma análise do valor do fluxo inicial estimado a partir do valor de $-del2$, tomado como corrente de magnetização no início da saturação, mostra que a estimativa é diferente daquela necessária para uma correção satisfatória. Apesar da diferença entre o valor estimado e o valor real esperado ser pequena, essa discrepância ocorre na região saturada da curva de magnetização, o que faz com que os valores de fluxo posteriormente calculados resultem em valores muito diferentes do esperado da corrente de magnetização, comprometendo o processo de correção nos ciclos seguintes. Desse modo, apesar da fundamentação do método ser simples e elegante, o sucesso da correção não é garantido em todos os casos.

A aproximação feita em (4.18) é a origem do erro na estimativa do fluxo inicial, pois os valores da corrente de magnetização são drasticamente afetados por pequenas diferenças na estimativa do fluxo inicial na região saturada da curva de magnetização. Assim, torna-se necessário adotar uma estratégia diferente daquela baseada no valor de $-del2$ para estimativa do citado fluxo.

4.8 Método de Detecção e Correção Proposto

Foi visto que o sucesso da correção da corrente secundária é extremamente dependente da determinação do fluxo inicial após a detecção da saturação.

Na metodologia proposta, é necessário que o TC possua um terceiro enrolamento, onde não haja circulação de corrente, como é mostrado na Fig. 4.17. Esse tipo de TC é facilmente encontrado no mercado, pois os fabricantes disponibilizam modelos com múltiplos enrolamentos. Ademais, as próprias concessionárias podem especificar tal característica na proposta de aquisição desses dispositivos.

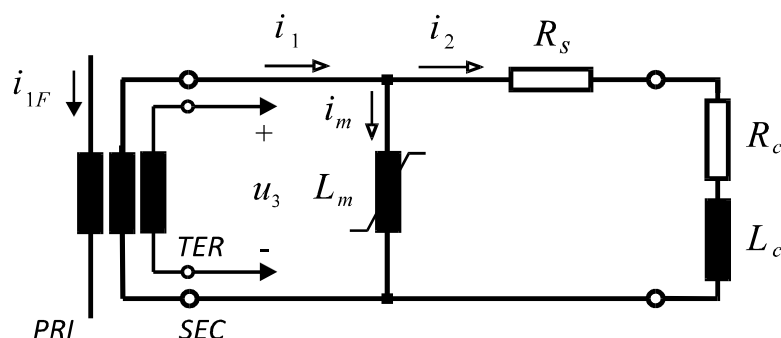


Fig. 4.17. Circuito equivalente do TC considerado nos ensaios.

Para o circuito da Fig. 4.17, tem-se:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = u_3(t), \quad (4.26)$$

$$\lambda(t) = \lambda(t_0) + \int_0^t u_3(t) dt, \quad (4.27)$$

$$i_m(t) = f(\lambda), \quad (4.28)$$

$$i_1(t) = i_m(t) + i_2(t). \quad (4.29)$$

A seguir, as seguintes simplificações são assumidas:

- A reatância de dispersão do enrolamento secundário e a reatância da fiação entre o TC e o relé são desprezíveis, face aos baixos valores da frequência e das respectivas indutâncias. Ainda que a reatância dos relés digitais modernos também seja desprezível, considera-se a componente indutiva da carga ligada ao secundário, L_c .
- As propriedades do núcleo magnético são representadas apenas pela curva de saturação λ versus i_m (fluxo de enlace no secundário versus corrente de magnetização, em valores de pico). Assim, a histerese e as perdas dinâmicas (parasíticas e anômalas) não são consideradas.

- O enrolamento terciário, superposto ao secundário e com mesmo número de espiras, é constituído por fio de pequena área de seção reta, no qual a corrente circulante é praticamente nula. Sua finalidade é fornecer a tensão u_3 que será integrada analogicamente para determinação do fluxo inicial no núcleo do TC. A tensão induzida u_3 também é usada para calcular numericamente o fluxo nos instantes subsequentes à falta.

Desse modo, não é necessário conhecer a carga do TC e nem a impedância própria do enrolamento secundário, que seria necessário para calcular o fluxo usando (4.3). Além disso, o terceiro enrolamento é de construção mais simples que o enrolamento secundário, pois, não há circulação de corrente.

Na Fig. 4.18 é mostrado o esquema proposto para determinação do fluxo inicial e correção da corrente secundária distorcida.

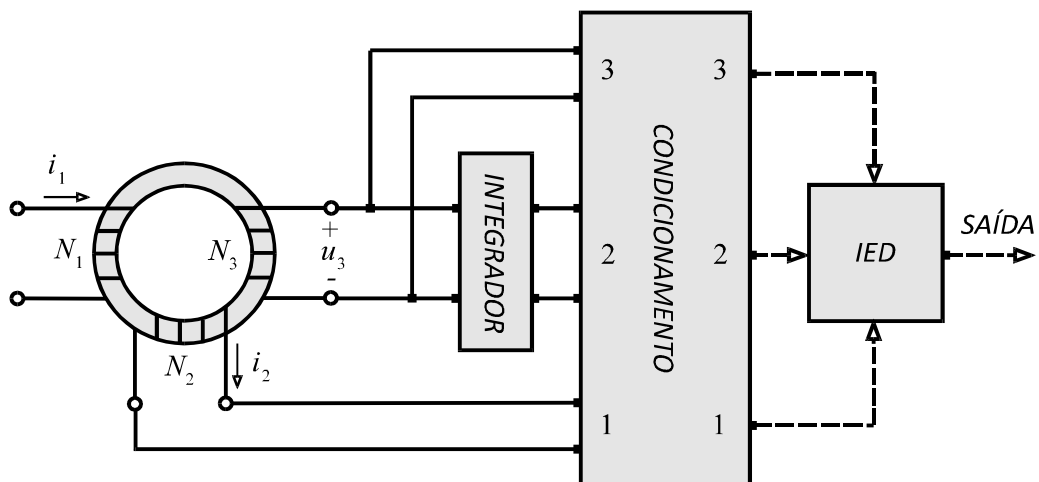


Fig. 4.18. Esquema proposto para determinação do fluxo inicial e correção da corrente secundária.

O sistema de condicionamento de sinais na Fig. 4.19 possui três entradas numeradas de 1 a 3, bem como três saídas correspondentes, que são ligadas às entradas do IED. A corrente no enrolamento secundário, de N_2 espiras, é aplicada na entrada 1 do módulo de condicionamento e transformada em tensão proporcional. O terceiro enrolamento do TC (terciário), com N_3 espiras, é conectado através de um circuito integrador analógico à entrada 2, com a finalidade de medir o fluxo no núcleo no instante de identificação do defeito. Esse integrador é calculado de tal forma que a corrente no enrolamento seja praticamente nula. Também, a tensão do terciário é fornecida à entrada 3, sendo usada para a integração numérica mediante uso do IED,

de modo a proporcionar os valores de corrente de magnetização necessários ao processo de correção da corrente i_2 .

Como não há corrente circulante no terceiro enrolamento, a integral da tensão fornece diretamente o fluxo no núcleo do TC. Essa é uma vantagem da metodologia proposta em relação à técnica anterior, pois o fluxo inicial é medido diretamente na saída do integrador analógico, e não estimado pelas diferenças de segunda ordem, as quais proporcionaram resultados erráticos.

Outra vantagem é que não é necessário o conhecimento da carga ligada ao secundário do TC e nem da impedância do enrolamento secundário para calcular a tensão do ramo de magnetização pela lei de ohm. No método anteriormente considerado, isso constitui uma significativa causa de erros, pois nem sempre essas impedâncias são determinadas de forma precisa. Além disso, qualquer alteração das mesmas requer modificações nos ajustes do *IED*.

A tensão no terceiro enrolamento é fornecida à entrada 3 do condicionador de sinais para garantir o cálculo posterior do fluxo durante a falta, visto que, após a ocorrência da falta, o integrador analógico só proporciona valores adequados de fluxo por um tempo máximo correspondente a 1/8 de ciclo de 60 Hz, aproximadamente, como será visto no Capítulo 5.

A detecção da falta é feita tomando-se como base o valor da corrente secundária (entrada 1 do condicionador). Após i_2 atingir um limiar que caracterize uma falta, a tensão na saída do integrador analógico (entrada 2 do condicionador) é registrada. Neste processo, são testadas três amostras consecutivas de corrente, a fim de evitar acionamentos indevidos do processo de correção. Assim, a tensão de saída do integrador analógico corresponde ao fluxo nesse instante. A partir desse valor, integra-se a tensão no terceiro enrolamento (entrada 3 do condicionador) para se obter o fluxo nos instantes subsequentes. Com o valor do fluxo calculado, usa-se a característica de magnetização do TC para se obter a corrente de magnetização. Finalmente, soma-se o valor encontrado à corrente secundária medida.

