

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

Tese

**Correção em Tempo Real das Correntes Distorcidas  
no Enrolamento Secundário de TCs com Entreferro**

Fagner de Araujo Pereira

Campina Grande – Paraíba – Brasil  
Setembro de 2016

Fagner de Araujo Pereira

# **Correção em Tempo Real das Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário de TCs com Entreferro**

*Tese 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 Doutor em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Processamento da Energia

Benemar Alencar de Souza, Dr.  
Orientador

Francisco das Chagas Fernandes Guerra, Dr.  
Orientador

Campina Grande – Paraíba – Brasil  
Setembro de 2016

**FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG**

P436c      Pereira, Fagner de Araujo.  
Correção em tempo real das correntes distorcidas no enrolamento secundário de TCs com entreferro / Fagner de Araujo Pereira. – Campina Grande, 2016.  
104f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.  
"Orientação: Prof. Dr. Benemar Alencar de Souza, Prof. Dr. Francisco das Chagas Fernandes Guerra".  
Referências.

1. Distorção. 2. Sistemas Elétricos - Proteção. 3. TC - Corrente Secundária - Entreferro. I. Souza, Benemar Alencar de. II. Guerra, Francisco das Chagas Fernandes. III. Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande (PB). IV. Título.

CDU 621.3.018.78 (043)

**"CORREÇÃO EM TEMPO REAL DAS CORRENTES DISTORCIDAS NO ENROLAMENTO  
SECUNDÁRIOento Secundário"**

**FAGNER DE ARAUJO PEREIRA**

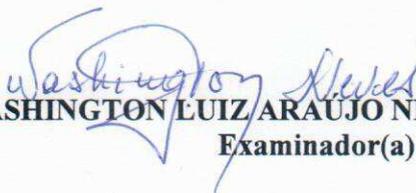
**TESE APROVADA EM 09/09/2016**



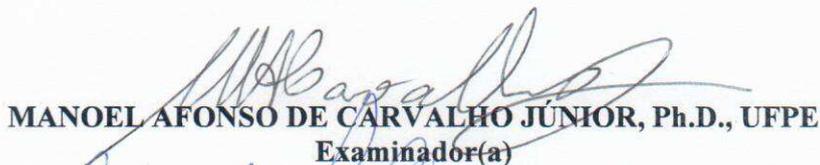
**BENEMAR ALENCAR DE SOUZA, D.Sc., UFCG**  
Orientador(a)



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



**WASHINGTON LUIZ ARAUJO NEVES, Ph.D., UFCG**  
Examinador(a)



**MANOEL AFONSO DE CARVALHO JÚNIOR, Ph.D., UFPE**  
Examinador(a)



**SEBASTIÃO ERCULES MELO DE OLIVEIRA, Dr., UFRJ**  
Examinador(a)



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

**CAMPINA GRANDE - PB**

# **Correção em Tempo Real das Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário de TCs com Entreferro**

Fagner de Araujo Pereira

Benemar Alencar de Souza, Dr.  
Orientador

Francisco das Chagas Fernandes Guerra, Dr.  
Orientador

Campina Grande – Paraíba – Brasil  
Setembro de 2016

*À minha esposa Erica Manuela do Nascimento, pelo companheirismo e cumplicidade ao longo de toda minha vida acadêmica, e a minha filha Alice “pepecinha”, OFEREÇO.*

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

# 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.

Ao professor Benemar Alencar de Souza pela presteza.

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

À minha esposa Erica Manuela do Nascimento que cedeu muito do seu tempo para que eu pudesse realizar esse trabalho e sonho.

A todos os meus amigos por todo incentivo e apoio.

Fagner de Araujo Pereira

# Resumo

É apresentada uma plataforma implementada com controladores digitais de sinal (*DSCs – Digital Signal Controllers*) desenvolvida para estudos do comportamento dinâmico em tempo real dos transformadores de corrente com entreferro, utilizados em sistemas de proteção e medição de redes de energia eléctrica. Os algoritmos implementados simulam a corrente de defeito em um sistema de energia eléctrica, bem como a resposta transitória do transformador de corrente. Um método para corrigir a distorção da corrente secundária do TC com entreferro é apresentado, onde o fluxo residual é desprezível. Para estimar o fluxo, um enrolamento terciário deve estar disponível. Os erros de fase e de relação, bem como as distorções na corrente secundária devido à saturação do núcleo em situações de falta são adequadamente corrigidos pelo método. Vários casos foram testados e os resultados indicam que o método proposto é eficaz em melhorar o desempenho dos sistemas de protecção com base na medição de corrente.

Palavras-chave: Distorção, proteção de sistemas eléctricos, saturação, TCs com entreferro, simulação em tempo real, correção de formas de onda.

# Abstract

A platform implemented with Digital Signal Controllers (DSCs) developed for real time studies of the dynamic behavior of the air-gapped current transformers (CTs) used in power grid protection and measurement systems is presented. The implemented algorithms simulate the fault current in an electric power system as well as the transient response of the current transformer. A method for correcting the CT secondary current distortion is presented in the case of gapped core where residual flux is negligible. To estimate the flux, a tertiary winding must be available. The ratio and phase errors, as well as the distortions in secondary current due the core saturation in fault situations are properly corrected by the method. Several cases were tested and the results indicate that the proposed method is very effective in improving the performance of protection schemes based on the current measurement.

Keywords: distortion, power system protection, saturation, air-gapped CTs, real time simulation, waveform compensation.

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b> .....	iii
<b>Lista de Tabelas</b> .....	vi
<b>Glossário</b> .....	vii
<b>Lista de Símbolos</b> .....	viii
<b>1 Introdução</b> .....	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Objetivos e Contribuições.....	3
1.3 Revisão Bibliográfica.....	3
1.3.1 Considerações Gerais.....	3
1.3.2 Modificação do Projeto do Núcleo.....	4
1.3.3 Emprego de Hardware.....	6
1.3.4 Reconstrução de Formas de Onda.....	7
1.4 Estrutura da Tese.....	11
<b>2 TCs em Regime Transitório</b> .....	12
2.1 Representação do Sistema Primário.....	12
2.2 Representação Simplificada do TC.....	14
2.2.1 Considerações Gerais.....	14
2.2.2 Desempenho em Regime Não-Saturado.....	14
2.2.3 Desempenho em Regime Saturado.....	16
2.3 Erros nos TCs de Proteção.....	17
2.3.1 Erro de Relação.....	17
2.3.2 Curva de Excitação Secundária e Erro de Relação.....	17
2.3.3 Classes de Exatidão dos TCs de Proteção.....	20
2.3.4 Causas de Erros nos TCs.....	20
2.4 Fator de Saturação.....	23
2.5 Critério para Especificação da Carga de um TC.....	25
2.6 Efeitos da Saturação em Relés.....	26
2.6.1 Relés de Sobrecorrente.....	26
2.6.2 Relés de Distância.....	27
2.6.3 Relés Diferenciais.....	27
<b>3 Modelos de Transformadores de Corrente</b> .....	28
3.1 Efeitos da Inserção de Entreferros em Núcleos de TCs.....	28
3.2 Circuito Equivalente de um TC com Entreferro.....	29
3.3 Representação da Histerese pelo Modelo de Jiles-Atherton.....	30
3.3.1 Equações do Circuito.....	30
3.3.2 Descrição do Modelo de Jiles Atherton.....	32
3.3.3 Aplicação do Modelo de Jiles-Atherton.....	35
3.4 Representação da Histerese pelo Modelo de Tellinen.....	39
3.4.1 Equações do Circuito.....	39
3.4.2 Descrição do Modelo de Tellinen.....	40
3.4.3 Aplicação do Modelo de Tellinen.....	40

<b>4</b>	<b>Correção da Corrente Secundária.....</b>	<b>44</b>
4.1	Representação do Transformador de Corrente.....	44
4.2	Técnica de Correção Proposta.....	45
4.3	Obtenção da Corrente Secundária por Modelo Reduzido.....	47
4.4	Obtenção da Corrente Secundária por DSP.....	49
4.5	Correção da Corrente Secundária.....	56
<b>5</b>	<b>Resultados Obtidos.....</b>	<b>61</b>
5.1	Características Magnéticas do TC.....	61
5.2	Resultados – Corrente Corrigida no Uso de Modelo Reduzido.....	62
5.3	Resultados – Corrente Corrigida no Uso de DSP.....	68
<b>6</b>	<b>Conclusão.....</b>	<b>97</b>
6.1	Considerações Finais.....	97
6.2	Trabalhos a Serem Desenvolvidos.....	99
	<b>Referências.....</b>	<b>100</b>

# Lista de Figuras

2.1	Representação simplificada do sistema primário.....	12
2.2	Forma de onda típica de uma corrente de curto-circuito.....	13
2.3	( a ) Transformador de corrente; ( b ) circuito elétrico equivalente simplificado.....	14
2.4	Curva de saturação linearizada por partes.....	14
2.5	Fluxo de enlace $\lambda$ no núcleo do TC em condição de curto-circuito no primário.....	15
2.6	Fluxo de enlace e correntes primária, secundária e de magnetização.....	16
2.7	Distorção da onda de corrente secundária - Carga com componente indutiva.....	17
2.8	Curva de excitação secundária de TCs.....	18
2.9	Montagem para obtenção da curva de excitação secundária do TC.....	18
2.10	Definição de ponto de joelho estabelecida pelo IEEE.....	19
2.11	Definição de ponto de joelho estabelecida pelo IEC.....	19
2.12	Ponto de operação de TC de medição em condições normais e com indução residual no núcleo.....	22
2.13	Ponto de operação do TC após desligamento do sistema primário.....	22
2.14	Curvas do fator de saturação versus tempo para o TC saturar.....	24
3.1	Efeito da inserção de entreferro em núcleo magnético de liga Fe-Si.....	28
3.2	(a) Núcleo com entreferro; (b) circuito magnético equivalente.....	30
3.3	Circuito elétrico equivalente do TC.....	30
3.4	Circuito elétrico equivalente do TC, incluindo as perdas dinâmicas.....	31
3.5	Curva de magnetização inicial e curva anisterética.....	32
3.6	Defeito em ponto intermediário de uma linha de transmissão.....	35
3.7	Correntes $i_1$ e $i_2$ - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.....	37
3.8	Fluxo de enlace no secundário - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.....	37
3.9	Trajetórias no plano $\lambda - i_e$ - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.....	38
3.10	Correntes de excitação - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.....	38
3.11	Tensão aplicada no enrolamento secundário do TC.....	41
3.12	Desmagnetização de um TC - Laços $\lambda - i_e$ ; $\lambda_R = - 0,0855$ V.s.....	41
3.13	Desmagnetização de um TC; $\lambda_R = - 0,0855$ V.s.....	42
3.14	Desmagnetização de um TC - Laços $\lambda - i_e$ ; $\lambda_R = 0,0855$ V.s.....	42
3.15	Desmagnetização de um TC; $\lambda_R = 0,0855$ V.s.....	43
4.1	Circuito equivalente do TC.....	44
4.2	Diagrama de blocos da técnica de correção da corrente secundária.....	46
4.3	Circuito para obtenção da onda distorcida de corrente no secundário do TC.....	48
4.4	Sistema elétrico usado para testes e avaliação.....	49
4.5	Circuito monofásico equivalente para simulação do sistema primário.....	50
4.6	Curva de saturação do TC.....	52
4.7	Diagrama em blocos do <i>DAC7621</i> .....	53
4.8	Implementação em hardware para simulação do sistema primário e TC.....	54
4.9	Implementação do filtro ativo passa-baixas Butterworth de segunda ordem.....	55
4.10	Sensor de corrente utilizado.....	56
4.11	Implementação em hardware do sistema de correção.....	58
4.12	Implementação em hardware das duas plataformas de testes.....	60

5.1	Montagem para obtenção dos laços dinâmicos $\lambda$ versus $i_e$ do TC.....	61
5.2	Laço dinâmico maior e curva de saturação do TC, determinados em 60 Hz.....	62
5.3	Formas de onda das correntes – Carga: $4,3 + j 0,0 \Omega$ .....	63
5.4	Correntes RMS versus tempo – Carga: $4,3 + j 0,0 \Omega$ .....	63
5.5	Erro transitório – Carga: $4,3 + j 0,0 \Omega$ .....	64
5.6	Formas de onda das correntes – Carga: $2,6 + j 3,6 \Omega$ .....	64
5.7	Correntes RMS versus tempo – Carga: $2,6 + j 3,6 \Omega$ .....	65
5.8	Erro transitório – Carga: $2,6 + j 3,6 \Omega$ .....	65
5.9	Formas de onda da corrente em regime simétrico – Carga: $4,3 + j 0,0 \Omega$ .....	66
5.10	Formas de onda da corrente em regime simétrico – Carga: $2,6 + j 3,6 \Omega$ .....	66
5.11	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	69
5.12	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	70
5.13	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	71
5.14	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	72
5.15	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	73
5.16	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	74
5.17	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	75
5.18	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	76
5.19	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	77
5.20	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	78
5.21	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	79
5.22	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	80
5.23	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	81
5.24	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	82
5.25	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	83
5.26	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	84
5.27	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	85
5.28	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	86
5.29	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	87

5.30	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	88
5.31	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.....	89
5.32	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	90
5.33	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	91
5.34	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.....	92
5.35	Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	93
5.36	Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	94
5.37	Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida. Carga de $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.....	95

# Lista de Tabelas

3.1	Características de TCs segundo a norma <i>IEC</i> 60044-6.....	29
5.1	Erros Transitórios Máximos.....	67
5.2	Erros de Relação e de Fase no Regime Simétrico.....	68
5.3	Erros Transitórios Máximos.....	96

# Glossário

<b>ABNT</b>	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<b>ATP</b>	<i>Alternative Transients Program</i>
<b>CA</b>	Corrente Alternada
<b>CC</b>	Corrente Contínua
<b>DSC</b>	<i>Digital Signal Controller</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processor</i>
<b>EMTDC</b>	<i>Electromagnetic Transients including DC</i>
<b>EMTP</b>	<i>Electromagnetic Transients Program</i>
<b>IEC</b>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<b>IED</b>	<i>Intelligent Electronic Devices</i>
<b>IEEE</b>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<b>IGBT</b>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<b>INA</b>	<i>Instrumentation Amplifier</i>
<b>NBR</b>	Denominação de norma da ABNT
<b>PSRC</b>	<i>Power System Relaying Committee</i>
<b>RMS</b>	<i>Root Mean Square</i>
<b>RNA</b>	<i>Redes Neurais Artificiais</i>
<b>RTDS</b>	<i>Real Time Power System Digital Simulator</i>
<b>Std.</b>	<i>Standard</i>
<b>TCs</b>	Transformadores de corrente
<b>TNA</b>	<i>Transient Network Analyser</i>

# Lista de Símbolos

## Representação do Sistema Primário

$U_m$	Valor de pico da tensão
$\omega$	Frequência angular do sistema
$t$	Tempo
$\Theta$	Ângulo de incidência do defeito
$Z_1$	Impedância do circuito primário
$\Phi_1$	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
$\lambda$	Fluxo magnético
$\lambda_s$	Fluxo magnético no ponto de saturação
$i_m$	Corrente do ramo de magnetização
$i_{ms}$	Corrente de magnetização no ponto de saturação
$i_l$	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
$\Phi_2$	Ângulo da impedância do circuito secundário
$T_2$	Constante de tempo secundária
$\mu_0$	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
$\alpha$	Constante de interação entre domínios
$K_{mod}$	Constante de prendimento modificada

# Capítulo 1

## Introdução

Transformadores de corrente (TCs) são transformadores projetados e construídos especificamente para alimentar instrumentos de medição, proteção e controle em redes de energia elétrica. Eles têm por finalidade reduzir a corrente do sistema de potência a um valor adequado de modo que haja uma relação fixa entre os valores instantâneos correspondentes das ondas de corrente de entrada e de saída, com diferenças de fase mínimas entre si. Também objetivam promover isolamento elétrica entre os instrumentos e o sistema primário.

Este trabalho trata do estudo do comportamento transitório dos TCs, bem como do desenvolvimento e aplicação de técnicas de melhoria do desempenho desses equipamentos no campo da proteção de sistemas elétricos, em regime transitório e em baixas frequências, no sentido de mitigar problemas causados por distorções na forma de onda de corrente no enrolamento secundário, durante a ocorrência de curtos-circuitos no sistema de alta tensão.

### 1.1 Motivação

As correntes de defeito típicas apresentam duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra, unidirecional, com decaimento exponencial, que impõem uma onda de fluxo magnético assimétrica de elevado valor de pico aos núcleos magnéticos dos TCs. Tal fluxo, superposto ao fluxo residual no núcleo, pode ocasionar um elevado grau de saturação magnética. Isto faz com que a forma de onda da corrente secundária fornecida aos dispositivos de proteção apresente-se distorcida durante os primeiros ciclos após a falta. 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 da corrente secundária, reduzindo seu valor eficaz;
- Os relés não são sensibilizados adequadamente nos primeiros ciclos da corrente de defeito pelo motivo já citado;
- Localizadores de faltas podem não mostrar a indicação correta;
- Estimadores fasoriais podem indicar valores imprecisos;

Tais problemas podem implicar em uma maior extensão dos danos de natureza térmica e eletrodinâmica, perda de seletividade da proteção e, em casos mais graves, perda da continuidade no fornecimento da energia por falha da proteção. Ademais, a dificuldade de localização do ponto de ocorrência do distúrbio causa prolongadas interrupções no fornecimento de energia, o que agrava os prejuízos.

Para evitar os citados problemas durante a ocorrência de curtos-circuitos com correntes primárias de elevados valores e graus de assimetria, torna-se necessário o desenvolvimento de técnicas de correção das ondas distorcidas de corrente no enrolamento secundário dos TCs.

Com o advento da tecnologia digital aplicada à proteção dos sistemas elétricos, foram desenvolvidas eficientes técnicas de detecção e localização de defeitos, bem como algoritmos destinados a promover o desligamento da parte defeituosa do sistema com base em várias teorias matemáticas. Entretanto, o mesmo não ocorre em relação à detecção da saturação de TCs e correção das correntes secundárias distorcidas. Uma vez que a corrente secundária de TCs constituem informações primordiais para o processamento de algoritmos, não é de se esperar um desempenho satisfatório de sistemas de proteção quando as correntes fornecidas ao *IED (Intelligent Electronic Device)* acham-se corrompidas.

Tradicionalmente, os testes de esquemas de proteção ainda podem ser realizados em bancadas ou em modelos reduzidos de sistemas elétricos (*TNA*, de *Transient Network Analyser*), que simulam de forma analógica os distúrbios aos quais os relés devem responder (GUERRA, 2007). Porém, tais modelos apresentam custos altos, dificuldade de operação e possibilidades limitadas. Além disso, a reprodução de redes elétricas reais não pode ser facilmente conseguida através de componentes como microgeradores, transformadores de tamanho reduzido e linhas de transmissão artificiais, notadamente no que diz respeito às constantes de tempo dos componentes.

Atualmente, é comum o emprego de bancadas de teste digitais, onde as grandezas de interesse são obtidas por simulação. Isto implica em redução de tempo, esforço e custos, bem como um aumento no número de possibilidades de testes. 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.

Dessa forma, também se julga relevante efetivar um aprofundamento no estudo do comportamento de TCs nos regimes permanente e transitório, mediante desenvolvimento de modelos matemáticos, bem como a implementação de rotinas computacionais para investigações no campo da proteção de sistemas elétricos e testes para avaliação do desempenho de relés em simuladores digitais em tempo real.

## 1.2 Objetivos e Contribuições

O objetivo geral do trabalho consiste na realização de um aprofundamento no estudo do desempenho de TCs em caso de ocorrência de curtos-circuitos na rede elétrica, bem como no desenvolvimento de uma técnica de correção das distorções causadas na forma de onda da corrente no enrolamento secundário sob o regime de saturação no núcleo.