De forma resumida, o processo de correção da corrente secundária distorcida no enrolamento secundário do TC pode ser efetivado através das seguintes etapas:

- Registro da onda da corrente no enrolamento secundário, i_2 , e da tensão induzida no enrolamento terciário, u_3 .

- Registro da onda da integral da tensão u_3 mediante integrador analógico ligado ao enrolamento terciário, o que permite medir de forma precisa o fluxo no núcleo do TC em regime normal e logo após a ocorrência do defeito.
- Caso três amostras consecutivas da corrente apresentem valores maiores que 50% da corrente de carga máxima refletida para o secundário, é iniciado o cálculo do fluxo de enlace no secundário, λ , mediante (4.27), aplicando-se o método de integração trapezoidal.
- Cálculo da corrente de magnetização, i_m , utilizando-se a curva de magnetização do TC, descrita por (4.28).
- Cálculo da corrente secundária corrigida, somando i_m à corrente i_2 registrada, como é determinado por (4.29).

Capítulo 5

Ensaio para Correção de Distorções em Correntes no Enrolamento Secundário

Neste capítulo, a proposta alternativa de identificação e correção da corrente secundária apresentada no final do capítulo 4 é desenvolvida. A determinação da curva de magnetização do TC experimental usado na avaliação do método é apresentada. Será mostrada a montagem prática necessária para avaliação da técnica. Os resultados são avaliados usando os mesmos critérios do capítulo 4, a saber, o erro transitório e os valores *RMS* das correntes.

5.1 Caracterização do TC

Na Fig. 5.1 é mostrado o TC experimental usado nos ensaios apresentados nesse capítulo.

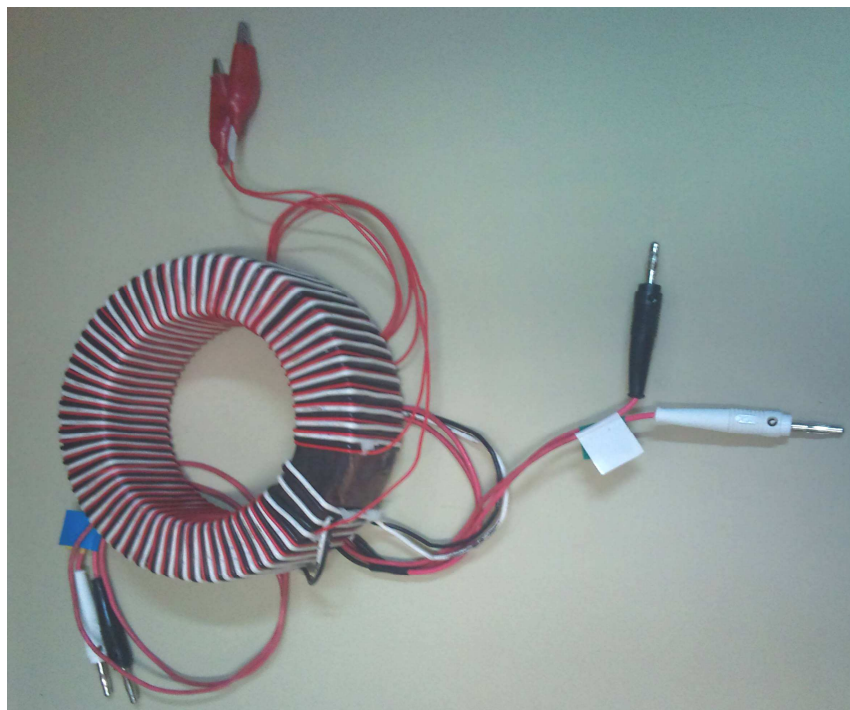


Fig. 5.1. TC experimental

O TC utilizado possui núcleo toroidal, constituído por liga ferro-silício de grãos orientados, fabricado pela ACESITA (tipo E005), e apresenta os seguintes dados:

- Corrente primária nominal: 1 A.
- Corrente secundária nominal: 1 A.
- Relação de espiras: 60 / 60.
- Diâmetro médio: 0,125 m.
- Área de seção reta: 0,001 m².
- Fator de empilhamento: 0,96.
- Massa do núcleo: 3 kg.
- Resistência dos enrolamentos: 0,2 Ω.
- Fator de sobrecorrente: 10.
- Carga secundária nominal: 2,1 Ω.

A equação (5.1) fornece a tensão induzida U_e em qualquer um dos enrolamentos do TC para um dado valor de pico da indução magnética senoidal B .

$$U_e = 4,44NfSB_m, \quad (5.1)$$

onde N é o número de espiras do enrolamento, f é a frequência, S é a área de seção reta do núcleo magnético e B é a indução magnética.

Da equação (5.1), e considerando $B_m=1,5T$ (*indução de saturação para núcleos construídos com aço-silício de grãos orientados*) como a indução magnética no ponto inicial da região saturada, encontra-se uma tensão induzida de aproximadamente 23 V. Essa tensão é usada como referência para determinação da característica de magnetização do TC.

A curva de saturação consiste no lugar geométrico descrito pelos valores de pico dos laços dinâmicos correspondentes a diferentes níveis de excitação do núcleo, como é mostrado na Fig. 5.2.

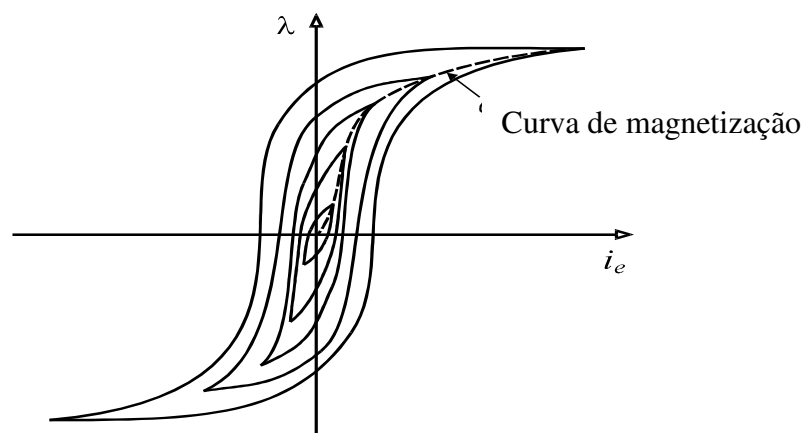


Fig. 5.2. Curva de magnetização obtida a partir de um conjunto de laços dinâmicos.

Na Fig. 5.3 é mostrada a montagem usada para levantamento dos laços dinâmicos $\lambda - i_e$ em 60 Hz.

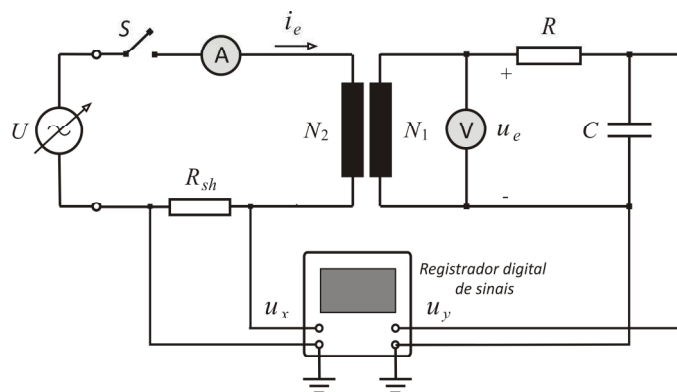


Fig. 5.3. Montagem para levantamento da curva de magnetização e laços dinâmicos em 60 Hz.

O registrador digital de sinais usado no ensaio para determinação dos laços dinâmicos foi um instrumento virtual desenvolvido com a plataforma *LabVIEW™*, da *National Instruments*, que roda em ambiente *Windows*, com taxa de aquisição de 60 kHz (1000 amostras por ciclo). O *hardware* usado possui quatro canais para observação simultânea, todos com resolução de 16 bits e tensão de entrada de ± 10 V de pico.

O integrador *RC* conectado ao enrolamento primário (enrolamento do lado direito da montagem) possui impedância muito alta, podendo-se considerar que este enrolamento está operando em aberto. O integrador indicado apresenta $R \gg 1/(2\pi fC)$, de modo que praticamente toda a tensão u_e está sobre *R*. Assim, a tensão u_y aplicada ao canal *y* do registrador digital de sinais é:

$$u_y = \frac{1}{C} \int i \, dt \cong \frac{1}{C} \int \frac{u_e}{R} \, dt = \frac{1}{RC} \int u_e \, dt = \frac{1}{RC} \lambda_1 \therefore \lambda_1 = RC u_y. \quad (5.2)$$

De (5.2) e da relação de transformação do TC, tem-se:

$$\lambda_2 = \frac{N_2 RC}{N_1} u_y. \quad (5.3)$$

Da tensão u_x no *shunt*, aplicada ao canal *x* do registrador, tem-se:

$$i_e = \frac{u_x}{R_{sh}}. \quad (5.4)$$

Dessa forma, variando-se a tensão U , aplicada ao enrolamento secundário, e registrando-se os valores de pico de u_x e u_y , obtém-se a curva de magnetização do núcleo magnético. Ainda mais, fazendo-se a composição no registrador dos sinais u_x (horizontal) e u_y (vertical), obtém-se uma figura semelhante ao laço dinâmico na frequência da tensão da fonte. Para um registro completo da curva de magnetização nas regiões saturada e não saturada, a tensão U deve ser variada de 0 (zero) até uma tensão maior do que aquela obtida no ponto de saturação (23 V), que foi tomada usando-se (5.1). Uma forma alternativa de obtenção da onda de fluxo magnético é através da integração numérica cumulativa da onda de tensão no enrolamento secundário. Essa é a técnica utilizada na metodologia aplicada para se determinar o fluxo nos instantes subsequentes à falta.

Um problema prático encontrado na aquisição das tensões u_x e u_y é que estas são de pequena amplitude, sendo afetadas por ruídos. A tensão de saída do integrador RC é pequena, pois $R \gg X_c$. A tensão do shunt é também pequena, pois a resistência usada como sensor de corrente foi de apenas 0,2 Ω . Assim, as tensões u_x e u_y são aplicadas nas entradas de amplificadores de instrumentação (circuito integrado *INA101*) com ganho ajustável, cujo esquema é mostrado na Fig. 5.4. Isto resolve os problemas relacionados ao fundo de escala do *hardware* utilizado e também os problemas relacionados aos ruídos.

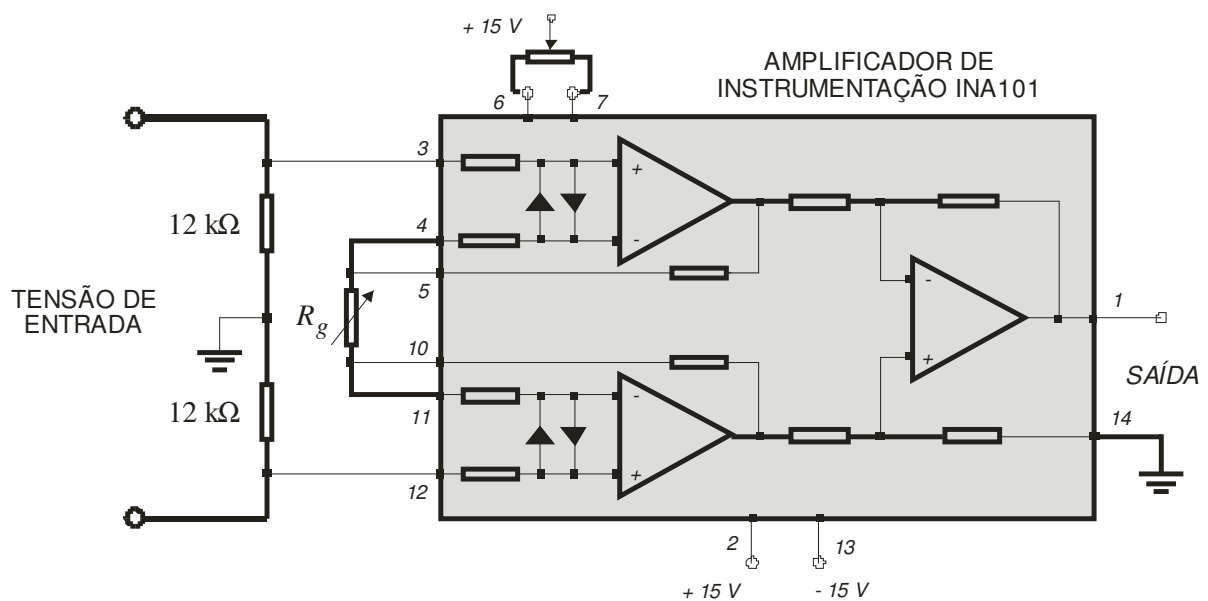


Fig. 5.4. Amplificador de instrumentação

Na Fig. 5.5, é mostrado um registro da tela do registrador digital de sinais, enquanto que na Fig. 5.6 é apresentado alguns laços dinâmicos obtidos experimentalmente e a curva de magnetização em destaque.

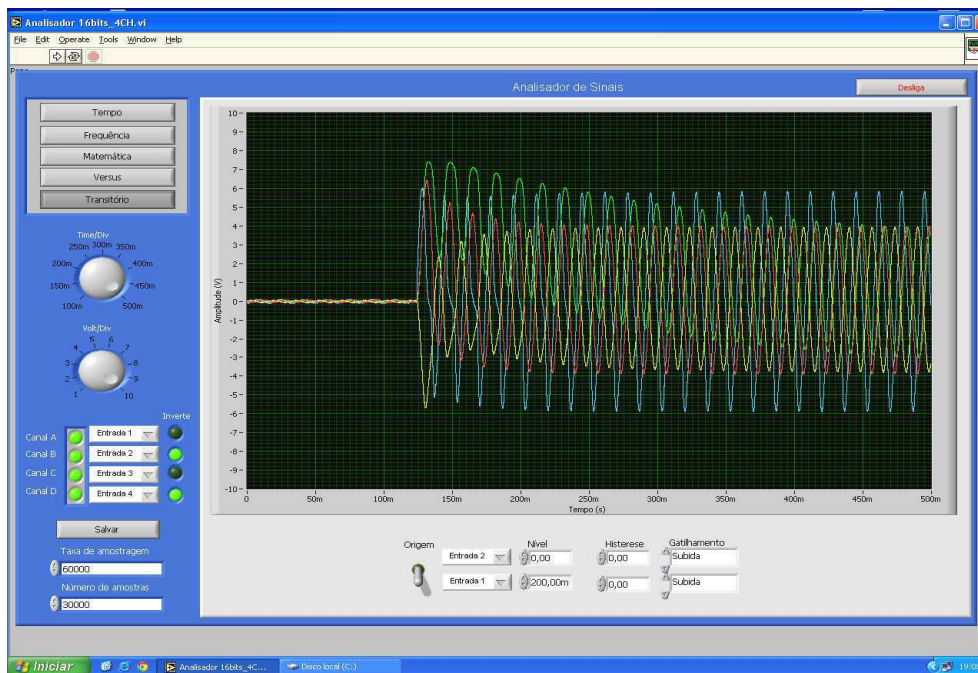


Fig. 5.5. Tela do registrador digital de sinais

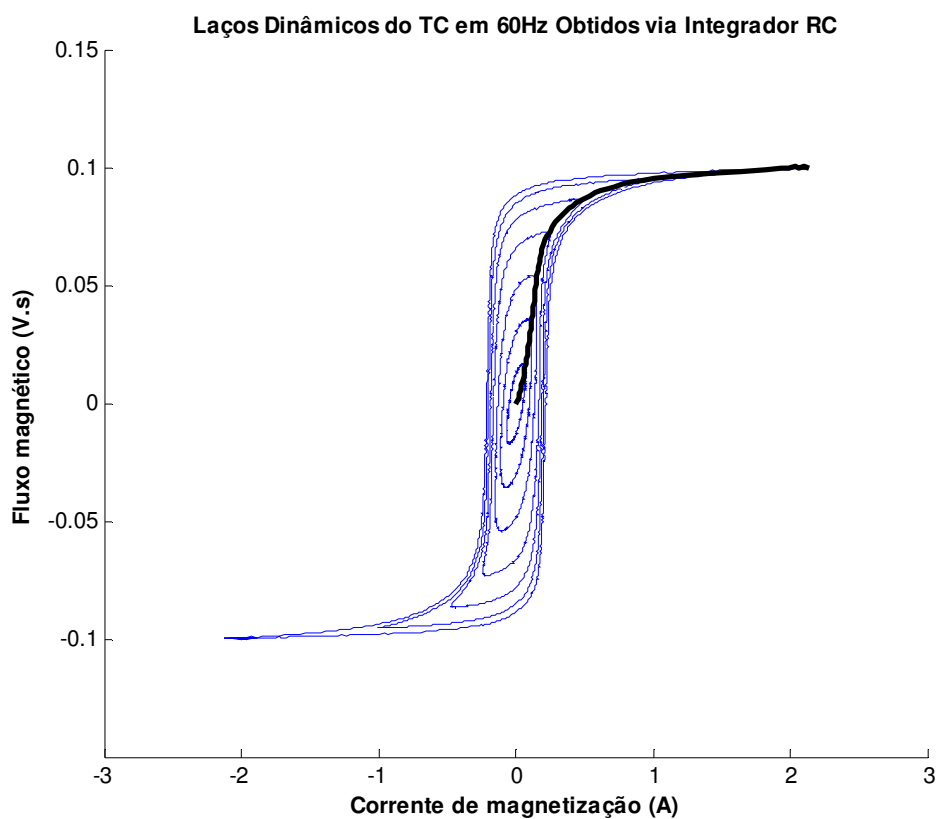


Fig. 5.6. Laços dinâmicos e curva de magnetização obtidos com o registrador digital de sinais