Uma contribuição do trabalho proposto consiste na apresentação de modelos capazes de reproduzir o desempenho de TCs de núcleo magnético fechado ou com entreferro nos regimes permanente e transitório, com base nas teorias de Jiles-Atherton (JILES e ATHERTON, 1986) e de Tellinen (TELLINEN, 1998). Considera-se como principal contribuição a proposta de um novo método de correção de ondas de corrente distorcidas no secundário de TCs com entreferro (TCs tipo *TPZ*), testado em tempo real mediante o uso de processadores digitais de sinais (*DSP*), o qual se baseia na integração numérica da tensão de excitação secundária para obtenção do fluxo de enlace e determinação da corrente de excitação pela curva de saturação. Assim, obtém-se a corrente corrigida somando-se a corrente secundária distorcida à corrente de excitação. Este procedimento é realizado em alguns trabalhos existentes na literatura (CONRAD *et al.*, 1984; KANG *et al.* (1997); KANG *et al.*, 2004a; KANG *et al.*, 2004b; KANG *et al.*, 2005; KANG *et al.*, 2008).

O aspecto inovador da técnica proposta consiste na utilização de TCs com entreferro, o que faz com que o fluxo residual seja praticamente nulo, podendo ser desprezado, e de um enrolamento terciário, operando em aberto, cuja tensão, ao ser numericamente integrada, fornece uma medida do fluxo no núcleo do TC, possibilitando a estimação da corrente de excitação, necessária para garantir a correção da distorção na corrente secundária. Assim, considera-se que o fluxo no TC é diretamente medido, e não estimado como ocorre nos trabalhos supracitados, conferindo maior grau de exatidão e confiabilidade aos resultados.

## 1.3 Revisão Bibliográfica

### 1.3.1 Considerações Gerais

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* (2003) 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 e MOTA (2007) propuseram 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 a curva anisterética do modelo foi aproximada por funções racionais, ao invés da função de Langevin modificada, originalmente usada.

RAZAEI-ZARE *et al.* (2008) propuseram um modelo de TC onde a histerese é representada a partir da teoria de Preisach (NAIDU, 1991). Os autores chamam atenção para o fato de que a consideração da histerese é fundamental para a simulação de transitórios em sistemas com religamento automático devido à influência do fluxo residual na operação dos relés.

O *IEEE PSRC* (1990) traz 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. Para este propósito, MUTHUMUNI *et al.* (2001), KANG *et al.* (2008) e GUERRA *et al.* (2011) apresentaram modelos que levam em consideração o efeito de histerese magnética.

De modo geral, os problemas relacionados ao comportamento dos transformadores de corrente em regime transitório podem ser minimizados através das seguintes medidas:

- Modificação do projeto do núcleo magnético;
- Utilização de técnicas baseadas exclusivamente em emprego de *hardware*;
- Reconstrução de formas de onda distorcidas de corrente no secundário.

Essas técnicas são descritas a seguir.

### **1.3.2 Modificação do Projeto do Núcleo**

A medida mais imediata para evitar saturação dos TCs consiste no aumento da área de seção reta do núcleo magnético. Nos TCs de proteção, isso é feito mediante emprego de um fator de sobrecorrente nominal igual a 20. Assim, um TC pode operar com até 20 vezes a corrente

primária nominal, sem que haja problemas. Porém, isso é apenas válido em regime simétrico. Devido ao caráter assimétrico, as correntes de curto-circuito geram uma componente CC de fluxo no núcleo cujo valor de pico pode ser muito elevado. Isso torna proibitivo o sobredimensionamento do núcleo para se resolver os problemas de caráter transitório, pois o TC seria demasiadamente grande, pesado e caro.

O *IEEE Power System Relay Committee (IEEE PSRC, 1976)* publicou um extenso trabalho onde foram abordados importantes aspectos do desempenho de TCs em regime transitório, incluindo os de núcleo com entreferro, bem como a influência em diferentes esquemas de proteção. O mesmo grupo voltou a publicar outro trabalho (*IEEE PSRC, 1990*) onde são discutidas as características e o desempenho de TCs com pequenos entreferros (0,0001 a 0,0003 pu do comprimento da trajetória magnética média considerada, obtidos a partir de corte a laser).

As principais vantagens da inserção de entreferros em núcleos magnéticos são descritas a seguir (*IEEE PSRC, 1990*).

- Redução do fluxo residual, melhorando a resposta do TC em regime transitório.
- Redução da constante de tempo secundária do TC, o que implica em redução da área de seção reta do núcleo (menor tamanho físico) considerando as mesmas condições de operação de um TC com núcleo fechado.
- Menor influência do fator de potência da carga na resposta do TC em regime transitório, em comparação com um TC de núcleo fechado.

Em contrapartida, surgem as seguintes desvantagens:

- A corrente de excitação no núcleo magnético aumenta, ocorrendo maiores erros de relação e de fase.
- Os núcleos com entreferros são mecanicamente mais frágeis e mais caros.

As normas americanas não estabelecem critérios de classificação para transformadores de corrente com entreferro. Porém, na norma *IEC 60044-6* são consideradas as duas classes:

- *TPY*, que possui pequeno entreferro, possuindo remanência com valor inferior a 10% da apresentada por um TC de núcleo fechado com as mesmas dimensões;
- *TPZ*, que apresenta entreferros com tamanhos maiores (ou vários pequenos entreferros), com característica praticamente linear e remanência desprezível.

O *IEEE PSRC (1990)* traz importantes considerações sobre as vantagens e desvantagens da inserção de pequenos entreferros não magnéticos no núcleo, incluindo uma importante discussão envolvendo especialistas de empresas canadenses, os quais defendem de forma enfática o emprego desse tipo de TC.

### 1.3.3 Emprego de *Hardware*

A metodologia de correção baseada exclusivamente no emprego de *hardware* foi a primeira tentativa de mitigar o problema das distorções nas formas de onda da corrente no secundário dos TCs. BRADLEY *et al.* (1978) propuseram um método no qual era injetada uma corrente exponencial de magnitude controlada no secundário do TC, de modo a reduzir a amplitude da componente unidirecional do fluxo no período transitório que se estabelece no núcleo durante a ocorrência do curto-circuito.

MASSON (1979) desenvolveu uma técnica que consiste na inserção de um resistor em série com a carga do TC. Em condições normais, esse resistor tem seus terminais em curto-circuito, o que é estabelecido por uma chave eletrônica a tiristor, inicialmente fechada. Um circuito detector de amplitude do fluxo abre a chave quando a mesma ultrapassa determinado valor, inserindo o resistor. Assim, como a carga aumenta, a tensão secundária é amplificada, de modo a promover uma redução do fluxo para um nível que depende do valor da resistência adicional, sendo o resistor novamente posto em curto-circuito. O autor afirma que essa técnica permite que a área de seção reta do TC seja reduzida para até um terço do valor convencional.

DAVARPANAHA *et al.* (2013a) e DAVARPANAHA *et al.* (2013b) desenvolveram uma técnica também baseada na inserção de um resistor em série com a carga do TC, mediante uma chave eletrônica composta por *IGBT*. Os autores fizeram rigorosa avaliação do desempenho do método e apresentaram resultados satisfatórios de testes realizados em *RTDS*, incluindo aplicações em estimação de fasores na proteção de linhas por relés de distância. A complexidade na alteração da estrutura física da montagem elétrica do sistema de proteção e a inclusão de novos componentes de hardware apresentam-se como uma desvantagem do método.

A vantagem das técnicas baseadas exclusivamente na aplicação de *hardware* consiste no fato de serem aplicáveis a todos os tipos de relé, inclusive os estáticos e eletromecânicos. Além disso, não há problema com ruídos elétricos e não há necessidade do conhecimento de parâmetros como impedância da linha, carga, fiação e características magnéticas do núcleo do TC.

Tais técnicas apresentam dificuldade de implementação, requerendo o uso de equipamentos adicionais, o que dificulta a universalização do seu emprego. Apesar de terem constituído as primeiras propostas destinadas à correção das correntes distorcidas no secundário de TCs, não se tem nenhum conhecimento da utilização das mesmas em sistemas elétricos reais.

### 1.3.4 Reconstrução de Formas de Onda

As técnicas de reconstrução de formas de onda distorcidas de correntes no secundário de TCs de proteção podem ser classificadas em três diferentes categorias, descritas a seguir.

- Categoria 1 – Técnicas de estimação da corrente de magnetização do TC, obtida a partir da curva de saturação ou laço de histerese, a qual é somada à corrente secundária amostrada.
- Categoria 2 – Técnicas numéricas aplicadas ao processamento digital do sinal de corrente secundária, baseadas em estimação de parâmetros da onda.
- Categoria 3 – Técnicas baseadas em redes neurais artificiais.

Os métodos citados são descritos a seguir.

#### *Estimação da Corrente de Magnetização*

Esta técnica consiste em calcular o fluxo de enlace no secundário do TC a partir de certo número de amostras de corrente secundária e determinar a corrente de magnetização mediante a curva de saturação. Em seguida, essa corrente é somada à corrente secundária de modo a se obter a forma de onda reconstruída. Esse processo de correção por *software* se tornou viável a partir de meados dos anos 80 com o advento dos microprocessadores.

CONRAD *et al.* (1984) constitui a primeira referência acerca do tema. Os autores propuseram uma metodologia baseada na adição da corrente de magnetização à corrente secundária, obtida por integração numérica desta última. Porém, não foi apresentada uma técnica para determinação ou estimação do fluxo residual no núcleo. Pressupõe-se que os resultados correspondem ao TC com núcleo inicialmente desmagnetizado.

KANG *et al.* (1997) propuseram um algoritmo idêntico, além de apresentarem outro 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. Porém, os autores não apresentam um método de estimação do fluxo residual no núcleo magnético. 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). O mesmo procedimento foi efetuado para um TC destinado ao serviço de medição de dimensões reduzidas, tendo sido reportados resultados satisfatórios (KANG *et al.*, 2005). Apesar da técnica de detecção de saturação por funções diferença de terceira ordem apresentar eficiência, a estimação do fluxo residual mediante

funções diferença de segunda ordem mostra falhas quando testada em diferentes pontos da linha considerada nos dois últimos artigos citados (PEREIRA, 2012).

LU *et al.* (2008) apresentaram um método de detecção de saturação fundamentado em morfologia matemática e um método de compensação em que a reconstrução da corrente na região saturada é feita através da aproximação simplificada da curva de saturação do TC. A curva foi aproximada pela reta inclinada da região saturada, sendo prolongada até o eixo das ordenadas. Isto equivale a tornar constante a indutância de magnetização, desprezando a região do joelho da curva e a região não saturada. Apesar dos bons resultados relatados pelos autores, este método não apresenta precisão satisfatória (SCHETTINO, 2012). Isto pode ser atribuído à aproximação feita na região do joelho da curva de saturação. Outro problema é que o método de morfologia matemática proposto para detectar a saturação não apresenta desempenho satisfatório (SANTOS, 2011).

As vantagens das técnicas de reconstrução da forma de onda da corrente secundária por estimação da corrente de magnetização são as seguintes:

- O algoritmo é de fácil entendimento e implementação;
- A precisão dos resultados não é tão dependente do desempenho do detector de saturação;
- O tempo de processamento é pequeno, não havendo atraso na operação do relé.

As desvantagens dessas técnicas são as seguintes:

- Os TCs de núcleo fechado ou com pequenos entreferros apresentam valores de fluxo residuais consideráveis (até 80% do valor do fluxo na região de saturação), que devem ser determinados antes do processo de reconstrução; porém, constatou-se que a única rotina disponível para este fim (KANG *et al.*, 2004b) não apresenta desempenho satisfatório para todas as possibilidades de falta (PEREIRA, 2012);
- São requeridos dados do TC e carga, como resistência e indutância totais do lado do secundário e curva de saturação.

### ***Estimação de Parâmetros da Onda***

Os métodos de estimação de parâmetros utilizam as amostras da parte não distorcida do sinal de corrente para estimar as correções a serem efetuadas na parte distorcida.

No processo de compensação, a corrente de curto-circuito é matematicamente expressa pela soma de uma componente senoidal e uma componente contínua com decaimento exponencial. Os parâmetros da equação resultante são estimados através do método de ajuste de curvas por mínimos quadrados, utilizando amostras da parte não distorcida do sinal.

PAN *et al.* (2004) propuseram uma técnica de correção baseada em ajuste de curvas por mínimos quadrados em que a detecção dos instantes de entrada e saída da saturação não é necessária. Para identificar os trechos não distorcidos da forma de onda, foram feitas as seguintes suposições:

- Antes do primeiro trecho distorcido, a porção não distorcida da onda corresponde a, no mínimo, 1/6 de ciclo;
- O trecho não distorcido entre dois intervalos de saturação consecutivos corresponde a 1/4 de ciclo;
- A partir da segunda porção não distorcida da onda, existem pontos que se repetirão exatamente um ciclo após a sua ocorrência.

Este método foi implementado por SCHETTINO (2012), não tendo sido obtidos bons resultados em casos de saturação mais severa, onde as premissas acima não se verificam. Foi também proposta uma técnica em que a detecção da entrada e da saída do estado de saturação é realizada pelo método da primeira diferença do filtro de Lanczos. O autor afirma que o grande avanço em relação aos métodos já existentes na literatura reside em sua excelente imunidade ao ruído. Para o processo de estimação de parâmetros e compensação da saturação foi utilizado o consagrado método de estimadores lineares.

SANTOS (2011) estabeleceu uma série de combinações entre métodos de detecção de saturação e de compensação. O autor desenvolveu uma técnica denominada de “detecção da saturação através da distância entre pontos formados por amostras de corrente secundária e suas funções diferença”, a qual apresentou resultados satisfatórios quando combinada com a técnica dos mínimos quadrados de PAN *et al.* (2004). É importante salientar que os autores não testaram o algoritmo para condições de elevado nível de ruído e em tempo real, limitando-se a testes *off-line*, com níveis de saturação baixos.

LI *et al.* (2002) propuseram uma técnica em que a transformada de *wavelet* é usada para identificar os instantes de entrada e saída da saturação. O processo de correção é efetivado de modo semelhante ao de PAN *et al.* (2004), sendo empregada uma técnica de regressão no processo de compensação. A regressão é uma técnica que utiliza o método de ajuste de curvas por mínimos quadrados, porém utilizando amostras dos trechos não saturados imediatamente anteriores e posteriores a cada intervalo de saturação.

Após as publicações citadas, foi observada uma plethora de artigos propondo técnicas de reconstrução baseadas nos mínimos quadrados combinadas com vários métodos de detecção da saturação. EL-NAGGAR & GILLANY (2007) usaram uma metodologia de detecção baseada em filtro de Kalman. STACHEL & SCHENGER (2009) fizeram a detecção mediante a combinação de dois indicadores: a razão entre a segunda harmônica e a componente fundamental do sinal de

corrente, bem como a função diferença de segunda ordem. NAM *et al.* (2009) apresentaram um método misto de compensação da saturação utilizando somas parciais nas regiões não saturadas da curva de corrente associada ao método dos mínimos quadrados nas regiões saturadas. O algoritmo de detecção de saturação utilizado foi o da terceira diferença. Os resultados apresentados pelos autores foram excelentes, apesar de não se ter considerado ruídos e interferências eletromagnéticas no secundário.

AJAEI *et al* (2011) usaram a saída de um filtro baseado em mínimos quadrados para efetuar a detecção. HOOSHYAR & SANAYE-PASAND (2012) propuseram um detector de saturação que consiste em uma janela deslizante sobre a onda de corrente que prevê o valor da próxima amostra. Se ocorrer saturação, o valor da referida amostra não será idêntico ao valor previsto. Assim, ocorrerá saturação se a diferença entre os dois valores exceder certa tolerância.

Os métodos baseados em estimação de parâmetros da onda de corrente possuem as seguintes vantagens:

- São independentes das características não lineares do TC;
- São também imunes a variações da carga total imposta ao TC e ao fluxo remanescente no núcleo magnético.

Entretanto, as seguintes desvantagens são verificadas:

- Requerem aplicação conjunta de uma técnica precisa destinada a detectar a entrada e a saída do estado de saturação para que as regiões fiquem bem delimitadas e não sejam tomadas amostras distorcidas como base para os estimadores; esta tarefa se torna mais difícil na detecção da saída da saturação, o que se torna crítico no caso de cargas indutivas.
- Alguns algoritmos necessitam da utilização de uma janela de dados deslizante de comprimento curto, destinada à estimação de fasores na parte não saturada da curva, a qual é sensível a harmônicos e a ruídos;
- Apresentam formulação matemática elaborada, o que dificulta o entendimento e a implementação do algoritmo para aplicações em tempo real;
- Algoritmos de melhor desempenho requerem esforço de processamento mais elevado, o que implica em um atraso de 1/2 a 1 ciclo na operação do relé (SCHETTINO, 2012).

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

As redes neurais artificiais (RNAs) têm sido utilizadas com sucesso em problemas relacionados a sistemas não lineares. Isso fez com que surgissem na literatura algumas publicações destinadas à detecção da saturação e reconstrução de formas de onda distorcidas de correntes secundárias de TCs (YU *et al.*, 2001; SEGATTO & COURRY, 2006). Os resultados de

testes de laboratório realizados pelos autores se mostraram satisfatórios. Entretanto, a aplicação dessa técnica em sistemas reais acarreta em uma série de problemas, relacionados a seguir (SCHETTINO, 2012).

- A implementação do método requer meticulosa operação de treinamento da rede, o que envolve grande quantidade de dados, correspondentes às possíveis condições de defeito;
- A capacidade de generalização fica comprometida uma vez que é necessário um treinamento para cada TC utilizado, pois os efeitos de saturação podem variar mesmo entre TCs do mesmo tipo (NAM *et. al.*, 2009). Caso haja modificações em relação ao TC ou ao sistema, todo um laborioso processo de treinamento da rede precisa ser refeito.
- O conjunto de treinamento é sempre baseado em modelos de TCs adotados em simuladores de sistemas de potência, como os programas tipo *EMTP*, o que pode influir na generalização dos resultados para situações reais.

## 1.4 Estrutura da Tese

Esta tese está estruturada da seguinte forma:

- Capítulo 2: É feita uma análise do processo de distorção de correntes no secundário de TCs com representação simplificada do núcleo (perdas magnéticas nulas, curva de saturação linearizada por partes), assim como das causas e efeitos da saturação e erros nos TCs;
- Capítulo 3: São apresentados os efeitos da inserção de entreferros nos núcleos magnéticos de TCs. É feita a modelagem do TC baseada nos modelos de histerese magnética de Jiles-Atherton (JILES & ATHERTON, 1986) e de Tellinen (TELLINEN, 1998), para TCs sem ou com entreferro. São apresentados resultados obtidos mediante simulações;
- Capítulo 4: É apresentada a descrição do método de correção das distorções da corrente secundária proposto neste trabalho;
- Capítulo 5: São apresentados resultados obtidos em laboratório relacionados à caracterização do TC empregado nos testes, bem como os resultados da aplicação do processo de correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário.
- Capítulo 6: Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros são descritas.
- Referências.

# Capítulo 2

## TCs em Regime Transitório

Apresenta-se uma análise do desempenho em regime transitório de TCs sem entreferro, supondo-se perdas magnéticas nulas e curva de saturação linearizada por partes. Este modelo permite o cálculo do fluxo de enlace no secundário através de uma equação diferencial linear de primeira ordem, sem considerar a saturação no núcleo magnético. As causas e os efeitos de saturação relacionados às componentes alternada e contínua das correntes de curto-circuito são também 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  $\theta$  determina o valor da tensão no instante do curto-circuito, sendo denominado de ângulo de incidência do defeito.

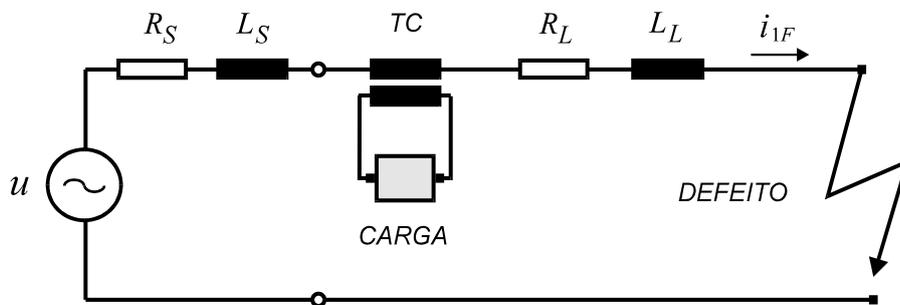


Fig. 2.1. Representação simplificada do sistema primário.

A impedância primária total é:

$$\mathbf{Z}_1 = Z_1 e^{j\phi_1} \quad (2.1)$$

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

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

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

$$\phi_1 = \tan^{-1}(\omega L_1 / R_1) \quad (2.5)$$

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 decréscimo exponencial, como mostra a Fig. 2.1.