Assim, o TC experimental é completamente caracterizado pela curva de magnetização obtida da Fig. 5.6, e que foi aproximada utilizando o software *LABFIT*, obtendo as seguintes funções:

$$\lambda = 0,0664 \arctg(6,2i) \quad , \quad \text{para } 0 \leq i \leq 6 \quad (5.5)$$

$$\lambda = 0,00086(i - 3,2) + 0,100956931 \quad , \quad \text{para } 3,2 < i < 6 \quad (5.6)$$

$$\lambda = 0,00052(i - 6) + 0,103364931 \quad , \quad \text{para } 6 < i < 11 \quad (5.7)$$

$$\lambda = 0,00034(i - 11) + 0,105964931 \quad , \quad \text{para } i > 11 \quad (5.8)$$

5.2 Descrição do Trabalho Experimental

A montagem utilizada para obtenção das ondas de corrente no primário e secundário do TC, bem como a onda de fluxo e a tensão do enrolamento terciário é mostrada na Fig. 5.7.

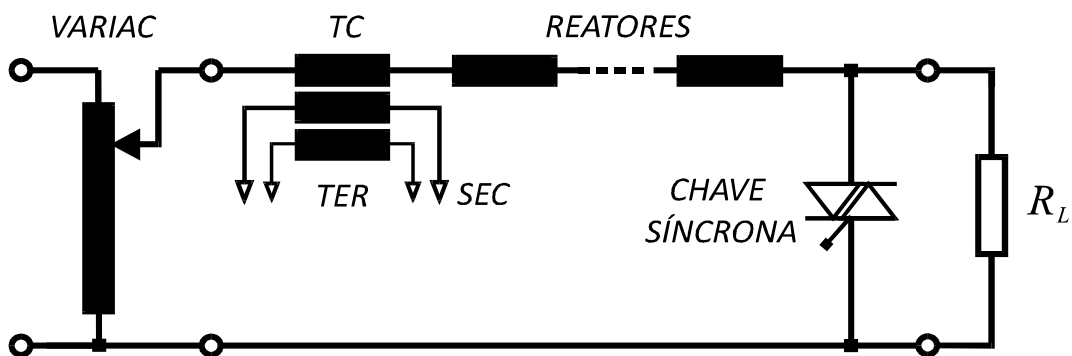


Fig. 5.7. Montagem para obtenção das ondas de corrente no TC.

A alimentação do circuito é proporcionada por um autotransformador de saída variável de 0 a 220V (*VARIAC*). A impedância em série da linha de transmissão é reproduzida pela associação em série de seis reatores com núcleo de liga Fe-Si com entreferro não magnético que garante linearidade para correntes de até 30 A. A impedância de cada reator possui módulo igual a $3,6 \Omega$ e ângulo de fase de 84° . Isto corresponde a uma constante de tempo primária de 25,2 ms (valor típico de uma linha de 230 kV). Em condições normais de funcionamento, a corrente do circuito é limitada pela carga resistiva R_L , de 2,35 k Ω .

O defeito é simulado pelo fechamento da chave síncrona indicada. Esta chave consiste em um *triac* acionado por um circuito de controle baseado em microcontrolador *PIC16F877A*. Tal dispositivo permite que o ângulo de incidência do defeito seja variado de 0° a 180° .

Os sinais condicionados de corrente primária, corrente secundária, tensão do terciário integrada analogicamente e a própria tensão terciária são enviados ao registrador digital de sinais como mostrado na Figura 5.8.

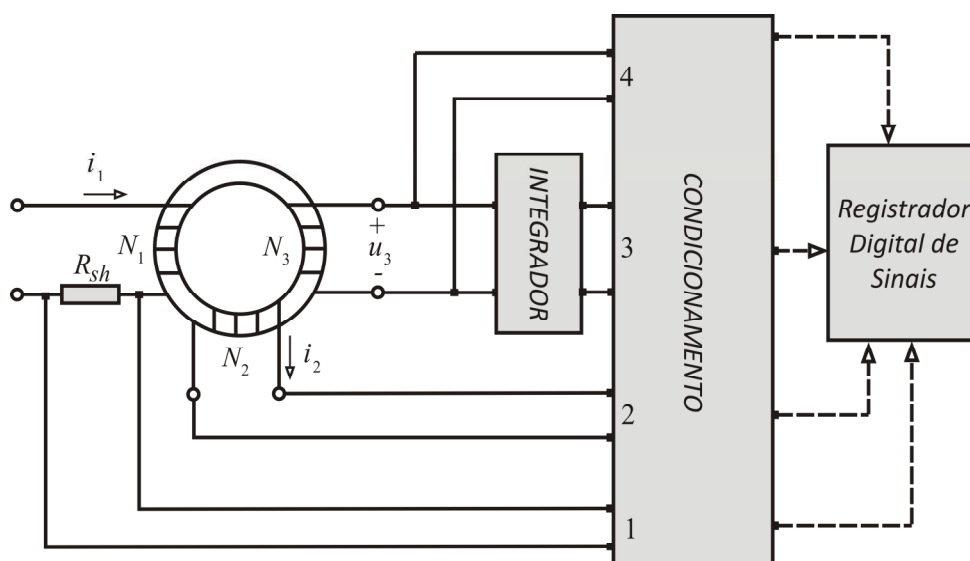


Fig. 5.8. Metodologia prática para obtenção dos sinais condicionados

Em funcionamento, a corrente primária é monitorada pela entrada 1 do condicionador de sinais, e a secundária pela entrada 2. A integral da tensão do enrolamento terciário, que fornece o fluxo no momento de detecção da falta, é monitorado pela entrada 3. A tensão no terceiro enrolamento é fornecida à entrada 4 do condicionador de sinais para garantir o cálculo posterior do fluxo durante a falta.

5.3 Resultados Obtidos

Para a obtenção de diferentes valores da corrente de falta, o que corresponde a diferentes pontos do defeito na linha de transmissão, foi variado o valor da tensão de alimentação pelo VARIAC. Assim, consideraram-se duas situações distintas: na primeira, o sistema foi alimentado com uma tensão de 90 V (*RMS*), na segunda, o sistema foi alimentado com 120 V (*RMS*), produzindo um maior valor na corrente de falta. Dessa forma, o TC foi submetido a dois diferentes níveis de saturação.

Também foram levadas em consideração duas situações para a carga conectada ao enrolamento secundário: na primeira, foi instalada uma carga puramente resistiva de 2,2 Ω , e na segunda foi instalada uma impedância de valor 0,65+2,76j Ω .

5.3.1 Alimentação de 90 V e Carga Puramente Resistiva (2,2 Ω)

No primeiro quadro da Fig. 5.9 pode-se observar que a correção da corrente secundária se dá de forma satisfatória. Apenas os primeiros ciclos do sinal de corrente são mostrados, uma vez que a distorção é mais pronunciada nos ciclos logo após a ocorrência do defeito.

O segundo quadro da mesma figura mostra que o valor *RMS* da corrente corrigida tende a seguir a dinâmica do valor *RMS* da corrente primária.

O valor máximo do erro transitório registrado foi de 15% após a correção, o que mostra uma atenuação considerável do erro de 117% obtido antes da correção.

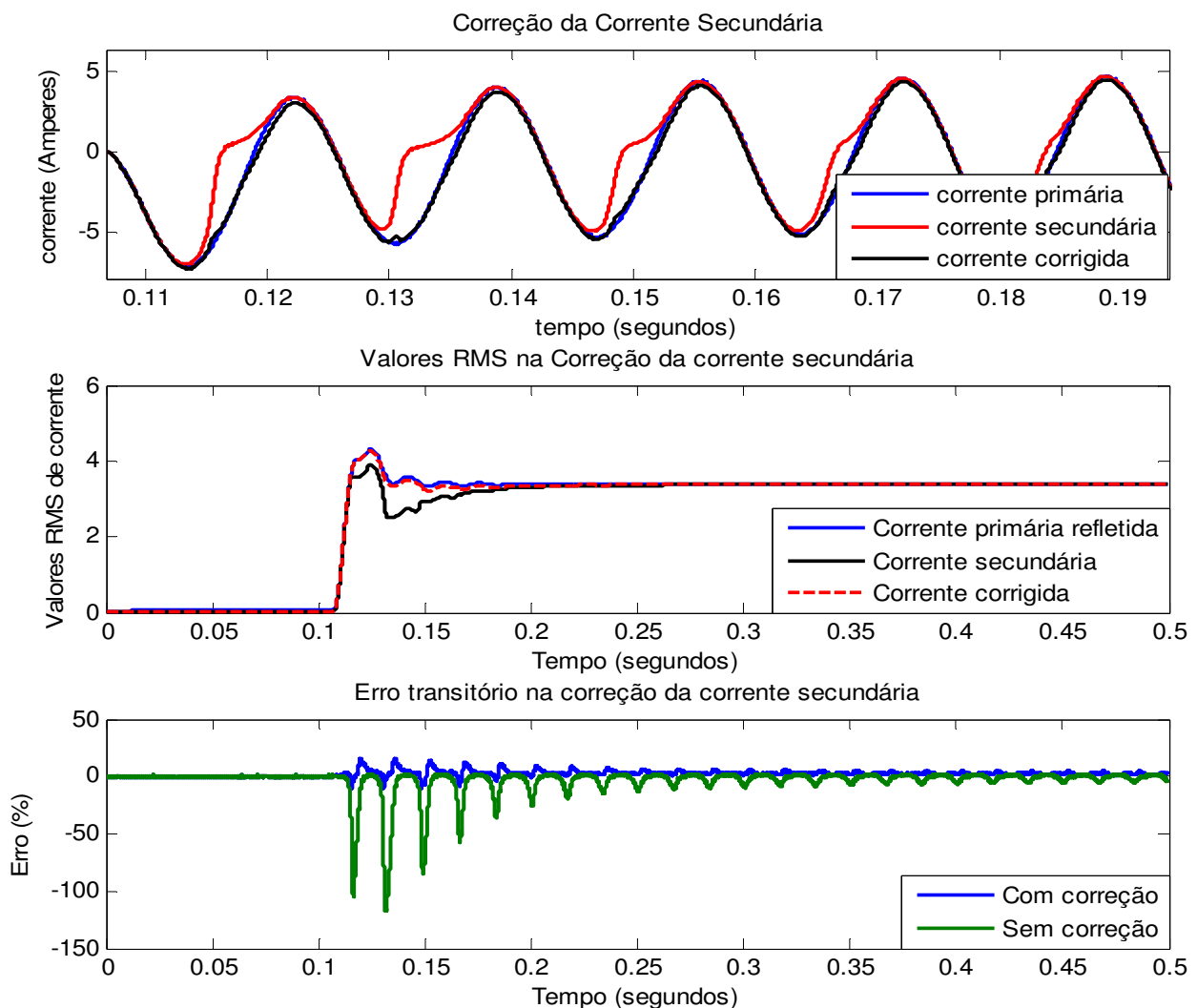


Fig. 5.9. Análise para alimentação de 90 V e carga puramente resistiva de 2,2 Ω

5.3.2 Alimentação de 120 V e Carga Puramente Resistiva (2,2 Ω)

No primeiro quadro da Fig. 5.10 pode-se observar que a correção da corrente secundária se dá de forma satisfatória. Observa-se também que o valor máximo da corrente é maior que no caso anterior, simulando uma falta em um ponto mais próximo do barramento emissor.

O segundo quadro da mesma figura mostra que o valor *RMS* da corrente corrigida tende a seguir a dinâmica do valor *RMS* da corrente primária.

O valor máximo do erro transitório registrado foi de 15,9% após a correção, se opondo ao erro de 196% obtido antes da correção.

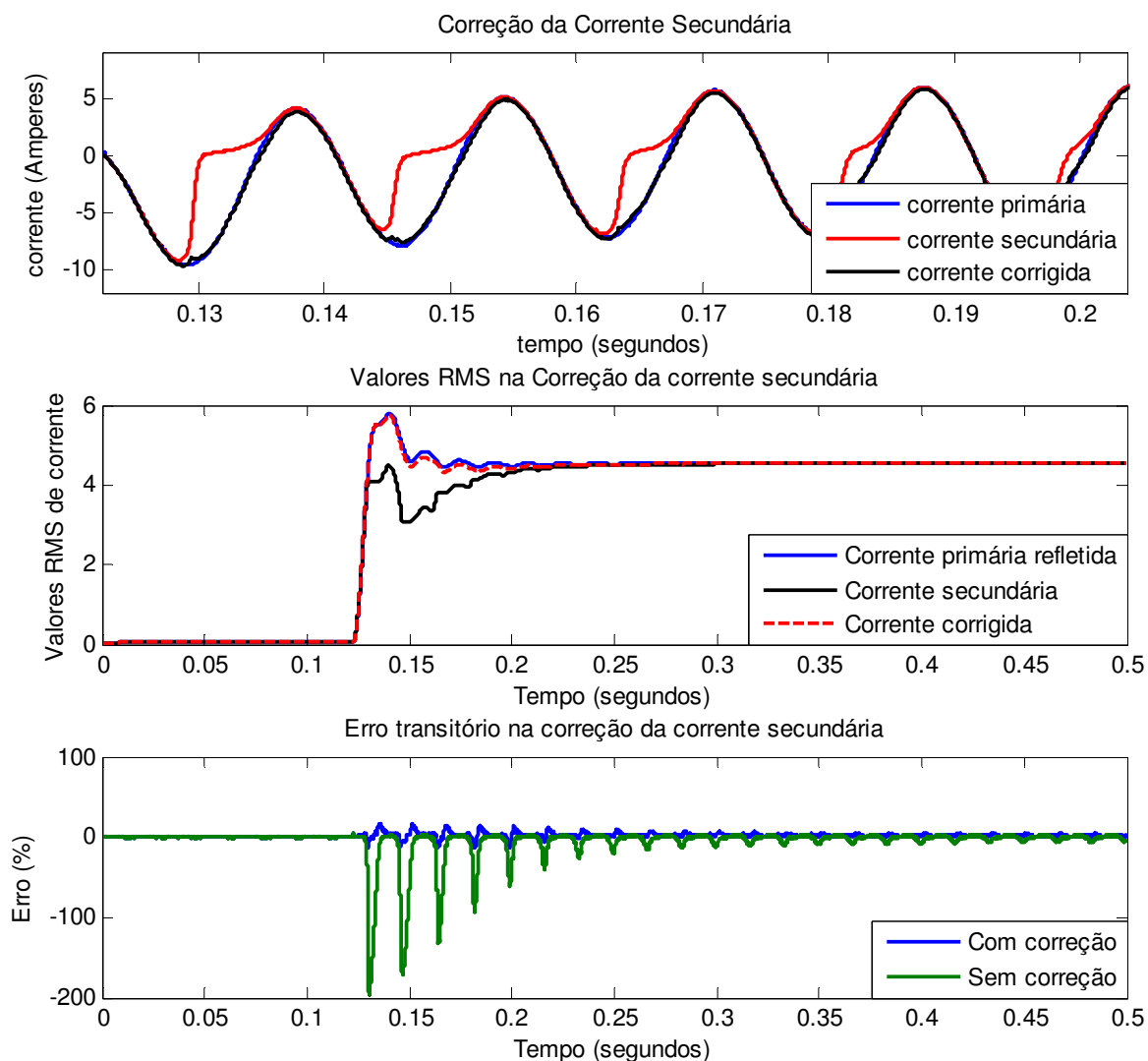


Fig. 5.10. Análise para excitação de 120 V e carga puramente resistiva de 2,2 Ω

5.3.3 Alimentação de 90 V e Carga Indutiva ($0,65+2,76j \Omega$)

No primeiro quadro da Fig. 5.11 pode-se observar que a correção da corrente secundária se dá de forma satisfatória. Observa-se também que a corrente secundária distorcida não cai drasticamente quando ocorre a saturação devido à presença da carga indutiva. O segundo quadro da mesma figura mostra que o valor *RMS* da corrente corrigida tende a seguir a dinâmica do valor *RMS* da corrente primária.

O valor máximo do erro transitório caiu de 40%, com distorção, para 12% após a correção. Cabe ressaltar que os valores do erro transitório para cargas indutivas apresentam valores menores que os erros para cargas resistivas, pois, no caso indutivo, as distorções na corrente secundária são menos severas.