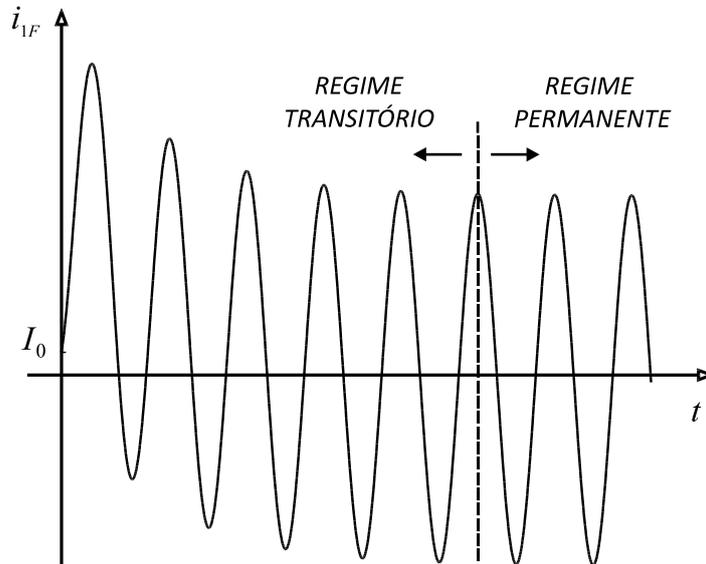


Fig. 2.2. Forma de onda típica de uma corrente de curto-circuito.

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  $\phi_1$  torna-se mais próximo de  $90^\circ$  à medida que a tensão nominal aumenta. Nestes sistemas, conclui-se que a máxima assimetria da corrente de curto-circuito (condição mais desfavorável de ocorrência do defeito) é quando a onda de tensão  $u(t)$  assume valores próximos de zero.

Para simplificar, faz-se  $I_0 = 0$  e  $\theta - \phi_1 = -\pi/2$  em (2.8). Assim, resulta:

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) \quad (2.9)$$

## 2.2 Representação Simplificada 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. A Fig. 2.3 ilustra o circuito elétrico equivalente.

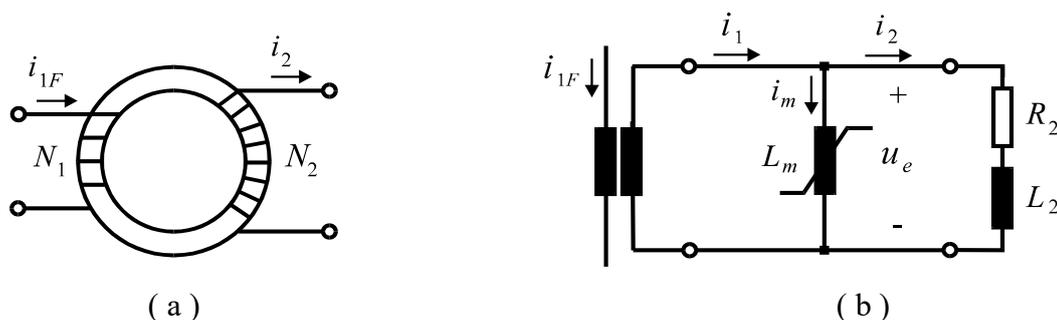


Fig. 2.3. (a) Transformador de corrente; (b) circuito elétrico equivalente simplificado.

Designa-se por  $N_1$  e  $N_2$  os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente.  $R_2$  é a resistência do enrolamento 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.

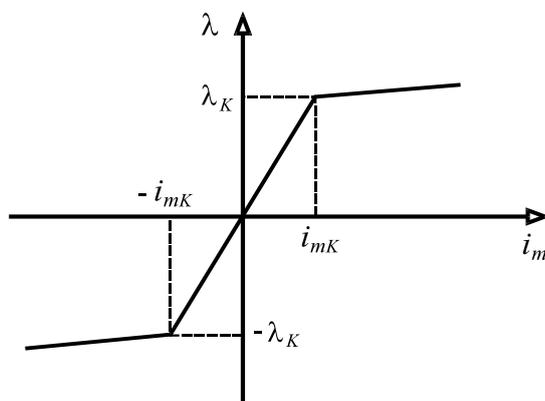


Fig. 2.4. Curva de saturação linearizada por partes.

### 2.2.2 Desempenho em Regime Não-Saturado

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

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (2.10)$$

Para o núcleo do TC, se  $\mu$  é a permeabilidade magnética,  $A$  a área de seção reta e  $l$  o comprimento médio da trajetória magnética, têm-se as seguintes expressões:

$$k_N = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.11)$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (2.12)$$

$$\phi_2 = \cos^{-1}\left(\frac{R_2}{Z_2}\right) \quad (2.13)$$

$$L_m = \frac{\mu N_2^2 A}{l} \quad (2.14)$$

$$T_2 = \frac{L_2 + L_m}{R_2} \cong \frac{L_m}{R_2} \quad (2.15)$$

Denotando por  $I_{1F}$  o valor eficaz da componente simétrica da corrente de curto-circuito primária, após uma série de aproximações e manipulações algébricas, resulta em (IEEE PSRC, 1976 e GUERRA, 2007):

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} R_2 I_{1F}}{\omega k_N} \left[ \frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad (2.16)$$

A expressão (2.16) 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 da componente contínua, além dos fatores citados, as constantes de tempo primária e secundária,  $T_1$  e  $T_2$ , são de fundamental importância na análise do desempenho de TCs em regime transitório.

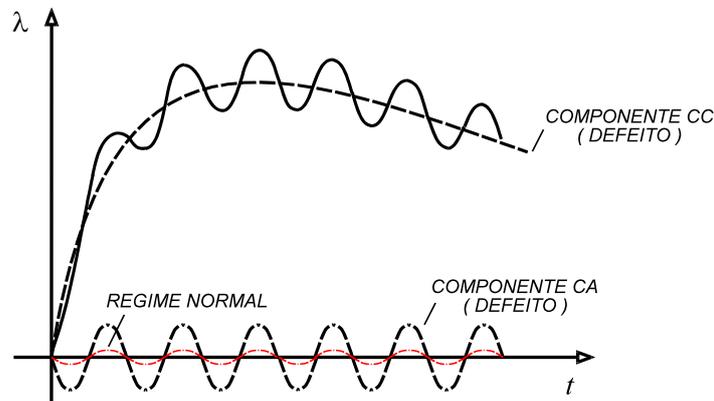


Fig. 2.5. Fluxo de enlace  $\lambda$  no núcleo do TC em condição de curto-circuito no primário.

### 2.2.3 Desempenho em Regime Saturado

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

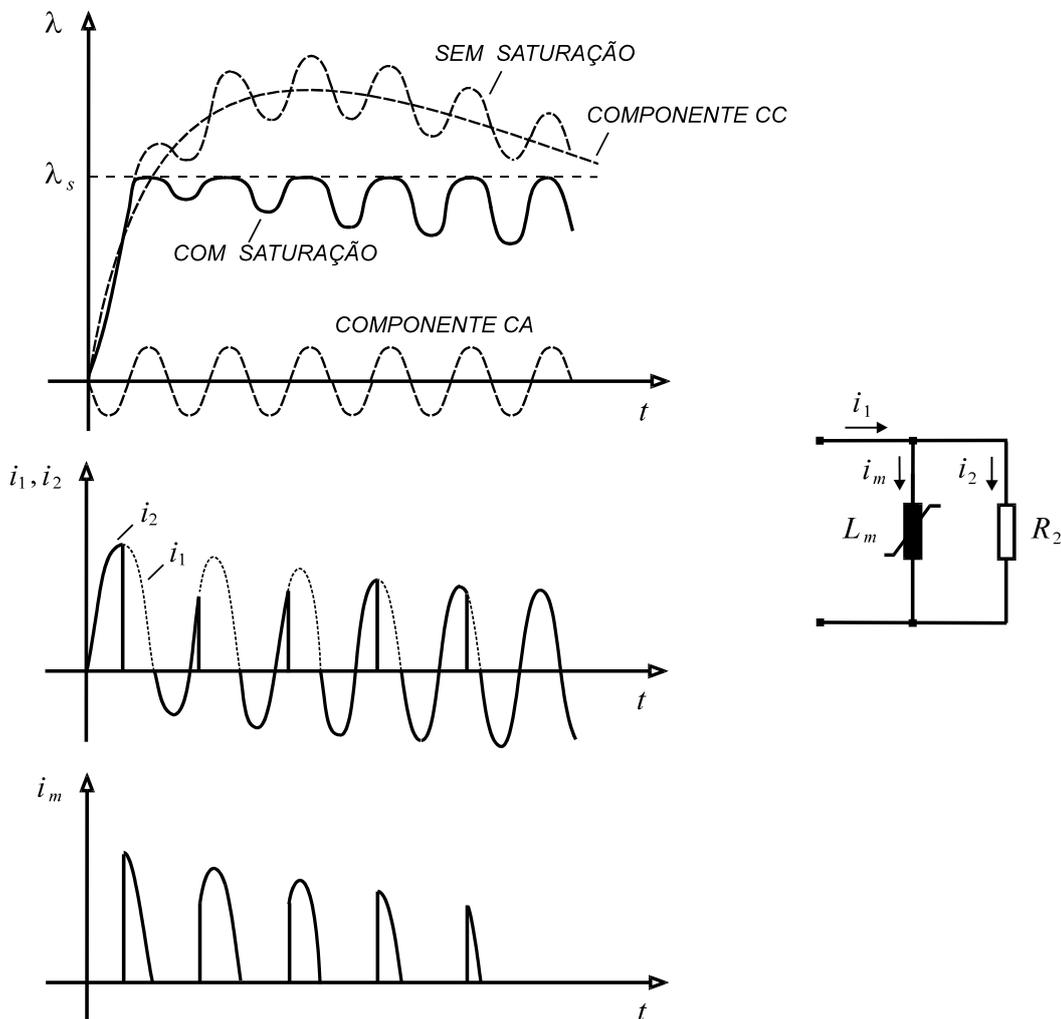
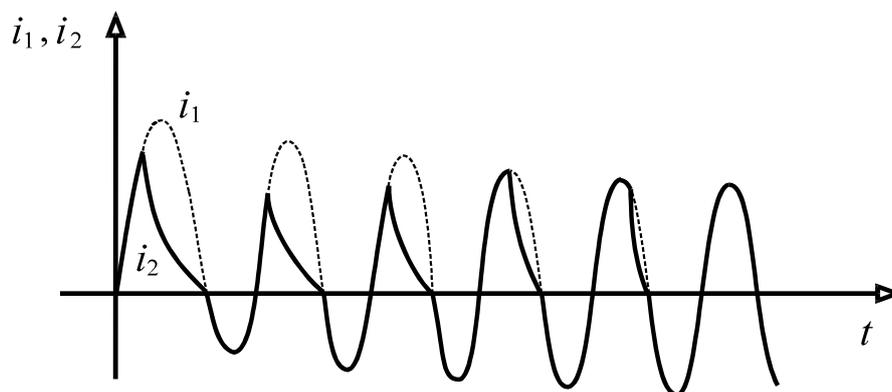


Fig. 2.6. Fluxo de enlace e correntes primária, secundária e de magnetização.

Observa-se que o efeito de saturação no núcleo faz com que o fluxo imposto pela fonte não cresça muito além do valor  $\lambda_s$  (fluxo de saturação) 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,  $i_2$ .

Na Fig. 2.7 é mostrada 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 a 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

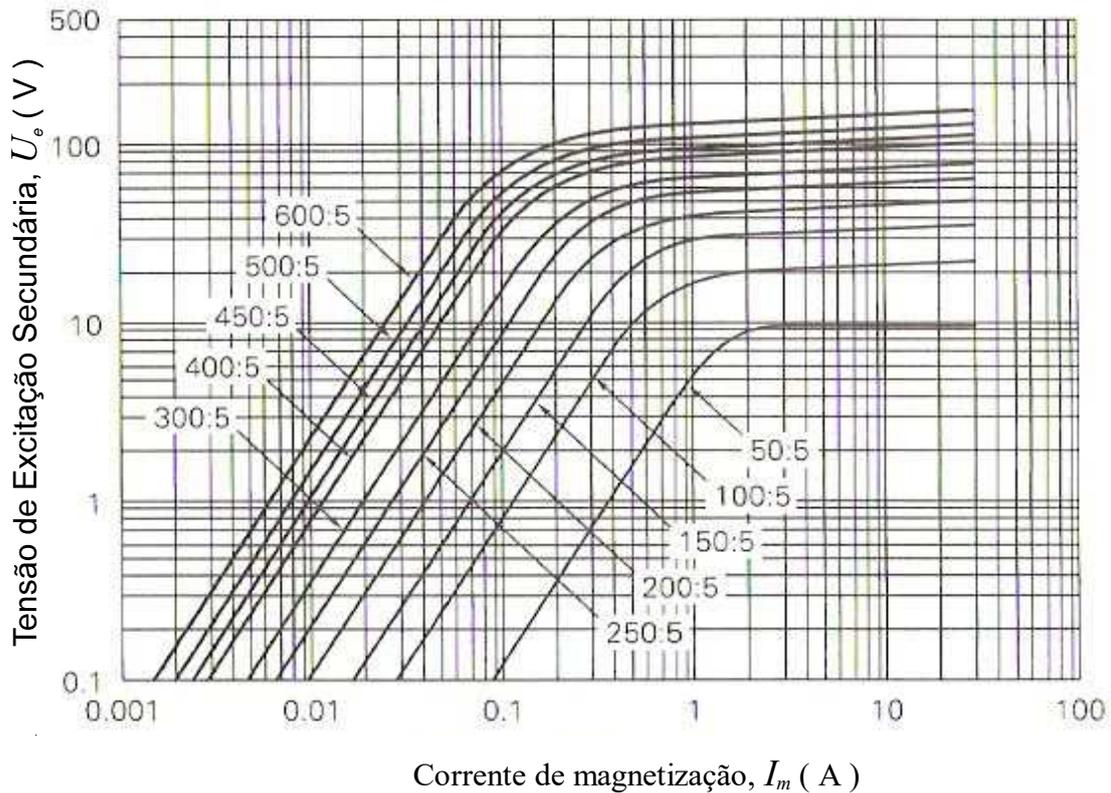
O erro de fase não é levado em consideração nos esquemas de proteção de sobrecorrente. Considerando a Fig. 2.3, a NBR 6856 - ABNT (1992) determina que o erro de relação percentual deva ser calculado por:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{I_m}{I_2} \tag{2.17}$$

As grandezas  $I_m$  e  $I_2$  são os valores eficazes de  $i_m$  e  $i_2$ . O erro de relação máximo admissível deve ser calculado para a condição na qual a corrente secundária é 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  $U_e$  (tensão de excitação secundária) versus  $I_m$  (em valores eficazes), chamadas curvas de excitação secundária, normalmente traçadas em escalas logarítmicas, como mostrado na Fig. 2.8.



**Fig. 2.8. Curva de excitação secundária de TCs.**

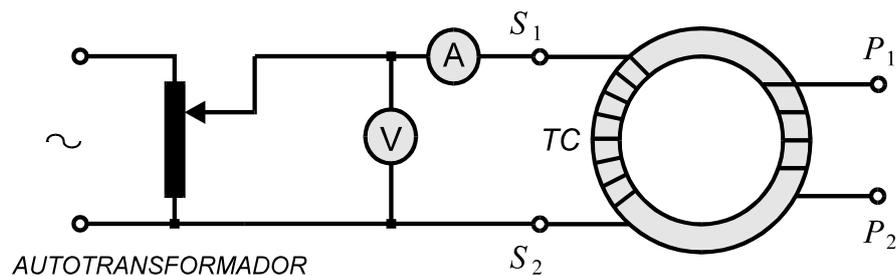
No circuito da Fig. 2.3, para determinados valores da corrente e da impedância no enrolamento secundário, é efetuado o seguinte procedimento para o cálculo de  $\varepsilon\%$ :

*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 (2.17).

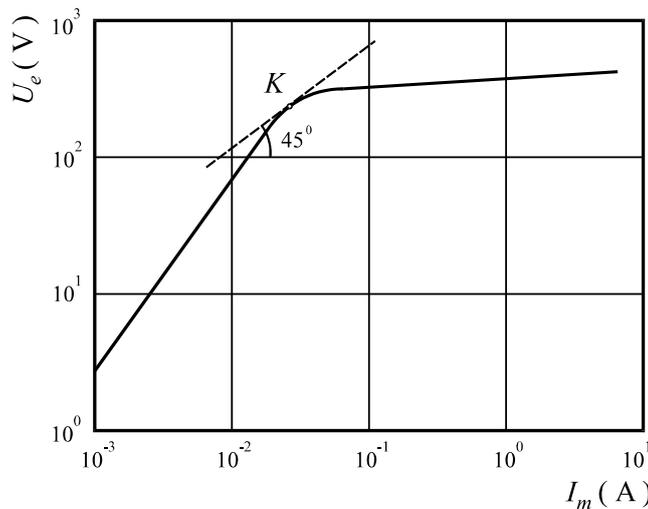
Caso a curva de excitação secundária não seja disponível, ela pode ser obtida por ensaio em laboratório utilizando uma montagem como a da Fig. 2.9.



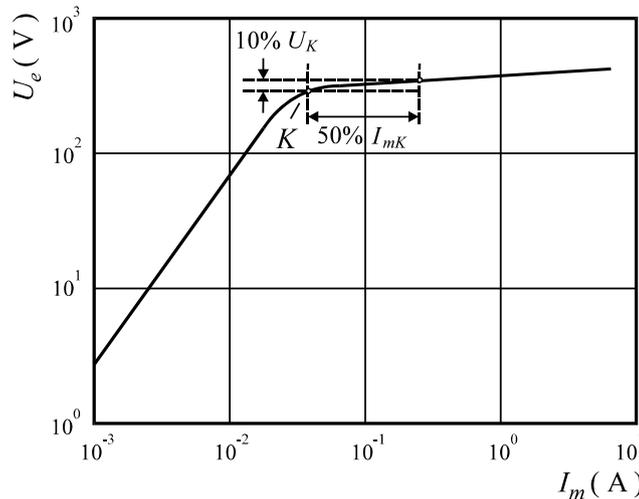
**Fig. 2.9. Montagem para a obtenção da curva de excitação secundária do TC.**

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 americana *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  $45^\circ$ . A norma do *IEC Std. 60044-1* (2003), 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* se situa acima do definido pelo *IEEE*, como é ilustrado na Fig. 2.10 e na Fig. 2.11.



**Fig. 2.10. Definição do ponto de joelho estabelecida pelo IEEE.**



**Fig. 2.11. Definição do ponto de joelho estabelecida pelo 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,  $\lambda$ , e da corrente de magnetização,  $i_m$ .

Uma observação importante é que a definição de erro apresentada se baseia 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 através da seguinte expressão (KANG *et al.*, 2005):

$$\varepsilon_k = 100 \cdot \frac{K_N i_{2k} - i_{1Fk}}{\sqrt{2} I_{1F}} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, N_a \quad (2.18)$$

As amostras de corrente primária e secundária são, respectivamente,  $i_{1Fk}$  e  $i_{2Fk}$ .  $N_a$  é a  $n$ -ésima amostra e  $I_{1F}$  é a corrente primária simétrica de curto-circuito (valor eficaz).

### 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 erro de relação percentual, dado por (2.17), não excede 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 (2.16), tem-se para a indução  $B$  no núcleo do TC:

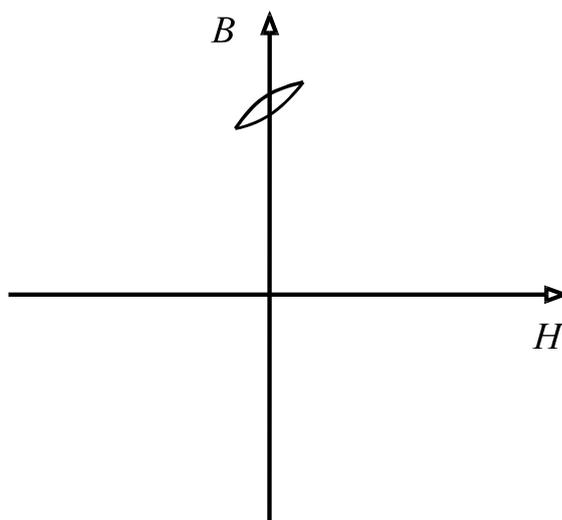
$$B = \frac{\sqrt{2} R_2 I_{1F}}{\omega K_N N_2 A} \left[ \frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad (2.19)$$

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 Teslas.