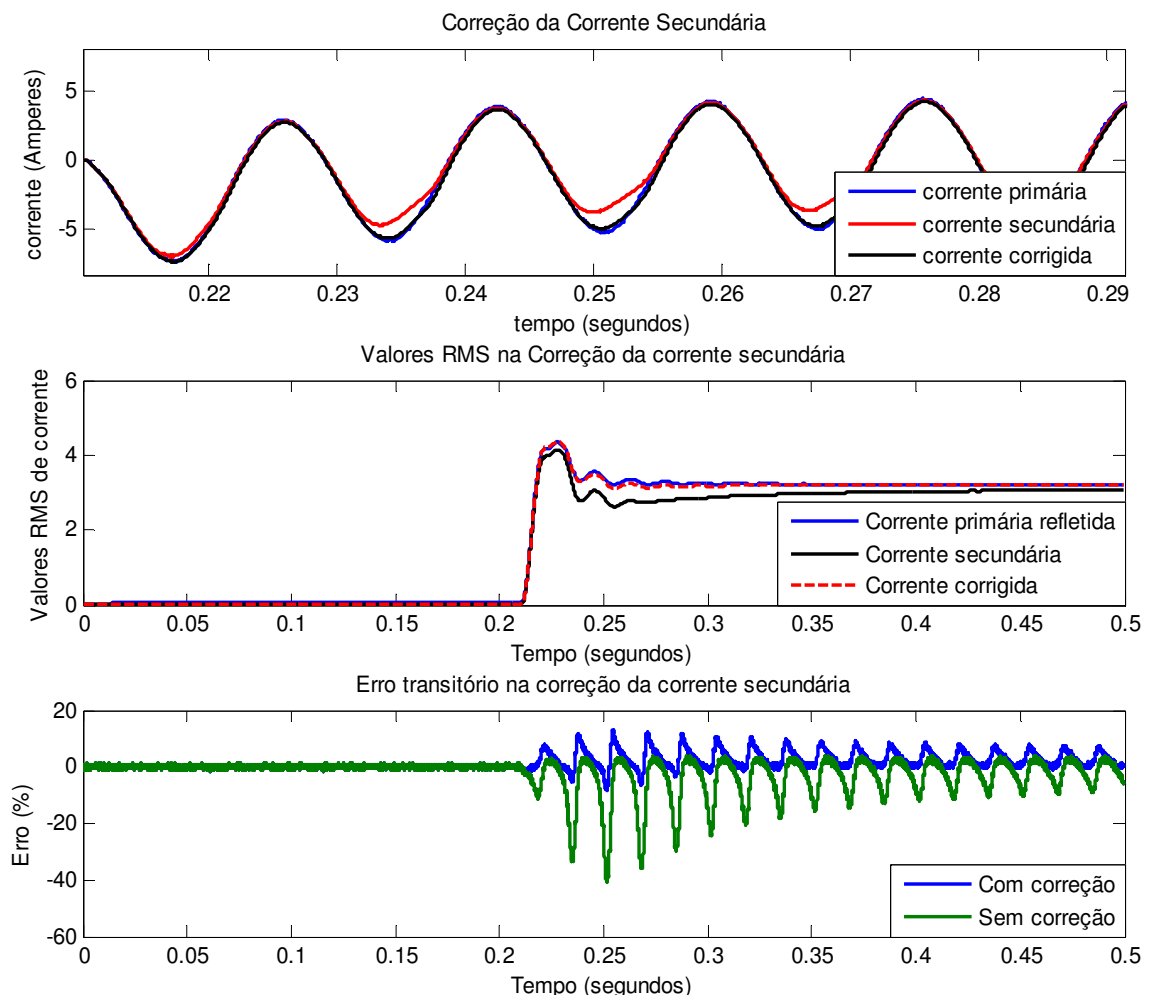


Fig. 5.11. Análise para excitação de 90 V e carga indutiva ($0,65+2,76j \Omega$)

5.3.4 Alimentação de 120 V e Carga Indutiva (0,65+2,76j Ω)

No primeiro quadro da Fig. 5.12 pode-se observar que a correção da corrente secundária ainda se dá de forma satisfatória, como no caso anterior. Do mesmo modo, a corrente secundária distorcida não cai drasticamente quando ocorre a saturação devido à presença da carga indutiva. O segundo quadro da mesma figura mostra que o valor *RMS* da corrente corrigida tende a seguir a dinâmica do valor *RMS* da corrente primária.

O valor máximo do erro transitório foi de 18% após a correção.

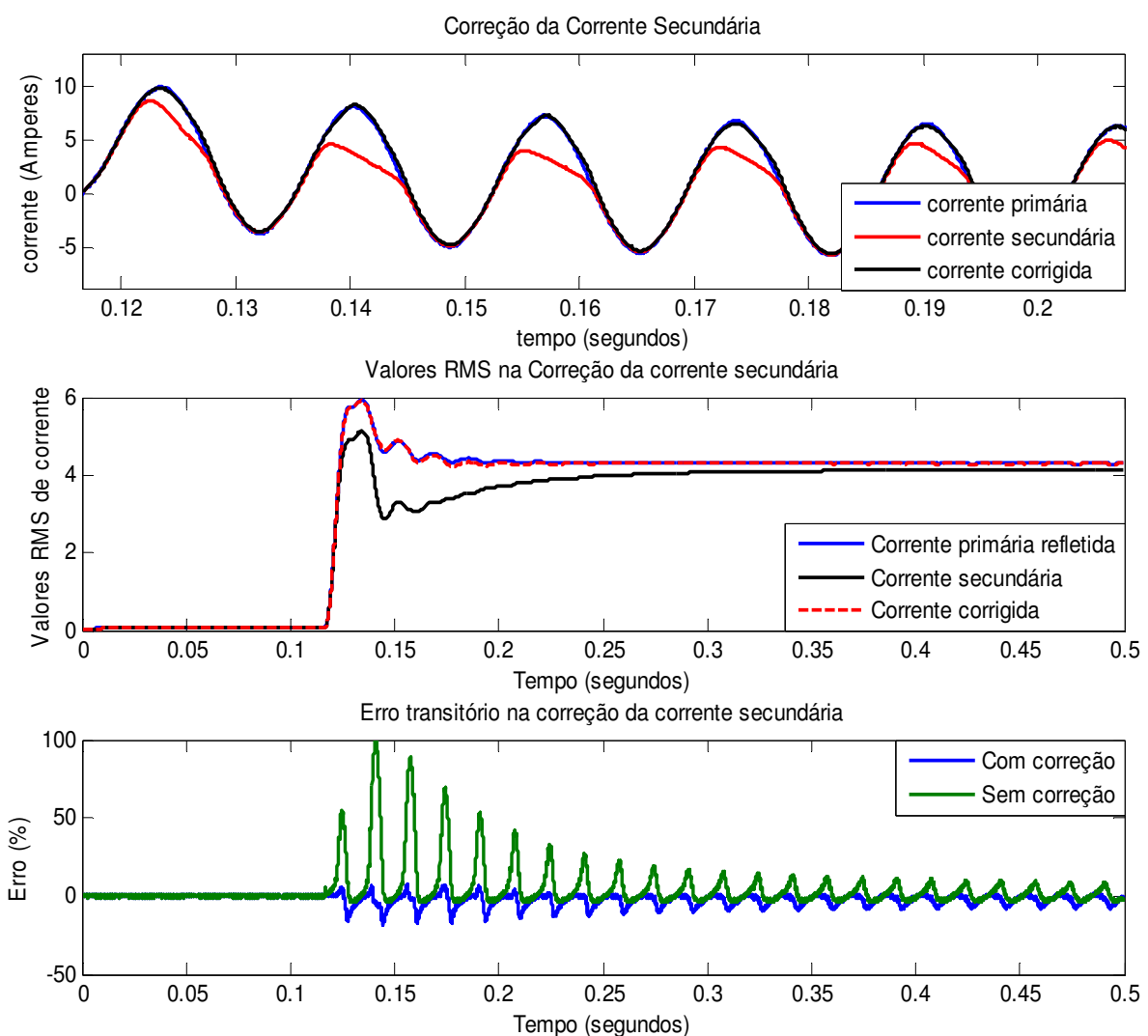


Fig. 5.12. Análise para excitação de 120 V e carga indutiva (0,65+2,76j Ω)

5.4 Análise dos Resultados Obtidos

A metodologia proposta para correção da distorção do sinal de corrente secundária se mostrou eficiente para todos os casos, produzindo significativa redução nos valores dos erros transitórios.

Apesar dos valores máximos dos erros transitórios terem superado os 10%, deve-se levar em consideração que esse erro é calculado sobre uma amostra específica, logo, esses resultados sofrem influência de diversos fatores como possíveis ruídos ainda presentes no sinal, pequenas diferenças de fase entre o sinal corrigido e o sinal amostrado. Verificou-se que a maior influência no cálculo do erro ocorreu devido ao deslocamento da onda de corrente produzido pelo sistema de processamento digital, como pode ser visto na Fig. 5.13.

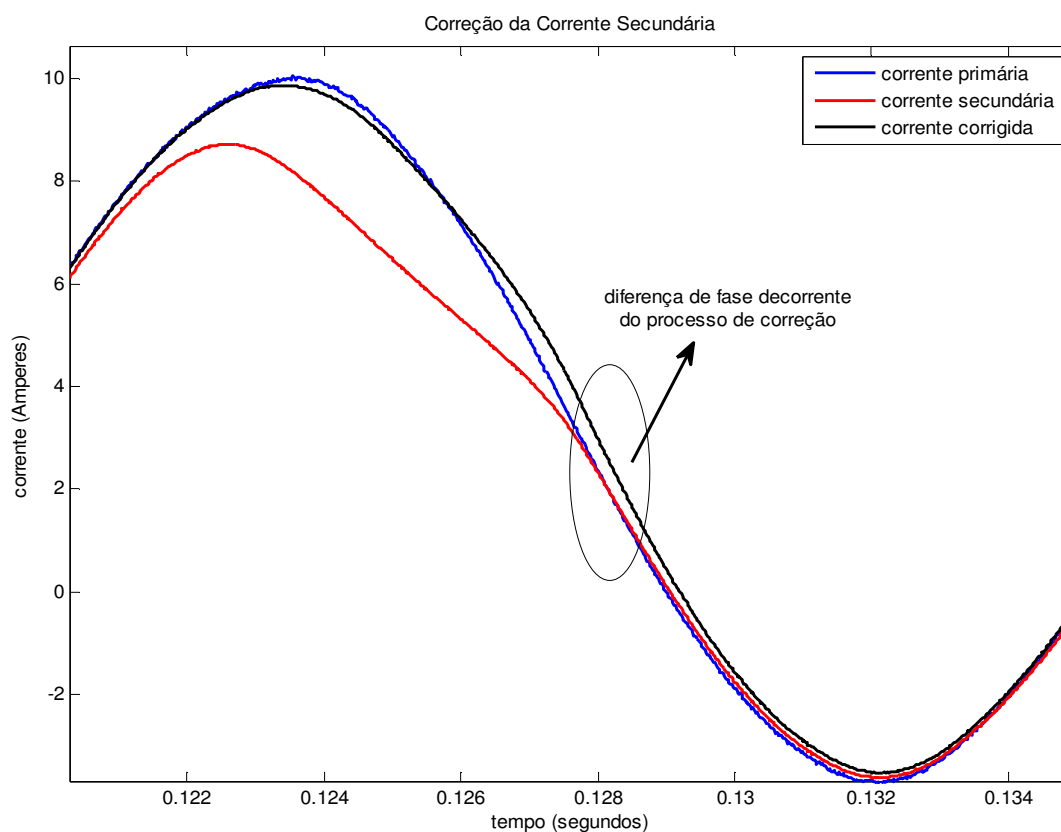


Fig. 5.13. Deslocamento da onda de corrente secundária corrigida introduzido pelo sistema de aquisição e processamento de sinais.

Embora o sistema de aquisição e processamento insira esse pequeno deslocamento, ao levarmos em consideração apenas a dinâmica do valor *RMS* do sinal de corrente secundária após a correção, nota-se que a metodologia trouxe ótimos resultados.

Na metodologia proposta, o cálculo do fluxo nos instantes subsequentes à falta é realizado pela integração numérica da tensão no terceiro enrolamento. Foi dito que o integrador analógico fornece apenas o fluxo no instante inicial de detecção do defeito, não sendo capaz de fornecer o fluxo durante todo o processo de correção. De fato, a integração numérica da tensão u_3 difere daquela fornecida pelo integrador analógico, como pode ser observado na Fig. 5.14. Atribuímos essas diferenças à resposta dinâmica do integrador analógico que não conseguiu acompanhar as rápidas mudanças do valor da corrente secundária quando da entrada nos estados de distorção.

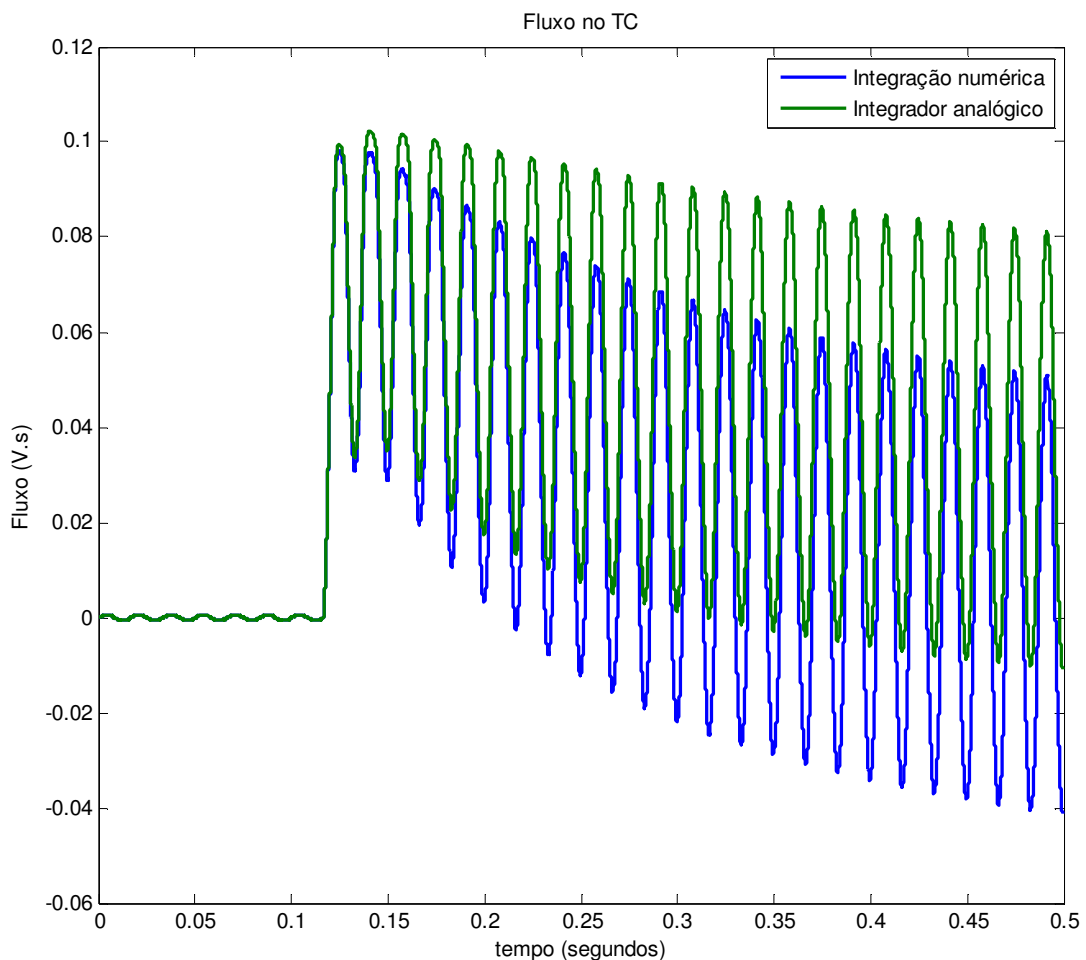


Fig. 5.14. Diferenças nos sinais do fluxo fornecido pela integração analógica e pela integração numérica.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Considerações Finais

Em estudos de proteção de sistemas elétricos é crescente o emprego de bancadas de teste digitais para simulações em tempo real (*RTDS*). Em relação aos tradicionais modelos analógicos (*TNA*), isto implica em redução de tempo, esforço e custos, bem como aumento de possibilidades de teste para um número praticamente ilimitado. Assim, torna-se possível considerar configurações mais complexas dos sistemas elétricos, bem como variar mais facilmente certos parâmetros que exercem influência crítica na atuação dos relés, como valores de fluxo residual nos núcleos dos transformadores e formas de características $B-H$ dos mesmos.

Apesar de ser elevado o número de publicações relacionadas ao desempenho de TCs em regime transitório, são poucos os trabalhos que tratam da modelagem e estudo dos tipos que apresentam entreferros no núcleo. Neste trabalho foi apresentado um modelo que serve aos propósitos de simulação de TCs sem ou com entreferro.

Com este modelo, espera-se ter apresentado uma contribuição para o estudo do desempenho dos transformadores de corrente em regime transitório, caracterizada como uma ferramenta adicional para análise e teste de sistemas de proteção, que pode ser implementada em programas de larga utilização, como o *ATP*, e em simulações em tempo real com emprego de *RTDS*.

Na metodologia proposta para a correção das correntes distorcidas no enrolamento secundário, os resultados se mostraram satisfatórios. Além disso, entende-se que foi proporcionado um incremento no estado da arte de correção de correntes secundárias distorcidas. É sugerido também a mudança do conceito de TC, que quando em conjunto com *IEDs* passa a ser um elemento que fornece não apenas corrente, mas também outros parâmetros do sistema, como o fluxo.