Assim, de acordo com a expressão 2.19, os fatores que levam os núcleos dos TCs à saturação, são citados a seguir.

- Magnitude da corrente de curto-circuito no primário - Quanto maior for a magnitude da corrente primária  $I_{1F}$ , maior será a indução magnética imposta ao núcleo do TC.
- 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,  $\theta$ , determinam o grau da assimetria da corrente de defeito. O núcleo irá saturar mais rapidamente quanto mais assimétrica for a corrente no enrolamento primário do TC.

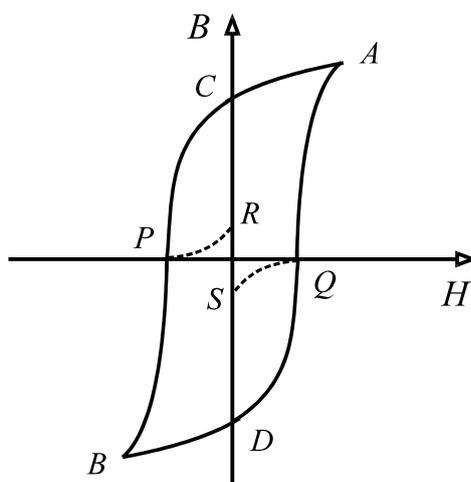
- Impedância do circuito secundário - Esta impedância compreende as impedâncias do relé, fiação e enrolamento secundário. Na expressão (2.19), quanto maior for  $R_2$ , maior será a indução magnética imposta ao núcleo do TC, fazendo com que haja saturação mais rapidamente. Em relação ao fator de potência 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.
- Área de seção reta do núcleo - Quanto maior for o valor da área  $A$ , menor será a indução magnética imposta ao núcleo. 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).
- Relação de espiras do TC - Quanto maior for a relação de espiras, maior será o produto  $K_N N_2$  na expressão (2.19) e menor será a indução no núcleo do TC.
- Fluxo residual no núcleo magnético - Considera-se a situação em que o núcleo do TC seja levado a um intenso estado de magnetização devido à circulação de uma corrente de curto-circuito ou de *inrush* no circuito primário. Restabelecida a normalidade, é possível que o TC passe a operar com a indução variando segundo um laço menor deslocado segundo o eixo  $B - H$ , como é mostrado na Fig. 2.12. Isso ocorre porque são necessárias elevadas induções alternadas com gradual redução a zero para a completa remoção do fluxo residual. Tais induções não ocorrem no caso de TCs de proteção operando em condições normais (WRIGHT, 1968). Assim, se o fluxo residual for elevado, o desempenho do TC em futuras condições transitórias fica comprometido, pois uma corrente de defeito baixa poderá levar o TC a um estado de saturação idêntico ao causado por uma corrente de valor significativamente maior, a qual se estabeleça com o núcleo inicialmente desmagnetizado. Vale frisar que o fluxo residual não diminui gradualmente, mas se mantém constante quando a condição de equilíbrio é alcançada. Tal condição se mantém constante até a aplicação de um fluxo suficientemente elevado no núcleo (IEEE PSRC, 1990).



*Fig. 2.12. Ponto de operação de TC de medição em condições normais e com indução residual no núcleo.*

Testes realizados por uma companhia canadense em 141 TCs de um sistema de 230 kV revelaram que 27% apresentavam um nível de fluxo residual de 60% a 80% do valor do fluxo de saturação após desenergização do enrolamento primário (KANG *et al.*, 1997).

Consideremos um curto-circuito que ocasiona uma corrente simétrica insuficiente para produzir saturação apreciável no TC. Se a carga no secundário é puramente resistiva (caso dos relés digitais modernos), a corrente que nela circula acha-se aproximadamente em fase com a corrente no primário, a qual é interrompida na passagem por zero, e também com a tensão de excitação secundária. Assim, nesse instante, o fluxo acha-se no valor máximo. Considerando a Fig. 2.13, pode-se dizer que o ponto de operação do núcleo corresponde a *A* ou *B*. Após a interrupção, esse ponto tende a mover-se para *C* ou *D*, respectivamente. Por outro lado, para uma carga puramente indutiva, esse ponto corresponde a *P* ou *Q*, sendo o equilíbrio estabelecido nos pontos *R* ou *S*, respectivamente (WRIGHT, 1968).



*Fig. 2.13. Pontos de operação do TC após desligamento do sistema primário.*

Em sistemas com religamento automático rápido, o fluxo residual no núcleo do TC pode alcançar elevado valor no instante de religamento. Se o mesmo apresentar polaridade idêntica ao fluxo imposto pela fonte, que também pode ser alto, certamente haverá acentuadas distorções na forma de onda da corrente secundária. Isto levará o núcleo a um intenso estado de magnetização, implicando em grande impacto no desempenho do TC em regime transitório.

Deve ser destacado que o fluxo residual também pode influenciar de modo favorável no desempenho do TC em regime transitório. Por exemplo, se ele tiver polaridade oposta ao fluxo imposto pelo sistema primário, o que faz com que o nível de saturação do TC seja alcançado menos rapidamente caso o fluxo residual fosse nulo ou tivesse a mesma polaridade.

O fluxo residual pode ser reduzido pela inserção de entreferros no núcleo magnético, como será visto no próximo capítulo.

## 2.4 Fator de Saturação

Fator de saturação de um TC é definido por (IEEE, 1976):

$$K_S = \frac{U_K}{U_F} = \frac{U_K}{R_2 (I_{1F} / K_N)} \quad (2.20)$$

As grandezas  $U_K$  e  $U_F$  representam, respectivamente, a tensão do ponto de joelho da curva de excitação secundária (Fig. 2.10), e a tensão nos terminais da carga do TC, correspondente à corrente simétrica de falta. Assim,  $K_S$  representa a margem de segurança adotada no dimensionamento do núcleo, no sentido de prevenir os efeitos da componente contínua de  $\lambda$ . Para uma mesma relação de transformação, quanto maior for o fator de saturação, maior será a área de seção reta do TC.

O fluxo de enlace no ponto de joelho da curva de excitação secundária é:

$$\lambda_K = \frac{\sqrt{2} U_K}{\omega} \quad (2.21)$$

Neste ponto, o TC entra em estado de saturação. Em (2.16), para uma carga resistiva no TC, o valor mais pessimista da componente alternada do fluxo é:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} R_2 I_{1F}}{\omega K_N} \left[ \frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) + 1 \right] \quad (2.22)$$

Fazendo  $\lambda = \lambda_K$ ,  $t = t_S$  e combinando (2.20), (2.21) e (2.22), resulta em:

$$K_S = \omega \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \left( e^{-t_s/T_2} - e^{-t_s/T_1} \right) + 1 \quad (2.23)$$

Na Fig. 2.14 são mostradas três curvas para diferentes valores de  $T_2$ . No eixo horizontal obtém-se o tempo que o TC leva para saturar caso ocorra um defeito no circuito primário. Uma observação importante é que quanto maior for a constante de tempo secundária  $T_2$ , maior será o fator de saturação e maior e mais caro será o TC.

Uma simplificação consiste em considerar  $T_2 \gg T_1$  em (2.23), de modo a se obter de (2.23) a seguinte expressão:

$$K_S = \omega T_1 \left( 1 - e^{-t_s/T_1} \right) + 1 \quad (2.24)$$

Assim, o tempo que o TC leva para saturar pode ser calculado por:

$$t_s = -T_1 \ln \left( 1 - \frac{K_S - 1}{T_1} \right) + 1 \quad (2.25)$$

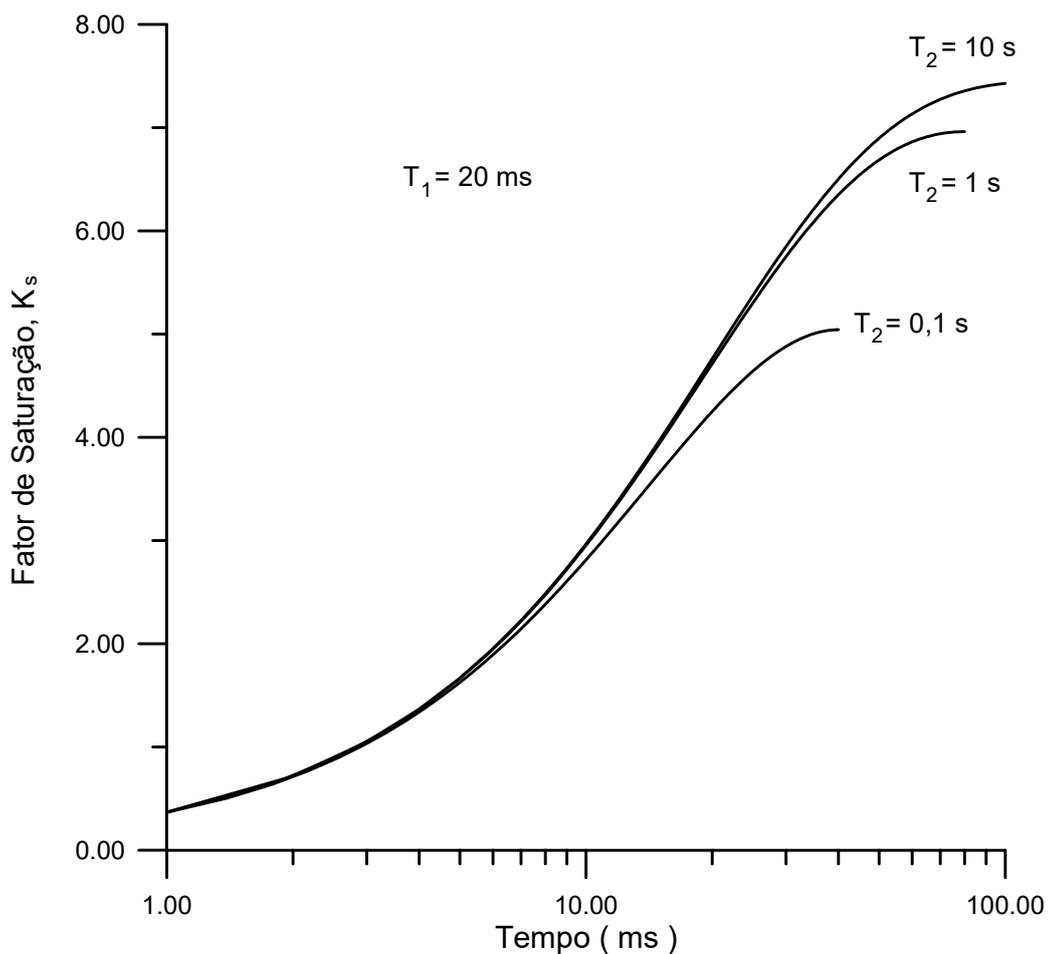


Fig. 2.14. Curvas do fator de saturação versus tempo para o TC saturar.

## 2.5 Critério para Especificação da Carga de um TC

Um critério usual para estimar o desempenho dos TCs para uma carga puramente resistiva é descrito por ZOCHOLL (2004), a partir da seguinte expressão:

$$u_e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.26)$$

Se  $I_{1F}$  é o valor eficaz da corrente simétrica de falta no primário, tem-se de (2.9):

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) = \sqrt{2} I_{1F} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) \quad (2.27)$$

Assim, de (2.26) e (2.27):

$$\lambda = \int_0^t u_e dt = \frac{\sqrt{2} Z_2 I_{1F}}{K_N} \int_0^t (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) dt \quad (2.28)$$

No instante da saturação ( $t = t_s$ ), tem-se, para o ponto de joelho da curva  $\lambda - i_m$ :

$$\lambda_K = \frac{\sqrt{2} Z_2 I_{1F}}{K_N} \int_0^{t_s} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) dt \quad (2.29)$$

Sendo  $U_K$  a tensão *RMS* do ponto de joelho da curva de excitação  $U_e - I_e$  e considerando as expressões (2.21) e (2.29), tem-se:

$$U_K = \frac{Z_2 I_{1F}}{K_N} \left[ \frac{\omega L_1}{R_1} (1 - e^{-t_s/T_1}) - \text{sen } \omega t_K \right] \quad (2.30)$$

Tomando o valor máximo do termo entre colchetes:

$$U_K = \frac{Z_2 I_{1F}}{K_N} \left( 1 + \frac{X_1}{R_1} \right) \quad (2.31)$$

Relacionando o índice  $N$  aos valores nominais do TC, para que não haja saturação, deve-se estabelecer a seguinte condição:

$$20 I_{2N} Z_{2N} \geq \frac{Z_2 I_{1F}}{K_N} \left( 1 + \frac{X_1}{R_1} \right) \quad (2.32)$$

$$\frac{Z_2}{Z_{2N}} \leq \frac{20}{1 + X_1 / R_1} \cdot \frac{K_N I_{2N}}{I_{1F}} = \frac{20}{1 + X_1 / R_1} \cdot \frac{I_{1N}}{I_{1F}} \quad (2.33)$$

Sendo  $Z_{2PU}$  a impedância ligada ao secundário, em *pu* da impedância nominal do TC, e  $I_{1PU}$  a corrente de curto-circuito, em *pu* da corrente primária nominal  $I_{1N}$ , resulta:

$$Z_{2PU} \leq \frac{20}{(1 + X_1 / R_1) I_{1PU}}. \quad (2.34)$$

Se há um fluxo de enlace residual não nulo,  $\lambda_{RPU}$ , expresso em *pu* do valor correspondente à saturação do TC, tem-se (*IEEE Std C37.110*, 1996):

$$Z_{2PU} \leq \frac{20(1 - \lambda_{RPU})}{(1 + X_1 / R_1) I_{1PU}} \quad (2.35)$$

É importante observar que esses critérios impõem restrições muito severas nos valores de impedância da carga secundária, notadamente nos casos em que se têm sistemas com relações  $X_1/R$  muito elevadas, bem como no caso de TCs com núcleos fechados, onde  $\lambda_{RPU}$  alcança valores no entorno de 0,85. Maiores valores de  $Z_{PU}$  implicam na necessidade de se utilizar núcleos de maiores seções retas, resultando em TCs demasiadamente grandes.

No caso da proteção de linhas por relés de distância, MOONEY (2008) sugere o seguinte critério:

$$Z_2 \leq \frac{6U_K}{(1 + X_1 / R_1) (I_{1F} / K_N)} \quad (2.36)$$

Nesta expressão, todas as grandezas são expressas no Sistema Internacional de Unidades (SI). O fator 6 foi selecionado de modo a garantir operação da zona 2 para 100% da impedância da linha com um ajuste de 125% da mesma impedância.

## 2.6 Efeitos da Saturação em Relés

### 2.6.1 Relés de Sobrecorrente

O efeito da saturação em relés de sobrecorrente é estudado em EL-AMIN e 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, ocorrendo atraso na operação.

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.

### **2.6.2 Relés de Distância**

MOONEY (2008) também 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 subbalcance e retardo na operação do relé. Em contrapartida, os elementos direcionais não são afetados.

### **2.6.3 Relés Diferenciais**

A saturação dos núcleos dos TCs afeta, em ordem crescente, o desempenho dos relés diferenciais aplicados na proteção de geradores, transformadores e barras (PHADKE e THORP, 2009). 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

## Modelos de Transformador de Corrente

Neste capítulo são analisados os efeitos da inserção de entreferros não magnéticos em núcleos de transformadores de corrente destinados ao serviço de proteção. Também serão apresentados modelos válidos para núcleos fechados ou com entreferro, nos quais a histerese magnética é descrita pelas teorias de Jiles-Atherton e de Tellinen e as perdas dinâmicas são associadas a um resistor linear ligado em derivação no lado do secundário.

Mediante os modelos propostos, são mostrados resultados de simulações em que são consideradas diferentes condições de operação, relacionadas ao módulo e fator de potência da carga ligada ao enrolamento secundário, bem como ao fluxo residual no núcleo magnético.

### 3.1 Efeitos da Inserção de Entreferros em Núcleos de TCs

Uma forma de melhorar o desempenho dos TCs em regime transitório consiste em inserir entreferros no núcleo magnético para reduzir o fluxo remanescente, como é mostrado nas características  $B - H$  (indução versus campo magnético) da Fig. 3.1.

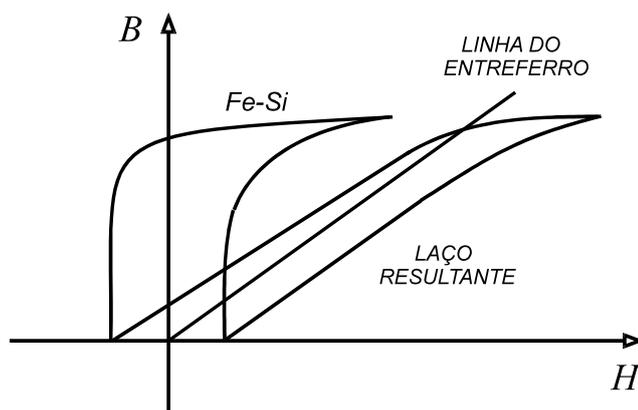


Fig. 3.1. Efeito da inserção de entreferro em núcleo magnético de liga Fe-Si.

Apesar da importância do tema, não são muitas as publicações que tratam de métodos de limitação do fluxo remanescente no núcleo de TCs através de entreferros. O *IEEE Power System Relay Committee* (IEEE PSRC, 1976), por exemplo, considera que a remanência pode representar até 90% do valor do fluxo de saturação nos TCs da classe *TPX*, correspondente a TCs sem entreferro.

A Tabela 3.1 resume as características correspondentes a diferentes classes de TCs.

Tabela 3.1 Características de TCs segundo a norma IEC 60044-6

Classe	Erro na corrente primária nominal		Erro de relação máximo	Remanência
	Relação	Fase		
TPX	$\pm 0,5 \%$	$\pm 30'$	10 %	Sem limite
TPY	$\pm 1,0 \%$	$\pm 60'$	10 %	< 10 %
TPZ	$\pm 1,0 \%$	$\pm 180' \pm 18'$	10 % (em CA)	Desprezível

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

- Redução do fluxo residual, melhorando a resposta do TC em regime transitório;
- Redução da constante de tempo secundária ( $T_2 = L_m / R_2$ ) do TC, o que implica em redução da área de seção reta do núcleo (menor tamanho físico) e do fator de saturação  $K_S$ , definido no capítulo anterior;
- Menor influência do fator de potência da carga na resposta do TC em regime transitório, em comparação com um TC de núcleo fechado;
- Menor tensão que surge nos terminais do secundário em aberto.

Em contrapartida, surgem as seguintes desvantagens citadas a seguir (IEEE PSRC, 1990):

- A corrente de excitação no núcleo magnético aumenta, ocorrendo maiores erros de relação e de fase.
- Após a interrupção do defeito, quando o fluxo decresce até o valor final, a energia armazenada no circuito magnético é dissipada, sendo produzida uma corrente de longa duração no enrolamento secundário (corrente de subsidência, com duração de até 1s).
- Os núcleos com entreferros são mecanicamente mais frágeis e mais caros.

### 3.2 Circuito Elétrico Equivalente de um TC com Entreferro

É mostrado na Fig. 3.2 um TC de núcleo toroidal com entreferro não magnético de comprimento  $x$ , bem como seu circuito magnético equivalente, que consiste na associação em série de uma fonte de força magnetomotriz,  $\mathcal{F}$ , e de duas relutâncias, uma não linear,  $\mathcal{R}_f$ , correspondente ao ferro, e outra linear,  $\mathcal{R}_g$ , relacionada ao entreferro.

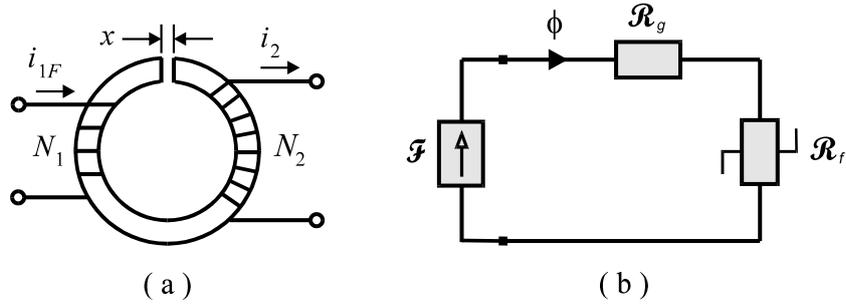


Fig. 3.2. (a) Núcleo com entreferro; (b) circuito magnético equivalente.

Considera-se o núcleo com uma área de seção reta  $A$  e o comprimento médio de trajetória magnética  $l$ . A relutância equivalente é dada pela seguinte expressão:

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_f + \mathcal{R}_g \quad (3.1)$$

A indutância equivalente do TC é dada por:

$$L = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}} = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_f + \mathcal{R}_g} = \frac{1}{\frac{\mathcal{R}_f}{N_2^2} + \frac{\mathcal{R}_g}{N_2^2}} = \frac{1}{\frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_g}} \quad (3.2)$$

A expressão (3.2) indica que a indutância equivalente do TC consiste em duas indutâncias ligadas em paralelo, uma relacionada ao ferro (não linear), e outra ao entreferro (linear). Na Fig. 3.3 é mostrado o circuito elétrico equivalente do TC. As constantes  $R_2$  e  $L_2$  são a resistência e a indutância da carga ligada ao secundário, respectivamente.

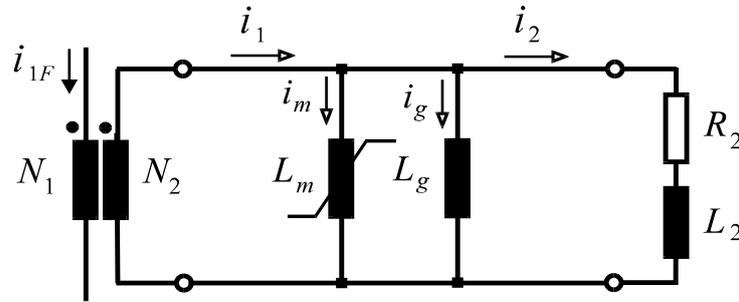


Fig. 3.3. Circuito elétrico equivalente do TC.

### 3.3 Representação da Histerese pelo Modelo de Jiles-Atherton

#### 3.3.1 Equações do Circuito

Para o circuito elétrico da Fig. 3.3 e para o núcleo magnético da Fig. 3.2, tem-se:

$$N_2 A \frac{dB}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.3)$$

$$Hl + \frac{B}{\mu_0} x = N_1 i_{1F} - N_2 i_2 \quad (3.4)$$

$$B = \mu_0(H + M) \quad (3.5)$$

A variável  $M$  corresponde ao vetor magnetização no interior do material e a constante  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do ar. Assim, chega-se ao seguinte sistema de equações:

$$\frac{dB}{dt} = \frac{R_2 \left( \frac{N_1}{N_2} i_{1F} - \frac{l}{N_2} H - \frac{x}{\mu_0 N_2} B \right) + L_2 \frac{N_1}{N_2} \frac{di_{1F}}{dt}}{N_2 A + \frac{L_2}{N_2} \left( l \frac{dH}{dB} + \frac{x}{\mu_0} \right)} \quad (3.6)$$

$$\frac{dH}{dt} = \frac{dH}{dB} \frac{dB}{dt} \quad (3.7)$$

$$\frac{dM}{dt} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dt} - \frac{dH}{dt} \quad (3.8)$$

$$\frac{dH}{dB} = \frac{1}{\mu_0 \left( 1 + \frac{dM}{dH} \right)} \quad (3.9)$$

O termo  $dM/dH$  é a susceptibilidade diferencial do núcleo, determinada pelo modelo de Jiles-Atherton, descrito no próximo item. A solução desse sistema pode ser obtida através do método de Runge-Kutta clássico de quarta ordem (PRESS *et al.*, 1986). A corrente secundária e a corrente de excitação são dadas por:

$$i_2 = \frac{1}{N_2} \left( N_1 i_{1F} - H l - \frac{B}{\mu_0} x \right) \quad (3.10)$$

$$i_e = \frac{N_1}{N_2} i_{1F} - i_2 \quad (3.11)$$

Se for feito  $x = 0$  em (3.6) e (3.10), tem-se um TC com núcleo fechado.

As perdas dinâmicas no núcleo (parasíticas clássicas e anômalas) podem ser incluídas no modelo pela inserção de um resistor em derivação,  $R_p$  (SLEMON, 1974). Assim, um circuito equivalente mais completo para o TC é mostrado na Fig. 3.4.

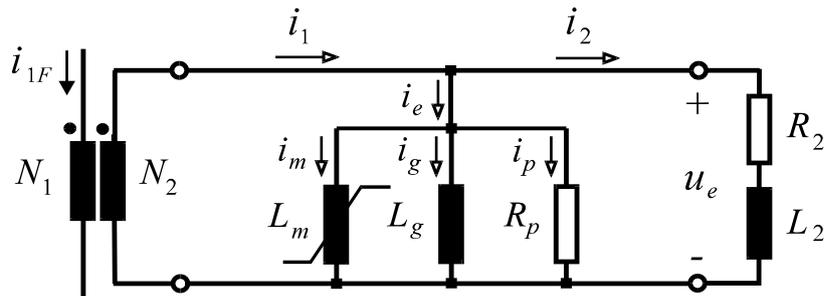


Fig. 3.4. Circuito elétrico equivalente do TC, incluindo as perdas dinâmicas.

A corrente de excitação é agora calculada por:

$$i_e = i_m + i_g + \frac{u_e}{R_p} \quad (3.12)$$

### 3.3.2 Descrição do Modelo de Jiles-Atherton

Este modelo se baseia em considerações físicas relacionadas aos movimentos das paredes dos domínios magnéticos. Os autores (JILES e 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, independente da direção do campo.

De acordo com a teoria de Weiss (JILES e 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  $\alpha M$ , onde  $\alpha$  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:

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

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, conforme mostrado na Fig. 3.5.

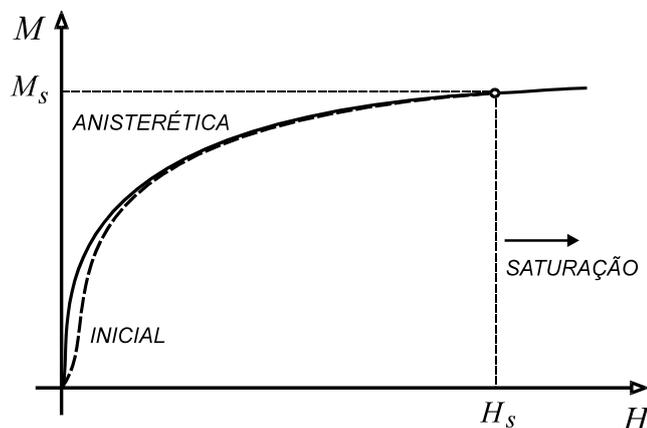


Fig. 3.5. Curva de magnetização inicial e curva anisterética.

Esta curva se situa acima da curva de magnetização inicial, aproximando-se assintoticamente desta última à medida que o campo é aumentado.

A curva anisterética é descrita pela função de Langevin modificada:

$$M_a = M_s \left[ \coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right], \quad H \neq 0, M \neq 0 \quad (3.14)$$

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 (3.13), tem-se:

$$\frac{dH_e}{dH} = 1 + \alpha \frac{dM}{dH} \quad (3.15)$$

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:

$$M = M_r + M_i \quad (3.16)$$

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 e ATHERTON, 1992):

$$\frac{dM_i}{dH_e} = \frac{M_a - M_i}{\delta k} \quad (3.17)$$

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

Os autores estabeleceram que, para flexões consideradas 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 e ATHERTON, 1992):

$$M_r = c (M_a - M_i) \quad (3.18)$$

Combinando (3.16) e (3.18), pode-se escrever:

$$M = M_i + c (M_a - M_i) \quad (3.19)$$

$$\frac{dM}{dH} = \frac{dM_i}{dH} + c \left( \frac{dM_a}{dH} - \frac{dM_i}{dH} \right) \quad (3.20)$$

De (3.15), tem-se pela regra da cadeia:

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

$$\frac{dM_i}{dH} = \frac{dM_i}{dH_e} \frac{dH_e}{dH} = \frac{dM_i}{dH_e} \left( 1 + \alpha \frac{dM}{dH} \right) \quad (3.22)$$

Substituindo (3.21) e (3.22) em (3.20), resulta para a susceptibilidade diferencial:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{(1-c) \frac{dM_i}{dH_e} + c \frac{dM_a}{dH_e}}{1 - \alpha c \frac{dM_a}{dH_e} - \alpha (1-c) \frac{dM_i}{dH_e}} \quad (3.23)$$

Porém, (3.23) 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 e 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, os autores do modelo propuseram a seguinte formulação modificada:

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

$$\frac{dM}{dH} = \frac{c \frac{dM_a}{dH_e}}{1 - \alpha c \frac{dM_a}{dH_e}}, \quad \delta (M_a - M) < 0 \quad (3.25)$$

As expressões (3.14) e (3.17) fornecem os valores de  $M_a$  e  $dM_i/dH_e$ . Além disso:

$$\frac{dM_a}{dH_e} = M_s \left\{ \frac{1}{a} \left[ 1 - \coth^2 \left( \frac{H_e}{a} \right) \right] + \frac{a}{H_e^2} \right\}, \quad H \neq 0, M \neq 0 \quad (3.26)$$

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  $|H_e/a| < 0,1$ :

$$M_a = \frac{M_s H_e}{a} \left[ \frac{1}{3} - \frac{H_e^2}{45a^2} + \frac{2H_e^4}{945a^4} - \dots \right] \quad (3.27)$$

$$\frac{dM_a}{dH_e} = \frac{M_s}{a} \left[ \frac{1}{3} - \frac{H_e^2}{15a^2} + \frac{10H_e^4}{945a^4} - \dots \right] \quad (3.28)$$

Há diversos métodos para a determinação de  $M_s$ ,  $a$ ,  $\alpha$ ,  $k$  e  $c$ . JILES e ATHERTON (1992) utilizaram laços  $B-H$  determinados experimentalmente, a partir do significado físico dos parâmetros. PRIGOZY (1993) sugere 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. ANNAKKAGE *et al.* (2000) propõem uma expressão da seguinte forma:

$$M_a = M_s \frac{a_1 H_e + H_e^2}{a_3 + a_2 H_e + H_e^2} \quad (3.29)$$

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  $\gamma = 0,96$ :

$$k_{mod} = k \left( 1 - \gamma \frac{M}{M_s} \right) \quad (3.30)$$

### 3.3.3 Aplicação do Modelo de Jiles-Atherton

As simulações mostradas a seguir se referem ao caso de um TC com entreferro, instalado em um sistema de transmissão de 230 kV, onde ocorre um defeito em um ponto intermediário da linha de transmissão, como é indicado na Fig. 3.6.

A constante de tempo primária é  $T_1 = 18,63$  ms e a impedância entre a fonte de tensão e o ponto da linha de transmissão onde ocorre o curto-circuito é  $Z = Z_T + Z_L = 1,65 + j 11,59 \Omega$ .

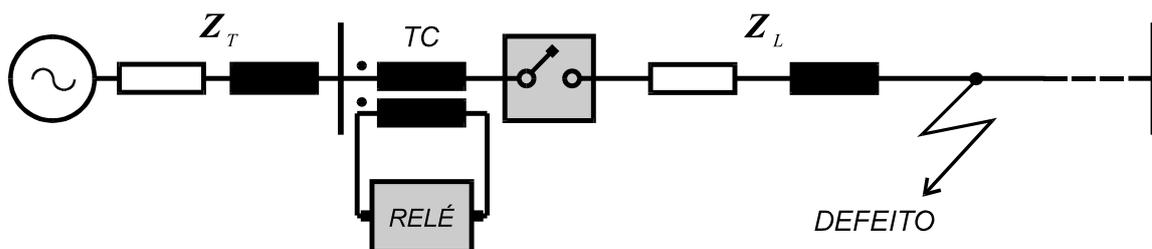


Fig. 3.6. Defeito em ponto intermediário de uma linha de transmissão.

O TC, com núcleo toroidal, tem os seguintes parâmetros:

- 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  $\Omega$ ;
- Reatância dos enrolamentos: desprezível;
- Fator de sobrecorrente: 20.

A curva anisterética é aproximada pela expressão (3.27). As constantes do material do núcleo, fornecidas em ANNAKAGE *et al.* (2000), são:

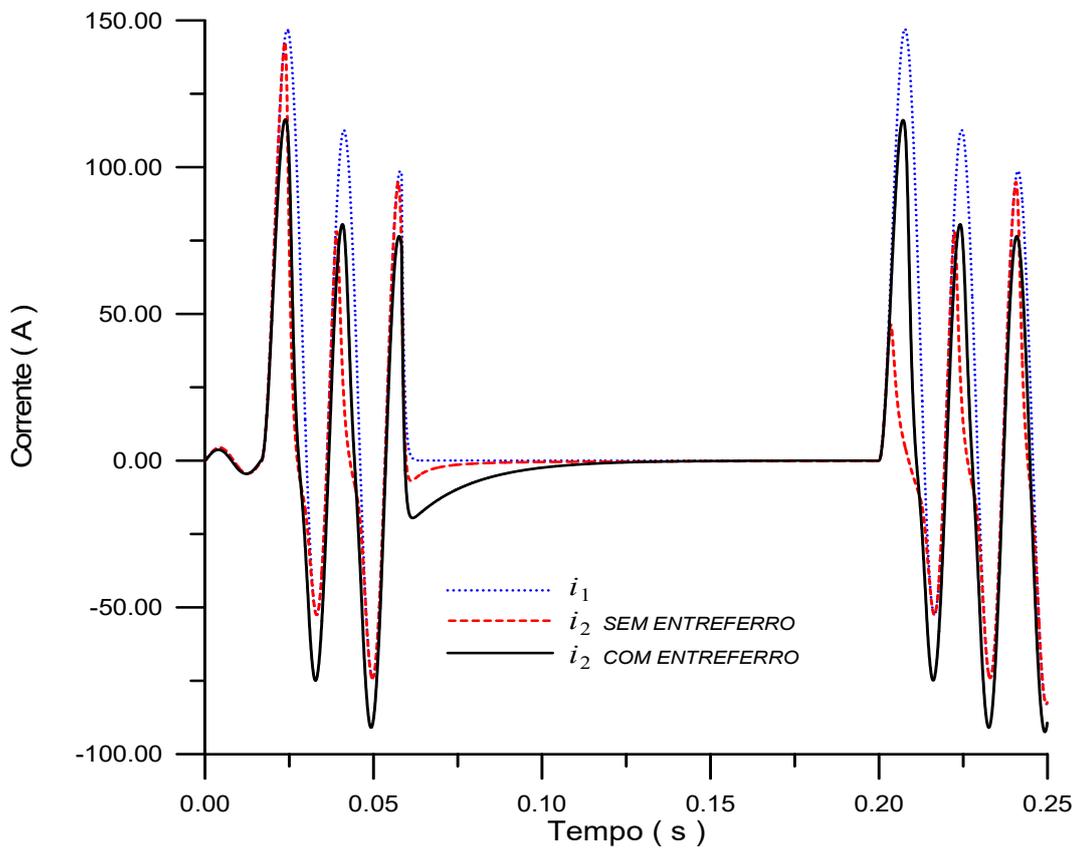
- $M_s = 1,72 \times 10^6$ ;
- $\alpha = 1,32 \times 10^{-5}$ ;
- $c = 0,1$ ;
- $k = 39,2$ ;
- $a_1 = 2730$ ;  $a_2 = 3209$ ;  $a_3 = 20294$ ;  $n = 2$ ;
- $\gamma = 0,96$ .

Em todas as simulações foi estabelecido que o núcleo se achasse inicialmente desmagnetizado.

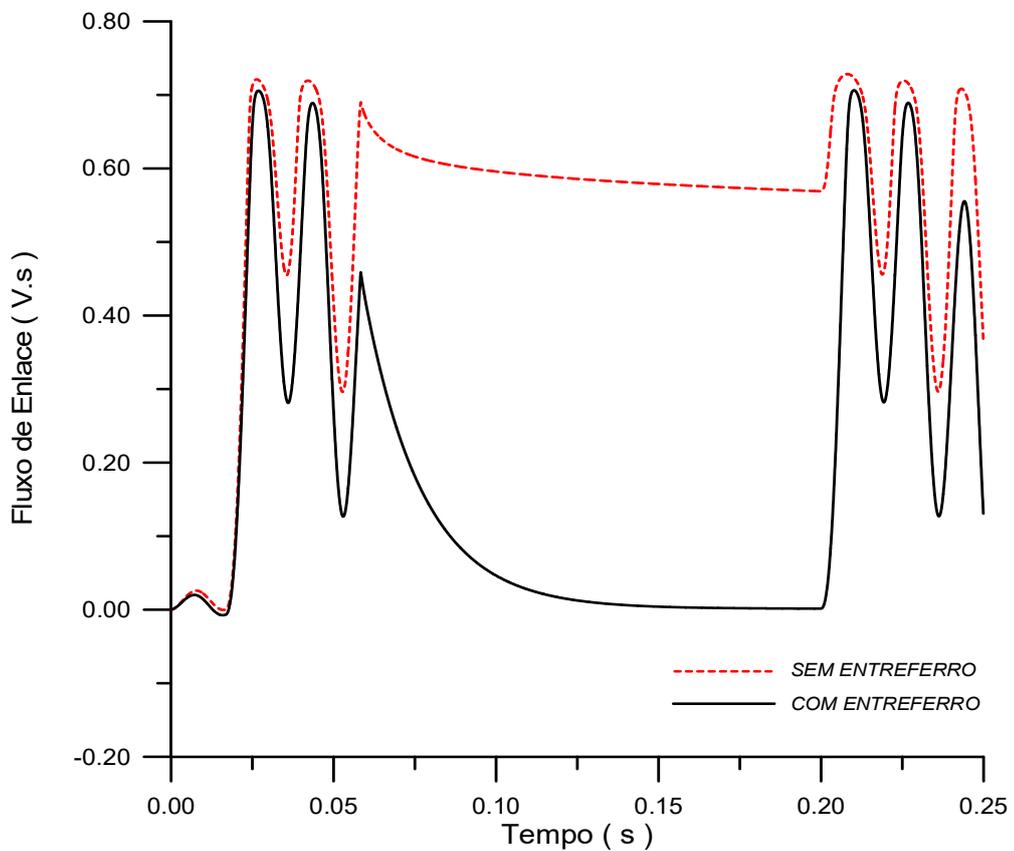
Para uma impedância  $Z_2 = 1,30 + j 0,10 \Omega$  ligada ao secundário do TC, a sequência de eventos considerada na simulação é a seguinte:

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

O núcleo foi inicialmente considerado sem entreferro. Em seguida, foi considerado um entreferro de 4 mm. Os resultados obtidos são mostrados nas Fig. 3.7, Fig. 3.8, Fig. 3.9 e Fig. 3.10.