Apesar de ser necessário que o TC possua um terceiro enrolamento, isto não constitui problema. Esse tipo de TC é facilmente encontrado no mercado, pois os fabricantes disponibilizam modelos com múltiplos enrolamentos. Ademais, as próprias concessionárias podem especificar tal característica na proposta de aquisição desses

dispositivos, sem praticamente aumentar o custo do TC. Isto porque o terceiro enrolamento pode ser construído com um fio de pequena seção e com um número de espiras menor que o do enrolamento secundário, uma vez que ele é usado apenas para a medição da tensão induzida pelo fluxo magnético.

Foi visto que o sucesso da correção da corrente secundária é extremamente dependente da determinação do fluxo inicial após a detecção da saturação. Nos métodos em que essa grandeza é requerida, seu valor é obtido por estimativa, o que pode incorrer em erro significativo. No presente método, este fluxo é medido por um integrador analógico dentro de um intervalo de tempo em que o mesmo apresenta uma resposta satisfatória, proporcionando um valor preciso e confiável.

Outra vantagem deste método é que não é necessário o conhecimento da carga ligada ao secundário do TC e nem da impedância do enrolamento secundário para calcular a tensão do ramo de magnetização pela lei de ohm. O conhecimento dessas grandezas é necessário em métodos citados nesta dissertação. Isto constitui causa de erros significativos, pois nem sempre tais impedâncias são determinadas de forma precisa. Além disso, qualquer alteração das mesmas requer modificações nos ajustes do *IED*.

6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Como temas para futuros trabalhos, são sugeridos os seguintes:

- Aplicação em tempo real do método de correção de correntes secundárias distorcidas, através do emprego de processadores digitais de sinais (*DSPs*).
- Adoção de modelo de núcleo mais completo, incluindo histerese e perdas dinâmicas, o qual seja praticável em aplicações em tempo real.
- Comparações com outras metodologias, como as baseadas em ajustes por mínimos quadrados, redes neurais e outras.
- Avaliação do desempenho das metodologias em campo.
- Desenvolvimento de módulo de interface para integração a uma rede *IEC-61850*.

Referências

- ANNAKAGE, U. D., McLAREN, P. G., DIRKS, E., JAYASINGHE, V., PARKER, A. D. V. (2000). A current transformer model based on the Jiles-Atherton theory of ferromagnetic hysteresis, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **15**(1): 57-61.
- BRADLEY, D. A., GRAY, G. B., O'KELLY, D. (1978). Transient compensation of current transformers, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **97**(4): 1264-1271.
- CONRAD, T., SCHLABBACH, J., SPEH, R. (1984). Verfahren zur korrektur der verzerrten sekundarstrome von stromwandler, *Elektrotechnische Zeitschrift Archiv*, **6**(2): 77-79.
- EL-AMIN, I. M., ABBAS, N. H. (2006). Saturation of current transformers and its impact on digital overcurrent relays, *Proc. of the IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition: Latin America*, 1-6, Caracas, Venezuela.
- EL-NAGGAR, K. M., GILANY, M. I. (2007). A discrete dynamic filter for detecting and compensating CT saturation, *Electric Power Systems Research*, **77**: 527-533.
- GUERRA, F. C. F., MOTA, W. S. (2007). Current transformer model, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **22**(1): 187-194.
- GUERRA, F. C. F. (2007). Modelos de Transformador de Corrente para Estudos em Baixas Frequências, Tese de Doutorado, Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, PB.
- GUERRA, F. C. F., PEREIRA, F. A., ALMEIDA, A. M., A., LUCIANO, B. A., FREIRE, R. C. S. (2011). Modelo de TC de núcleo fechado ou com entreferro baseado na teoria de Jiles-Atherton, *IX Conferência Brasileira sobre Qualidade de Energia Elétrica – CBQEE 2011*, Cuiabá – MT.
- IEC 60044-1+Amendment (2000). Instrument Transformers - Part 1: Current Transformers.
- IEEE PSRC (1976). Transient Response of Current Transformers, 76 CH 1130-4 PWR.
- JILES, D. C., ATHERTON, D. L. (1986). Theory of ferromagnetic hysteresis, *Journal of Magnetic Materials*, **61**: 48-60.

- JILES, D. C., THOELKE, J. B., DEVINE, M. K. (1992). Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis, *IEEE Transactions on Magnetics*, **28**(1): 27-35.
- KANG, Y. C., KANG, S. H., PARK, J. K., JOHNS, A. T., AGGARWAL, R. K. (1996). Development and hardware implementation of a compensating algorithm for secondary current of current transformers, *IEE Proceedings on Power Applications*, **143**(1): 41-49.
- KANG, Y. C., OK, S. H., KANG, S. H., CROSSLEY, P. A. (2004). Design and evaluation of an algorithm for detecting current transformer saturation, *IEE Proceedings on Transmission and Distribution*, **151**(1): 27-35.
- KANG, Y. C., LIM, U. J., KANG, S. H., CROSSLEY, P. A. (2004). Compensation of the distortion in the secondary current caused by saturation and remanence in a CT, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **19**(4): 1642-1649.
- KANG, Y. C., LIM, U. J., KANG, S. H. (2005). Compensating algorithm suitable for use with measurement-type current transformers for protection, *IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution*, **152**(6): 880-890.
- KOJOVIC, LJ. A. (2002). Impact of Current Transformer Saturation on Overcurrent Protection Operation, *Proceedings of the 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, **3**: 1078 – 1083, Chicago, IL, USA.
- HOROWITZ, S. H., PHADKE, A. G. (2008). *Power System Relaying*, 3rd ed., John Wiley & Sons, pp. 56-58.
- LI, F., LI, Y., AGGARWAL, R. K. (2002). Combined wavelet transform and regression technique for secondary current compensation of current transformers. *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, **149**(4): 497-503.
- MASON, C. R. (1956). *The art and Science of Protective Relaying*, Wiley, 1956, pp. 63.
- MASSON, L. (1979). Circuit for dynamic control of magnetic flux in current transformers, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **98**(6): 1990-1995.
- MOONEY, P. E. J. (2008). Distance element performance under conditions of CT saturation, *Proceedings of the 61st Annual Conference for Protective Relay Engineers*, **1**: 491-497, College Station, TX, USA.

- MUTHUMUNI, D., McLAREN, P. G., CHANDRASENA, W., PARKER, A. (2001). Simulation Model of an Air Gapped Current Transformer, *Power Engineering Society Winter Meeting*, **2**: 705-709, Columbus, OH, USA.
- PAN, J., VU, K., HU, Y. (2004). An efficient compensation algorithm for current transformer saturation effects, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **19**(4): 1623-1628.
- PHADKE, A. G., THORP, J. S. (2009). Computer Relaying for Power Systems, Wiley, pp. 165.
- PRIGOZY, S. (1993). PSPICE Computer Modelling of Hysteresis Effects, *IEEE Transactions on Education*, **36**(1): 2-5.
- RAO, T. S. M. (1979). Power System Protection: Static Relays, Tata McGraw-Hill, New Delhi, India.
- RAZAEI-ZARE, A., IRAVANI, R., SANAYE-PASAND, M., MOHSENI, H., FARHANGI, S. (2008). An accurate current transformer model based on Preisach theory for the analysis of electromagnetic transients, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **23**(1): 233-242.
- SANTOS, E. M. (2011). Métodos para correção das distorções da forma de onda secundária causadas pela saturação de transformadores de corrente para serviço de proteção, Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade de Santa Maria – UFSM, Santa Maria, RS.
- SEGATTO, E. C., COURRY, D. V. (2006). Redes neurais artificiais recorrentes aplicadas na correção de sinais distorcidos pela saturação de transformadores de corrente, *Revista Controle & Automação*, **17**(4): 424-235.
- TALUKDAR, S. R., BAILEY, J. R. (1976). Hysteresis models for system studies. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **95**(4): 1429-1434.
- TZIOUVARAS, D. A., MCLAREN, P., ALEXANDER, G., DAWSON, D., EZSTERGALYOS, J., FROMEN, C., GLINKOWSKI, M., HASENWINKLE, I., KEZUNOVIC, M., KOJOVIC, LJ., KOTHEIMER, B., KUFFEL, R., NORDSTROM, J., ZOCHOLL, S. (2000). Mathematical models for current, voltage and coupling capacitor voltage transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **15**(1): 62-72.
- WRIGHT, A. Current Transformers, Chapman & Hall, London, (1968).

- YU, D. C., CUMMINS, J. C., WANG, Z., YOON, H. J., KOJOVIC, L. A. (2001). Correction of current transformer secondary currents due to saturation using artificial neural networks, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **16**(2): 189-194.
- ZADEH, H. K., PASAND, M. S. (2006). Correction of saturated current transformers secondary current using ANNs, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **21**(1): 73-79.