**Fig. 3.7. Correntes  $i_1$  e  $i_2$  - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.**



**Fig. 3.8. Fluxo de enlace no secundário - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.**

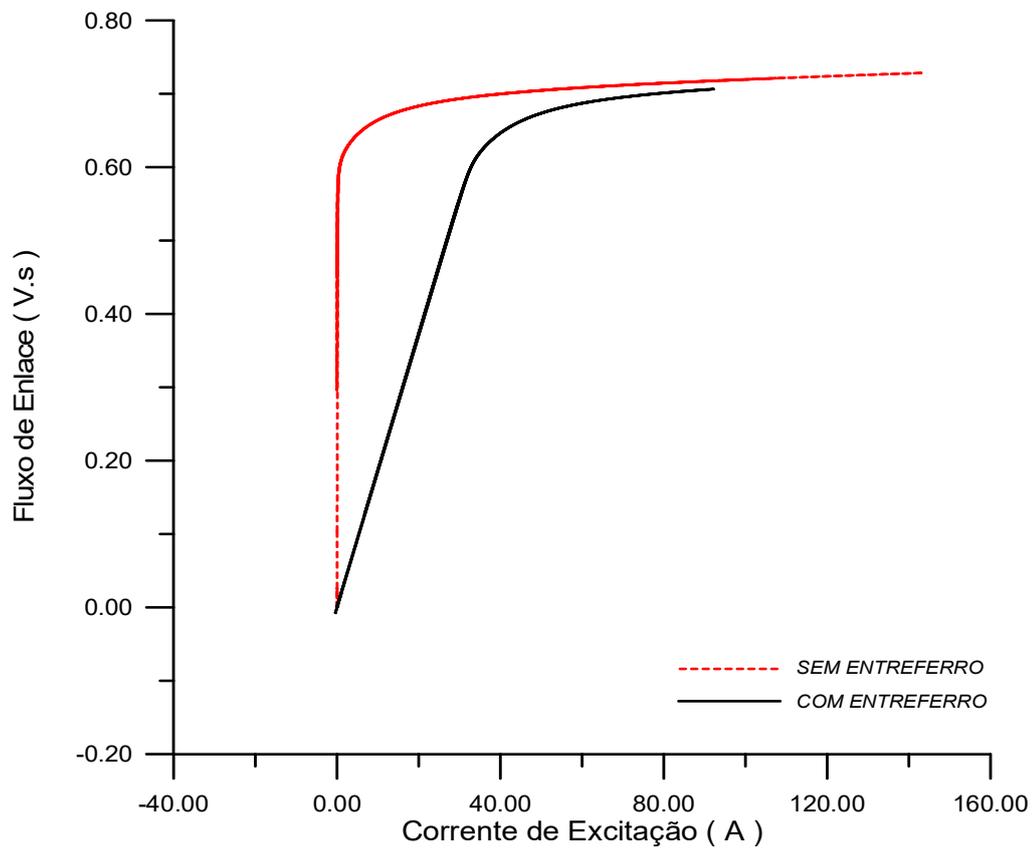


Fig. 3.9. Trajetórias no plano  $\lambda - i_e$  - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.

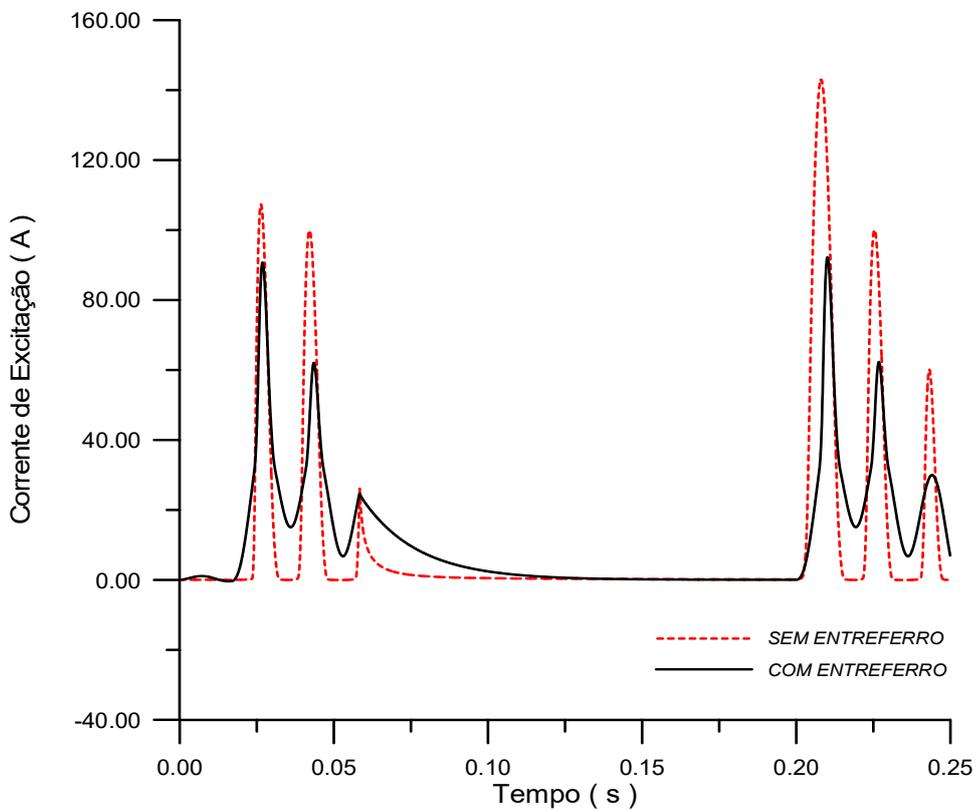


Fig. 3.10. Correntes de excitação - Núcleos sem entreferro e com entreferro de 4 mm.

Para o núcleo com entreferro, 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 é indicado na Fig. 3.8. Ainda mais, se observa na Fig. 3.7 que o entreferro ocasiona acentuados valores de corrente de subsidência durante o tempo morto. Pode-se observar que, no caso onde a histerese é considerada, o fluxo remanescente no núcleo exerce drástica influência no grau de distorção da corrente a partir do instante em que ocorre o religamento. Quando se considera o núcleo representado apenas pela curva de saturação, a remanência não é reproduzida e o resultado é uma distorção bem menos significativa que a real. Os resultados mostrados na Fig. 3.8 indicam que a inserção do entreferro causa menor grau de magnetização no TC para as mesmas condições de falta quando comparado a um TC com núcleo fechado.

### 3.4 Representação da Histerese pelo Modelo de Tellinen

#### 3.4.1 Equações do Circuito

O modelo de Jiles-Atherton tem sido amplamente utilizado na representação da histerese magnética em núcleos de transformadores. Porém, há uma limitação que consiste na dificuldade de determinação das constantes características do material magnético, as quais somente são determinadas de modo rápido e preciso mediante aplicação de rotinas específicas de ajuste de parâmetros, de considerável grau de complexidade. Na falta de tais rotinas, esse problema pode ser contornado pela utilização de um modelo alternativo, como o de TELLINEN (1998).

O circuito elétrico para aplicação do modelo é o da Fig. 3.4, para o qual se tem:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (3.31)$$

$$i_2 = \frac{N_1}{N_2} i_{1F} - i_e \quad (3.32)$$

Combinando essas duas equações, chega-se às seguintes expressões:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{R_2 \left( \frac{N_1}{N_2} i_{1F} - i_e \right) + L_2 \frac{N_1}{N_2} \frac{di_{1F}}{dt}}{1 + L_2 \frac{di_e}{d\lambda}} \quad (3.33)$$

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{di_e}{d\lambda} \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.34)$$

O termo  $di_e/d\lambda$  é calculado pelo modelo de Tellinen, descrito a seguir.

### 3.4.2 Descrição do Modelo de Tellinen

Ao contrário do modelo anterior, o modelo de Tellinen apresenta uma fundamentação essencialmente matemática. A simplicidade de formulação e a facilidade de implementação fazem com que esse modelo cada vez mais seja empregado. Como dado de entrada, ele requer apenas uma expressão que aproxima o ramo descendente (ou ascendente) do laço maior  $\lambda$  versus  $i_e$  (em valores de pico). As equações que descrevem o modelo são (TELLINEN, 1998):

$$\frac{di_e}{d\lambda} = \left\{ L_S + \frac{\lambda_d(i_e) - \lambda(i_e)}{\lambda_d(i_e) - \lambda_a(i_e)} \left[ \frac{\lambda_a(i_e)}{di_e} - L_S \right] \right\}^{-1}, \quad \lambda_{k+1} \geq \lambda_k \quad (3.35)$$

$$\frac{di_e}{d\lambda} = \left\{ L_S + \frac{\lambda - \lambda_d(i_e)}{\lambda_d(i_e) - \lambda_a(i_e)} \left[ \frac{\lambda_d(i_e)}{di_e} - L_S \right] \right\}^{-1}, \quad \lambda_{k+1} < \lambda_k \quad (3.36)$$

A função  $\lambda_d(i_e)$  aproxima o ramo descendente do laço maior  $\lambda$  versus  $i_e$ , e a função  $\lambda_a(i_e)$  aproxima o ramo ascendente. A constante  $L_S$  é a indutância de magnetização na região saturada. Para os TCs com núcleo de liga Fe-Si, sem entreferro, os ramos do laço podem ser aproximados por funções do seguinte tipo:

$$\lambda = a_1 \cdot \tan^{-1} \left( \frac{i_e \pm a_2}{a_3} \right) + a_4 i_e \quad (3.37)$$

### 3.4.3 Aplicação do Modelo de Tellinen

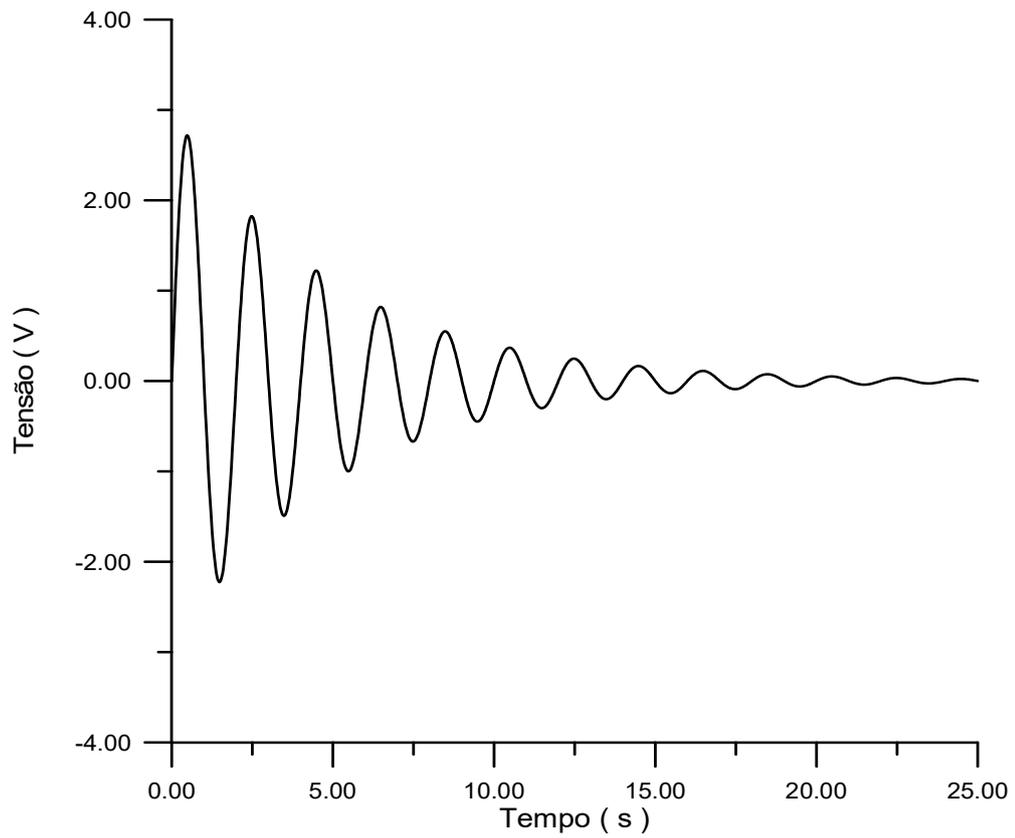
Uma aplicação do modelo de Tellinen pode ser feita na simulação do processo de desmagnetização de um de núcleo toroidal de liga Fe-Si de grãos orientados, com 60 espiras no enrolamento primário e 60 no secundário. Com o primário em aberto, o secundário é alimentado por uma fonte de tensão de baixa frequência (0,5 Hz) através de um resistor de  $2 \Omega$ . A onda de tensão aplicada, mostrada na Fig. 3.11, é descrita pela seguinte expressão:

$$u(t) = 3e^{-0,2t} \text{sen}(\pi t) \quad (3.38)$$

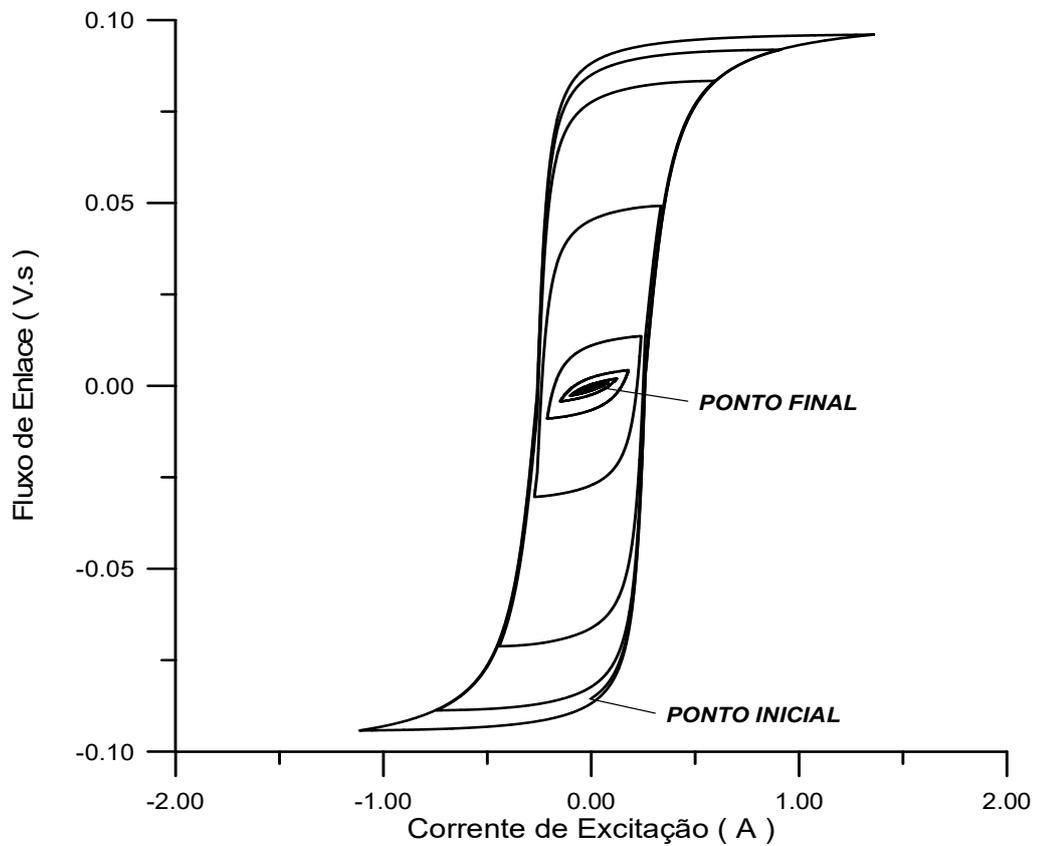
Esta forma de onda pode ser obtida em laboratório mediante uso de um gerador de funções arbitrárias programável e um amplificador de potência.

Inicialmente, foi considerado um fluxo de enlace residual no núcleo  $\lambda_R = -0,0855$  V.s. As constantes da expressão (3.37) são:  $a_1 = 0,0644$ ,  $a_2 = 0,26$ ,  $a_3 = 0,04$  e  $a_4 = 0,0044$ . Os resultados são mostrados na Fig. 3.12 e na Fig. 3.13.

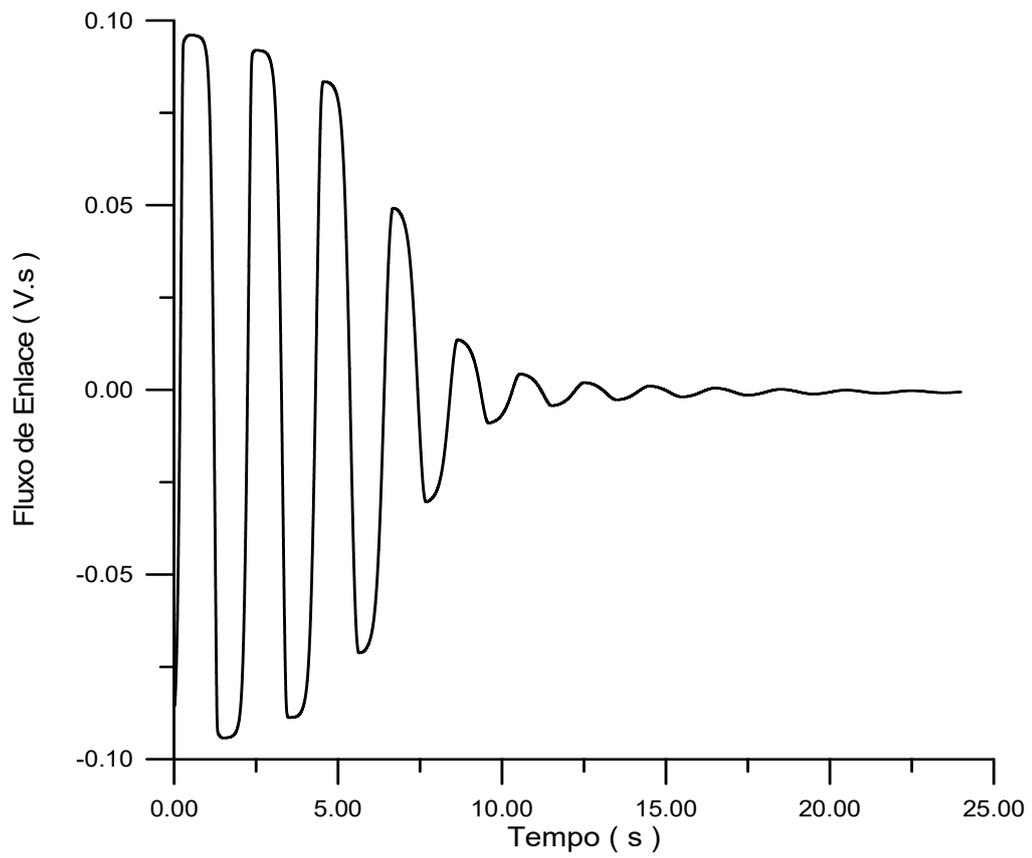
Para  $\lambda_R = 0,0855$  V.s, os resultados são mostrados na Fig. 3.14 e na Fig. 3.15.



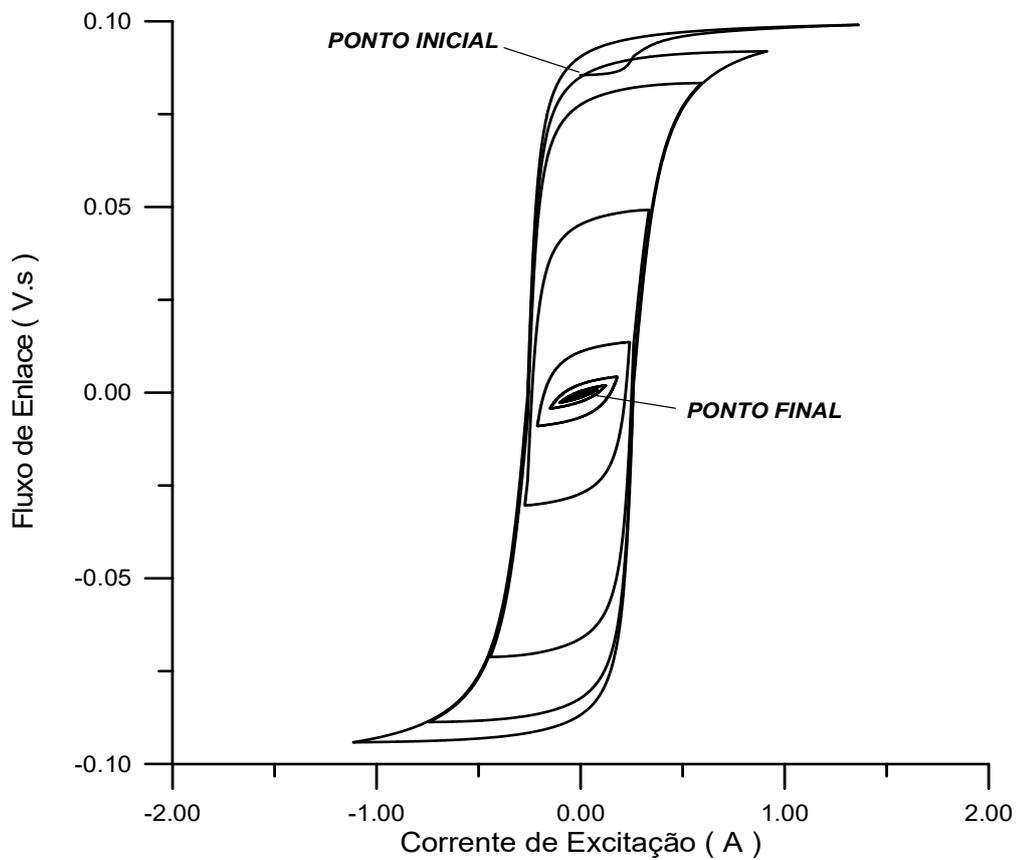
*Fig. 3.11. Tensão aplicada no enrolamento secundário do TC.*



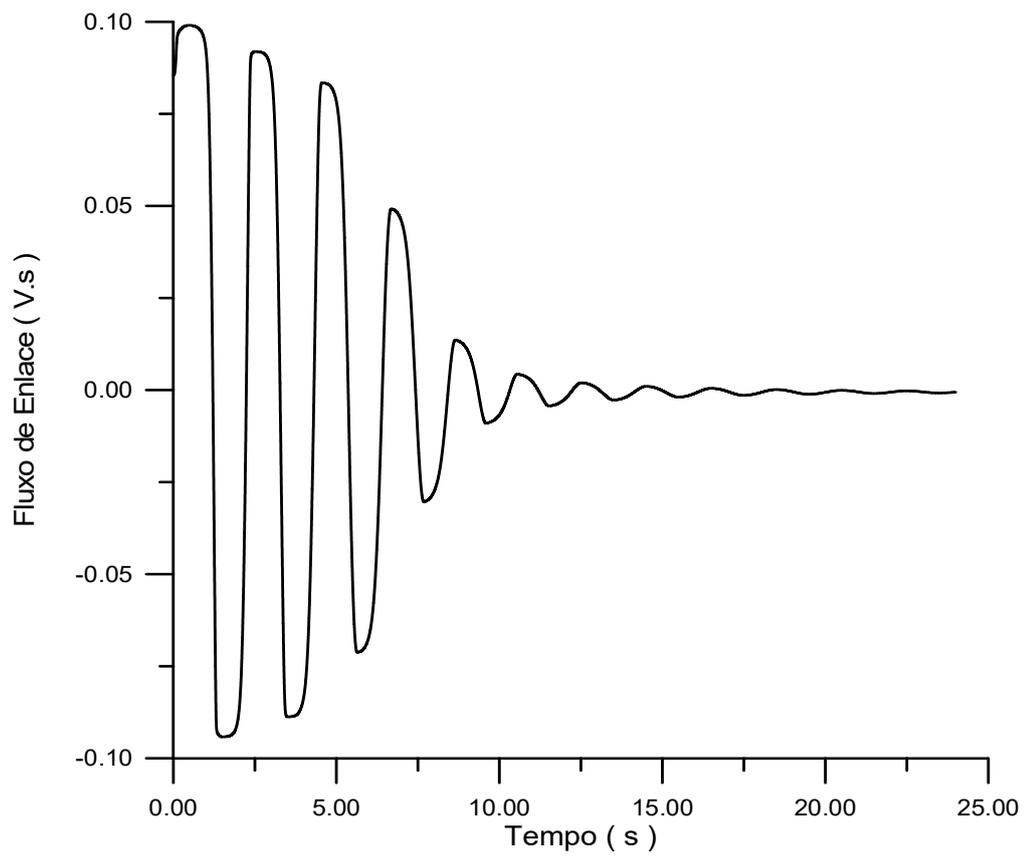
*Fig. 3.12. Desmagnetização de um TC - Laços  $\lambda - i_e$ ;  $\lambda_R = -0,0855$  V.s.*



*Fig. 3.13. Desmagnetização de um TC;  $\lambda_R = - 0,0855$  V.s.*



*Fig. 3.14. Desmagnetização de um TC - Laços  $\lambda - i_e$ ;  $\lambda_R = 0,0855$  V.s.*



*Fig. 3.15. Demagnetização de um TC;  $\lambda_R = 0,0855$  V.s.*

# Capítulo 4

## Correção da Corrente Secundária

Neste capítulo é feita a descrição da técnica proposta para a correção da onda distorcida de corrente no enrolamento secundário de transformadores de corrente com entreferro. Também são descritas as montagens e métodos de caracterização e registro de grandezas elétricas e magnéticas em TCs operando em regime transitório.

### 4.1 Representação do Transformador de Corrente

A representação do TC com entreferro é feita mediante o circuito mostrado na Fig. 4.1.

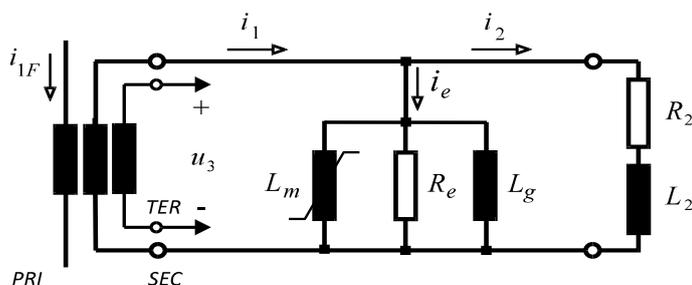


Fig. 4.1. Circuito equivalente do TC.

A figura mostra a resistência e indutâncias totais da carga e da fiação ( $R_2, L_2$ ), bem como a indutância não linear de magnetização correspondente ao ferro ( $L_m$ ), a indutância linear correspondente ao entreferro ( $L_g$ ) e a resistência  $R_e$ , relacionada às perdas dinâmicas no núcleo. É considerado um terceiro enrolamento com fio de pequena área de seção reta, no qual a corrente circulante é nula. Sua finalidade é fornecer a tensão  $u_3$  que é integrada para determinação do fluxo. Ainda nesta figura,  $i_{1F}$  é a corrente primária de falta,  $i_1$  é a corrente primária refletida ao secundário,  $i_e$  é a corrente de excitação,  $i_2$  é a corrente secundária e  $u_3$  é a tensão induzida no enrolamento terciário.

Em um núcleo fechado de área de seção reta  $A$ , a indutância  $L_e$  corresponde apenas ao material ferromagnético. Se há um entreferro de comprimento  $x$  no núcleo,  $L_e$  é o resultado da associação em paralelo da indutância de magnetização do núcleo ferromagnético com a indutância associada ao entreferro,  $L_g$ , sendo esta dada por:

$$L_g = \mu_0 \frac{N_2^2 A}{x} \quad (4.1)$$

onde  $N_2$  é o número de espiras do enrolamento secundário.

Os demais parâmetros são:  $R_s$ , soma da resistência do enrolamento secundário com a resistência da fiação entre o TC e a carga;  $L_s$ , soma da indutância de dispersão do enrolamento secundário com a reatância da fiação;  $R_c$ , resistência da carga;  $L_c$ , reatância da carga.

Para o circuito da Fig. 4.1, onde  $N_2$  e  $N_3$  são o número de espiras dos enrolamentos secundário e terciário, respectivamente, tem-se:

$$\lambda(t) = \lambda(t_0) + \frac{N_2}{N_3} \int_0^t u_3(t) dt \quad (4.2)$$

$$i_e(t) = f[\lambda(t)] + \sigma \frac{N_2}{N_3} \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (4.3)$$

$$i_1(t) = i_e(t) + i_2(t) \quad (4.4)$$

A função  $i_e = f[\lambda(t)]$  descreve a curva de saturação (corrente de excitação em função do fluxo de enlace no secundário, em valores de pico). O termo adicional  $\sigma d\lambda(t)/dt$  corresponde às perdas dinâmicas totais do núcleo (histeréticas, parasíticas e anômalas). O parâmetro  $\sigma$  é proporcional à condutância elétrica do material do núcleo, sendo determinado mediante comparações entre laços dinâmicos  $\lambda - i_e$  obtidos por simulação e laços registrados por medições em laboratório, na frequência de 60 Hz. Assim, o modelo do TC apresenta no plano de fase  $\lambda - i_e$  uma característica pseudo histerética, com trajetórias perfazendo laços dinâmicos.

## 4.2 Técnica de Correção Proposta

A correção da corrente secundária pode ser efetivada através das seguintes etapas:

- Registro da integração numérica da tensão  $u_3$ , o que permite medir o fluxo no núcleo do TC em regime normal e logo após a ocorrência de uma falta no sistema primário.
- Detecção da condição de falta a partir da análise da magnitude das amostras da corrente secundária. Se elas apresentarem valores maiores que um limiar pré-estabelecido, é iniciado o cálculo do fluxo de enlace no secundário,  $\lambda$ , mediante (4.2), aplicando-se o método de integração trapezoidal. Nessa análise, três amostras consecutivas são avaliadas para evitar a falsa detecção da condição de falta, o que poderia ser ocasionado na presença de ruídos nas amostras.
- Cálculo da corrente de excitação,  $i_e$ , utilizando a curva de saturação do TC e o parâmetro  $\sigma$ , como é estabelecido em (4.3);
- Cálculo da corrente secundária corrigida, somando  $i_e$  à corrente  $i_2$ , de acordo com (4.4).

O termo  $\lambda(t_0)$  de (4.2) corresponde ao fluxo de enlace residual existente no núcleo,  $\lambda_R$ , mais o fluxo de enlace  $\lambda_0$ , imposto pela corrente primária. O fluxo  $\lambda_R$  pode ser reduzido a um valor desprezível pela presença do entreferro no núcleo. Porém,  $\lambda_0$  não pode ser desprezado, pois, quando o TC passa a operar na região saturada, pequenas variações do fluxo de enlace  $\lambda$  causam grandes variações na corrente de excitação  $i_e$ .

Ao integrar a tensão  $u_3$  por meio de métodos convencionais, qualquer nível DC diferente de zero produz um desvio do sinal, bem como o estouro nos registradores que armazenam o cálculo do sinal de fluxo. Este problema pode ser resolvido usando, por exemplo, uma rotina dedicada, baseado em uma técnica chamada de "soma parcial", que pode acomodar resultados de integração numérica quando o sinal de entrada tem um valor médio diferente de zero, como offset ou ruído com média não nula (LYONS, 2012).

A montagem eletromecânica da técnica de correção proposta é apresentada na Fig. 4.2.

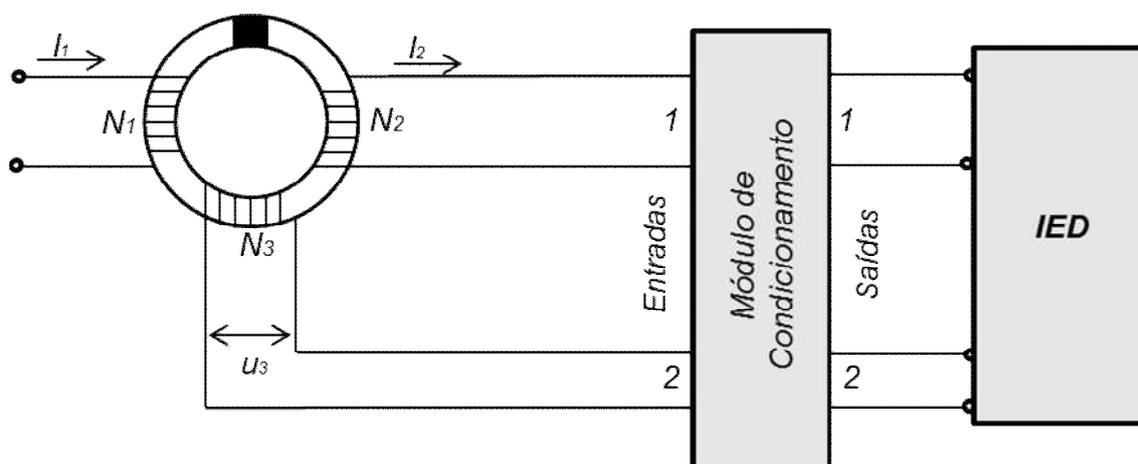


Fig. 4.2. Diagrama de blocos da técnica de correção da corrente secundária.

O módulo de condicionamento de sinais possui duas entradas e duas saídas correspondentes ligadas às entradas do *IED* (*Intelligent Electronic Device*) empregado no esquema de proteção. A corrente no enrolamento secundário,  $I_2$ , é aplicada à entrada 1 do módulo e convertida em tensão proporcional. O terceiro enrolamento do TC (terciário), com  $N_3$  espiras, é conectado diretamente à entrada 2 e sua tensão é condicionada para valores apropriados para posteriormente ser integrada numericamente através do *IED*, de modo a fornecer os valores de  $\lambda$ .

Como não há corrente circulante no enrolamento terciário, a integração da tensão  $u_3$  fornece o fluxo no núcleo do TC. Essa estratégia não poderia ser empregada na integração da tensão do enrolamento secundário, pois, devido à circulação de corrente, ocorre queda de tensão na impedância interna e própria desse enrolamento e também na impedância dos condutores que

ligam o TC ao *IED*. Dessa forma, seria necessário o conhecimento preciso dos valores dessa impedância. Essa é uma vantagem da técnica proposta em relação a outras metodologias, pois o fluxo inicial  $\lambda(t_0)$  é medido diretamente a partir da integração da tensão no enrolamento terciário, e não estimado como ocorre, por exemplo, em KANG *et al.* (2004b).

A detecção da falta é feita tomando-se como base o valor da corrente secundária (entrada 1 do condicionador). Após  $I_2$  atingir um valor superior a um limiar que caracterize uma falta (normalmente, 150% da corrente nominal para esquemas de proteção de sobrecorrente), o valor da integral da tensão do terciário é registrado como fluxo inicial  $\lambda(t_0)$ . Neste processo, três amostras consecutivas de corrente são testadas no sentido de evitar acionamentos indevidos do processo de correção. A partir da detecção da falta, continua-se integrando a tensão no terceiro enrolamento para a determinação do fluxo nos instantes subsequentes. Com o valor do fluxo calculado, usa-se a curva de saturação do TC e o parâmetro  $\sigma$  para obter a corrente de magnetização. Finalmente, soma-se o valor encontrado à corrente secundária distorcida.

Neste trabalho, propõe-se a obtenção e correção desta corrente a partir de duas metodologias distintas:

- Mediante utilização de modelos reduzidos (modelo analógico) de linha de transmissão e TC, sendo registrados, com emprego de um registrador digital de transientes, os sinais de corrente no enrolamento secundário e tensão no terciário; a seguir, esses sinais são processados *off-line* através de rotina computacional baseada no algoritmo de correção proposto;
- Mediante simulação em tempo real, efetuada por dois *DSPs*, sendo um destinado a simular o sistema primário e o comportamento do TC, gerando as grandezas como corrente primária, corrente secundária e tensão no enrolamento terciário, e outro destinado a corrigir a onda de corrente secundária proveniente de um curto-circuito na linha.

### 4.3 Obtenção da Corrente Secundária por Modelo Reduzido

O modelo reduzido de linha de transmissão utilizado em laboratório para obtenção da onda distorcida de corrente no secundário do TC é mostrado na Fig. 4.3. Inicialmente, a corrente do circuito é limitada pela carga do sistema primário, RL, de 2,35 k $\Omega$ . A falta é simulada pelo fechamento de uma chave síncrona em paralelo com a carga. A linha é representada pela associação em série de nove pares de reatores de núcleo magnético, com cada par ligado em paralelo.

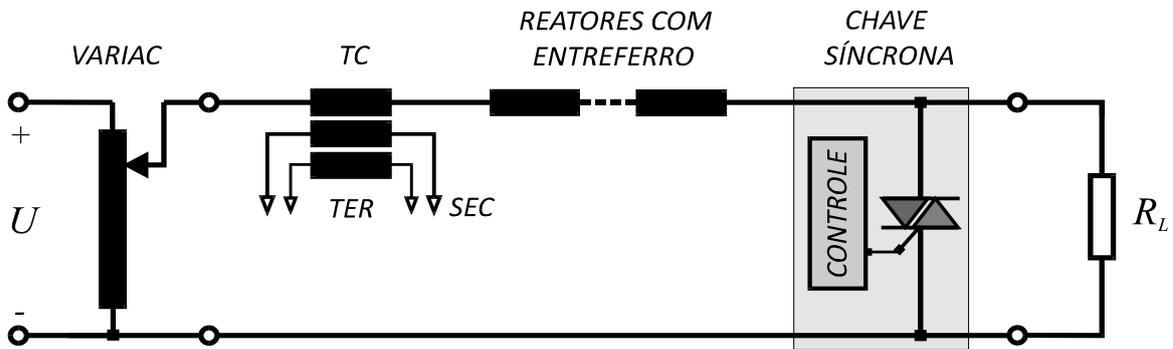


Fig. 4.3. Circuito para obtenção da onda distorcida de corrente no secundário do TC.

Todos os reatores possuem entreferro não magnético capaz de garantir uma resposta linear para correntes de até 40 A e remanência praticamente nula.

Os dados da associação equivalente (parâmetros da linha de transmissão modelada) são os seguintes:

- Resistência (medida em corrente contínua): 1,17  $\Omega$ ;
- Ângulo da impedância da associação: 88,17°;
- Relação  $X/R$  da associação: 31,28;
- Constante de tempo: 31,28 ms (típica de sistemas de alta tensão).

Após o acionamento da chave síncrona, a corrente assimétrica de defeito é aplicada ao primário do TC da Fig. 4.3, sendo obtida a corrente distorcida no enrolamento secundário.

O TC possui núcleo de liga Fe-Si de grãos orientados, com os seguintes dados:

- Correntes nominais primária e secundária: 1 A;
- Número de espiras (primário / secundário / terciário): 240 / 240 / 240;
- Área de seção reta: 13,2 cm<sup>2</sup>;
- Comprimento médio de trajetória magnética: 0,342 m;
- Comprimento do entreferro: 1 mm;
- Fator de empilhamento: 0,96.
- Resistência dos enrolamentos: 0,64  $\Omega$ .
- Fator de sobrecorrente: 20.
- Carga secundária nominal: 1,2  $\Omega$ .

A utilização de modelos reduzidos para obtenção da corrente secundária distorcida apresentou alguns problemas de ordem prática: A tensão primária fornecida pelo autotransformador variável (*variac*) da Fig. 4.3 precisa assumir valores bastante elevados (maiores que 400 V), o que traz risco de dano ao registrador digital de transientes, em caso de registro de oscilogramas de corrente e tensão, ou ao *DSP*, em caso de correção em tempo real das

correntes secundárias distorcidas. Isto se deve aos baixos valores de tensão de pico tolerados por esses dispositivos (3 V, no caso do *DSP*, e 10 V, no caso do medidor virtual). Isso requer um eficiente sistema de isolamento e condicionamento de sinais.

Outro problema é que a obtenção de graus de saturação mais intensos no TC com entreferro requer elevados valores de corrente primária, o que nem sempre é possível obter em face das limitações dos equipamentos (instalações elétricas, fontes de tensão e reatores com suficiente capacidade). Dessa forma, os ensaios realizados contemplaram apenas pequenos níveis de distorção da corrente secundária do TC.

#### 4.4 Obtenção da Corrente Secundária por *DSP*

Uma forma de contornar os problemas de limitações na utilização dos modelos reduzidos é empregar processadores digitais de sinal (*DSPs*) para gerar, em tempo real, a onda de corrente distorcida no enrolamento secundário do TC. O sistema usado nesse trabalho tem o objetivo de simular e fornecer três sinais de interesse, antes e durante uma condição de falta no sistema primário: a corrente do sistema primário de alta tensão, a corrente secundária distorcida do TC e a tensão do enrolamento terciário para determinação do fluxo.

##### Modelagem do Sistema Primário

O diagrama unifilar do sistema simulado é o mostrado na Fig. 4.4. Trata-se de uma linha de transmissão típica de 230 kV.

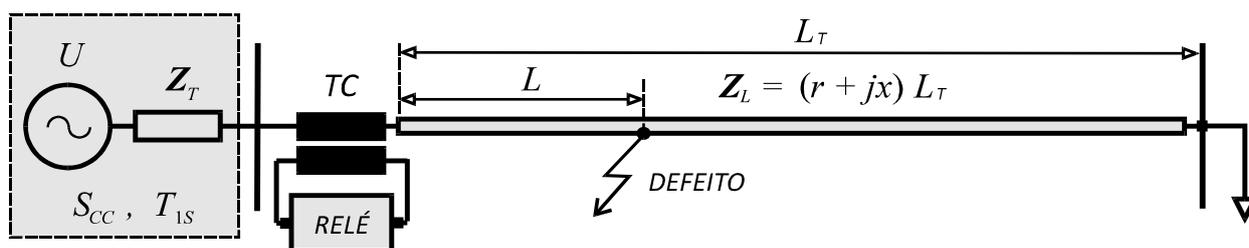


Fig. 4.4. Sistema elétrico usado para testes e avaliação.

Os dados de sequência positiva da linha são descritos a seguir.

- Tensão nominal,  $U_N$ : 230 kV;
- Corrente nominal,  $I_N$ : 800 A;
- Comprimento da linha,  $L_T$ : 85 km;
- Resistência em série,  $r$ : 0,0319  $\Omega$ /km;

- Reatância em série,  $x$ :  $0,3311 \Omega/\text{km}$ ;
- Potência de curto-circuito trifásico na barra de 230 kV,  $S_{CC}$ : 7,2 GVA;
- Constante de tempo equivalente da barra de 230 kV,  $T_{1S}$ : 35 ms;
- Impedância de Thévenin da barra de 230 kV,  $Z_T = 0,56 + j 7,35 \Omega = 7,37 \angle 85,64^\circ$ ;
- Impedância equivalente da carga na barra receptora,  $Z_C = 166 + j 0 \Omega$ ;
- Distância do defeito ao TC,  $L$ .

Na Fig. 4.5 é mostrado o circuito monofásico equivalente para simulação de uma falta monofásica a 5 km do barramento emissor.

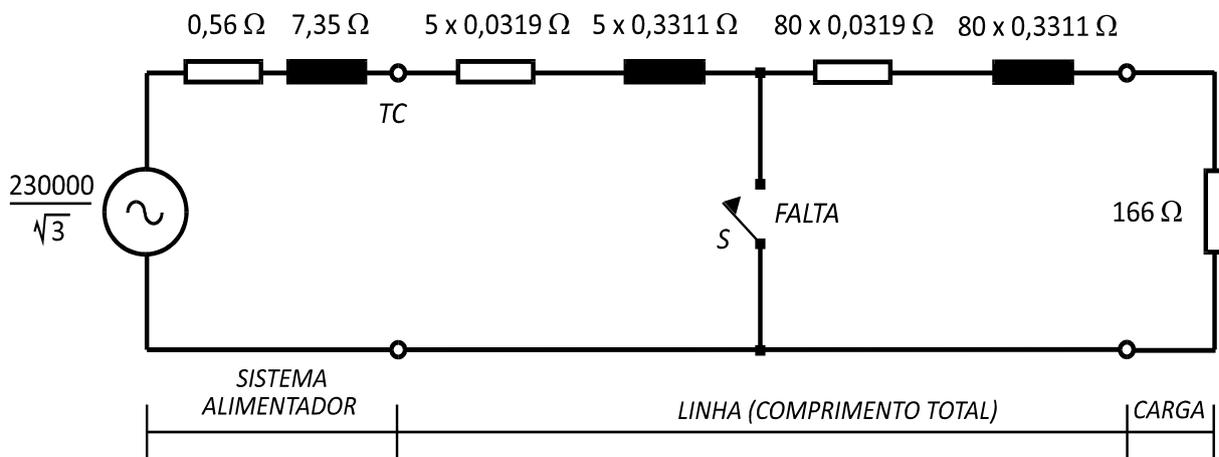


Fig. 4.5. Circuito monofásico equivalente para simulação do sistema primário.

A impedância da carga ligada ao barramento receptor é considerada como sendo cerca de 20 vezes a impedância da linha, de modo que, ao se produzir um curto circuito à 5 km de distância do barramento emissor, a corrente atinja um valor 20 vezes maior que a corrente nominal, levando o TC a um intenso estado de saturação, devido à componente CC da corrente primária. Após o período transitório, o TC operará dentro da região linear da curva de magnetização, com pouca ou quase nenhuma saturação.

Para o circuito da Fig. 4.5, pode-se escrever:

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - Ri}{L} \quad (4.5)$$

onde  $u$  é a tensão instantânea da fonte,  $R$  e  $L$  são, respectivamente, a resistência e a indutância totais vistas dos terminais da fonte e  $i$  é a corrente no circuito.

Desse modo, discretizando (4.5) e aplicando o método de Euler, a corrente primária pode ser obtida por:

$$i[k] = i[k-1] + h \frac{u[k] - Ri[k-1]}{L} \quad (4.6)$$

onde  $k$  é a ordem da amostra,  $i[k]$  é a amostra atual calculada da corrente,  $i[k-1]$  é a amostra anterior da corrente e  $h$  é o degrau de tempo de discretização.

A condição pré-falta é simulada com a chave S da Fig. 4.5 em aberto. Ao fechá-la, é aplicado o curto-circuito na linha. Nesse caso, os valores de  $R$  e  $L$  em (4.5) e (4.6) são modificados de forma a refletir os valores de resistência e indutâncias totais vistos dos terminais da fonte de tensão até o local do defeito.

### Modelagem do Transformador de Corrente

Uma vez que o TC empregado na simulação é do tipo de núcleo aberto, com um entreferro cujas dimensões garantam uma remanência praticamente nula (TC tipo TPZ), a representação da característica de magnetização do TC é feita pela curva de saturação. O mesmo possui as seguintes características:

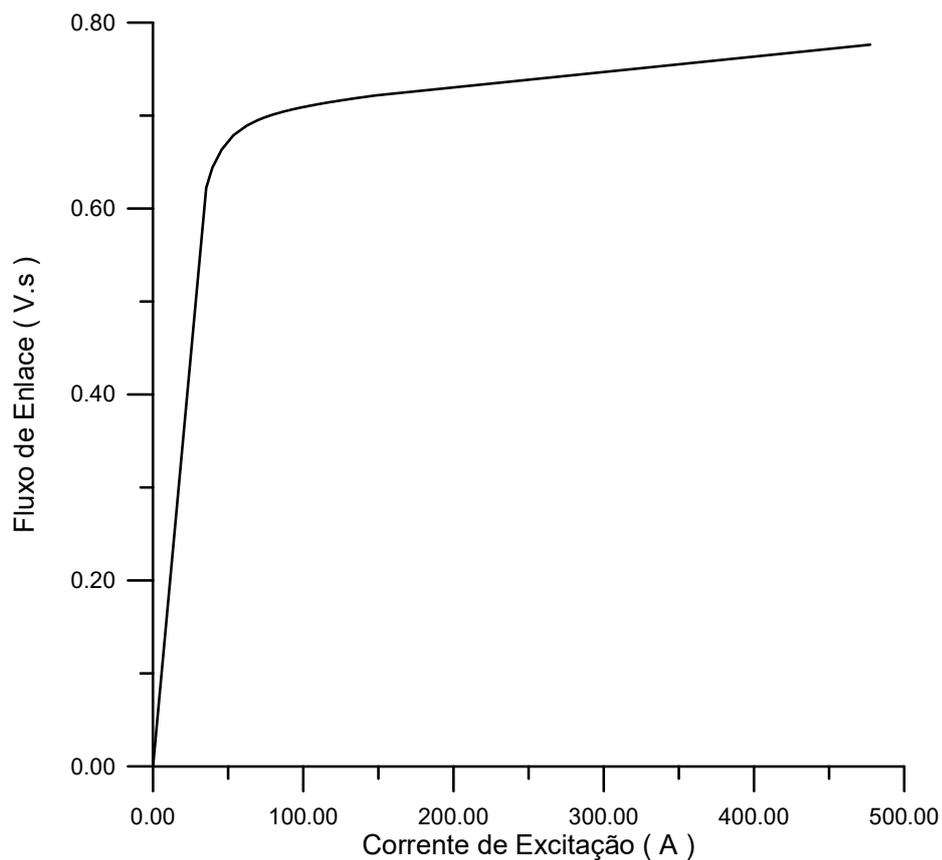
- Corrente primária nominal: 900 A;
- Corrente secundária nominal: 5 A;
- Relação de espiras (primário / secundário): 1 / 180;
- Área de seção reta:  $1,91 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ ;
- Comprimento médio de trajetória magnética: 0,50 m;
- Comprimento do entreferro: 4 mm;
- Fator de empilhamento: 0,96.
- Resistência dos enrolamentos: 0,25  $\Omega$ .
- Fator de sobrecorrente: 20.
- Carga secundária nominal: 1  $\Omega$ .

A curva de saturação do TC, obtida por simulação usando o modelo de Jiles Atherton e os parâmetros magnéticos de (ANNAKAGE, 2000) é mostrada na figura 4.6.

Para uma tensão de excitação secundária correspondente a uma corrente de 20 vezes a corrente nominal secundária do TC ( $U_e = 20 \times 5 \times 1,25 = 125 \text{ V}$ ), bem como para um núcleo com peso ( $W = 7,5 \text{ kg}$ ) e com perdas megnéticas totais de  $P = 1,46 \text{ W/kg}$ , valores típicos de ligas de aço-silício fabricadas no Brasil,  $\sigma$  é calculado pela equação (4.7).

$$\sigma = \frac{P}{U_e^2} = \frac{7,5 \times 1,46}{125^2} = 7,5 \times 10^{-4} \text{ S} \quad (4.7)$$

Num TC de núcleo fechado, a região de saturação é atingida mais profundamente. Assim, pequenas alterações no fluxo magnético causam grandes variações na corrente de excitação, aumentando os erros na estimação dessa corrente. Como se pode ver na Fig. 4.6, com a inserção do entreferro, a curva de saturação apresenta uma transição mais suave entre as regiões não saturada e saturada. Além disso, o núcleo atinge um nível de saturação menos intenso. Assim, os erros na determinação da corrente de excitação são menores.



**Fig. 4.6. Curva de saturação do TC.**

No circuito mostrado na Fig. 4.1, a corrente  $i_{1F}$  é a corrente primária. A corrente  $i_1$  é obtida dividindo-se  $i_{1F}$  pela relação de transformação,  $RTC$ , do TC, isto é:

$$i_1 = \frac{i_{1F}}{RTC} \quad (4.8)$$

Ainda mais, pode-se escrever:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (4.9)$$

$$i_2 = i_1 - i_e \quad (4.10)$$

$$i_e = f(\lambda) \quad (4.11)$$

Combinando (4.9), (4.10) e (4.11), obtém-se:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{R_2 [i_1 - f(\lambda)] + L_2 \frac{di_1}{dt}}{1 + L_2 \frac{df(\lambda)}{d\lambda}} \quad (4.12)$$

Aplicando o método de Euler e considerando um degrau de tempo  $h$ , calcula-se a amostra atual do fluxo no TC pela seguinte expressão:

$$\lambda[k] = \lambda[k-1] + h \frac{d\lambda}{dt}[k-1] \quad (4.13)$$

onde  $k$  é a ordem da amostra,  $\lambda[k]$  é a amostra atual calculada do fluxo no núcleo do TC,  $\lambda[k-1]$  é a amostra anterior do fluxo e  $h$  é o degrau de tempo de discretização.

### Descrição do Hardware Utilizado

As simulações em tempo real do sistema apresentado foram realizadas numa plataforma de *hardware* composta pelo processador digital de sinais *TMS320F28335*, fabricado pela *Texas Instruments*<sup>®</sup>, e por circuitos conversores *D/A DAC7621* de 12 *bits* paralelos, fabricados pela *Burr-Brown*<sup>®</sup> que, juntamente com filtros passa-baixas, condicionam e fornecem três sinais de interesse no sistema, a saber: a corrente primária, a corrente secundária do TC e a tensão no enrolamento terciário. O diagrama de blocos do *DAC7621* é mostrado na Fig. 4.7.

O *DAC7621* é um conversor digital-analógico com interface paralela de 12 *bits*. Ele exige uma alimentação simples de +5 V e contém um registrador de entrada, tensão de referência de 2.435 V e um amplificador de saída de alta velocidade com excursão completa, fornecendo tensão de saída na escala de 0 a 4,096 V.

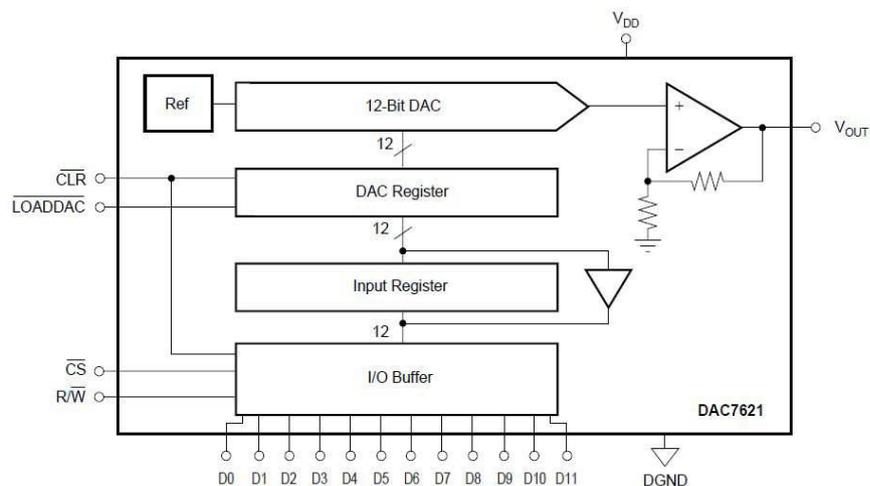


Fig. 4.7. Diagrama em blocos do DAC7621.

A interface paralela é compatível com uma grande variedade de micro controladores. O *DAC7621* aceita uma palavra paralela de 12 *bits*, tem uma estrutura lógica de entrada de buffer duplo e fornece a possibilidade de leitura de dados. Além disso, dois pinos de controle fornecem uma função de seleção de *chip* (*CS*) e entrada de limpeza (*CLR*) assíncrona. A entrada *CLR* pode ser usado para assegurar que a saída do *DAC7621* é 0 V no instante inicial ou quando requerido pela aplicação.

O *TMS320F28335* é um chip que une o poder de processamento de um *DSP* (*Digital Signal Processor*) com periféricos embarcados de um microcontrolador. Dentre as suas principais características, podemos citar:

- Tecnologia *CMOS* de alto desempenho;
- *Clock* de 150 MHz (6,67 ns de tempo de instrução);
- *CPU* de 32 *bits*, com operações em ponto fixo e/ou flutuante;
- Memória *flash* interna de 512 *kbytes*;
- Memórias *SRAM* interna de 68 *kbytes* e externa de 256 *kbytes*;
- 3 temporizadores / contadores de 32 *bits*;
- Módulo *ADC* de 12 *bits*, 16 canais;
- Até 88 *GPIO* (*General Purpose I/O*) multiplexadas e programáveis individualmente;
- Módulo *PWM* com até 18 saídas.

Todas as entradas e saídas digitais estão agrupadas em portas chamadas *GPIO* – *General Purpose Input / Output* – nomeadas como A, B de 32 *bits* e porta C de 24 *bits*. As portas compartilham diversas funções de forma que as entradas e saídas propiciam mais de uma função em cada pino, devendo-se selecionar qual a função a ser desempenhada pelo pino no início de cada programa.

Na Fig. 4.8 é mostrado o diagrama em blocos da implementação em *hardware* proposta para simulação do sistema primário e do TC.

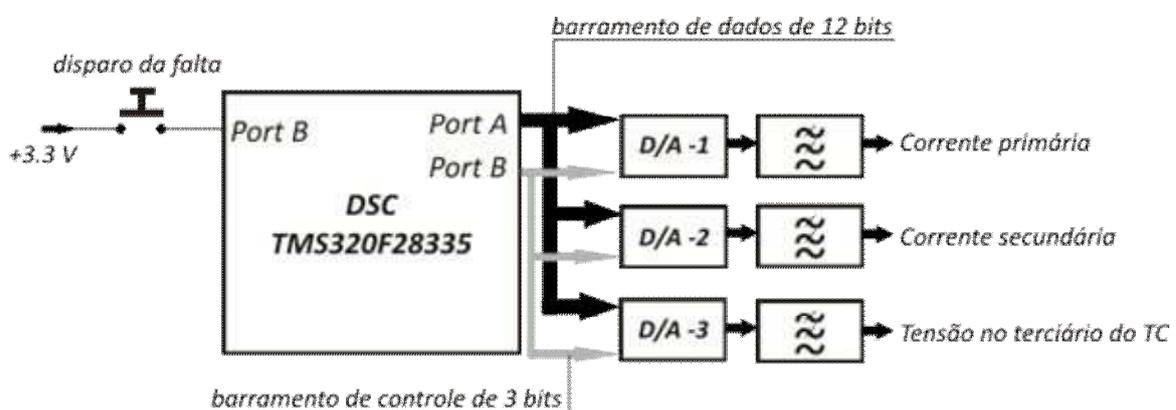


Fig. 4.8. Implementação em hardware para simulação do sistema primário e TC.

O módulo principal do sistema de simulação é o próprio *TMS320F28335*, que efetua, em tempo real, os cálculos necessários ao processamento do algoritmo de simulação. Os cálculos são efetuados numa frequência de 20 kHz, onde as grandezas simuladas são obtidas a cada 50 microssegundos, objetivando futura compatibilidade de aplicação com sistemas *RTDS<sup>TM</sup>* (*Real Time Digital Simulator*) mais robustos e comercialmente disponíveis, além de permitir uma boa resolução do sinal de corrente nos instantes de saturação, onde as variações de amplitude ocorrem de forma mais rápidas (apresentando componentes de alta frequência). Os valores calculados são escalonados e fornecidos de forma multiplexada em um barramento de dados de 12 bits provenientes da porta A do DSC.

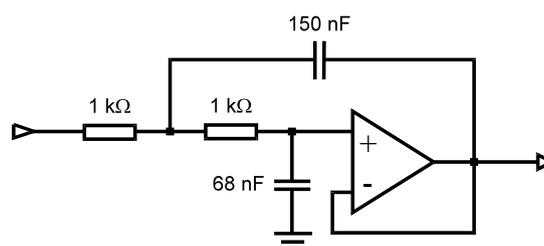
O barramento de controle, proveniente da porta B do *DSC*, é formado por 3 *bits*, sendo que cada um é direcionado para um dos conversores D/A. Quando o *bit* correspondente é ativado, o dado presente no barramento de dados é carregado naquele conversor e sua saída é atualizada para o novo valor. O primeiro conversor (*D/A-1*) fornece o sinal de corrente primária, o segundo conversor (*D/A-2*) fornece o sinal de corrente secundária do TC e o terceiro (*D/A-3*) fornece a tensão no enrolamento terciário.

A cada 50 microssegundos, o *DSC* efetua as seguintes operações:

- Calcula as correntes primária e secundária e tensão no terciário, segundo (4.5) a (4.12);
- Escalona as grandezas para 12 *bits*;
- Escreve os valores resultantes no barramento de dados, um de cada vez, e, a cada valor escrito, o barramento de controle seleciona o conversor *D/A* de destino para que sua saída seja atualizada.

A simulação normalmente ocorre em condição de regime permanente. Quando o botão “disparo da falta” é pressionado, a simulação passa a operar no regime de falta. Ao liberar o botão, a simulação retorna à condição de regime permanente.

Para filtrar o sinal de alta frequência de 20 kHz de atualização das saídas, utilizou-se um filtro ativo do tipo *Butterworth* passa-baixas de segunda ordem, cujo circuito é mostrado na Fig. 4.9, sendo a frequência de corte  $f_c = 5$  kHz. O filtro foi implementado utilizando componentes discretos e o amplificador operacional *LM6132*.



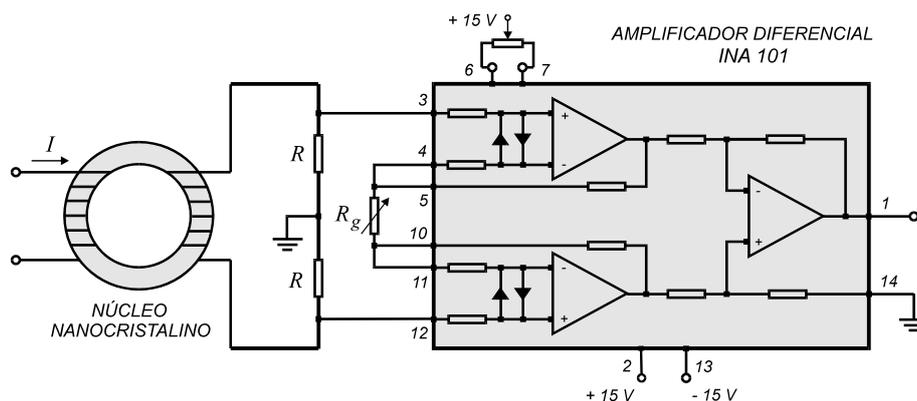
**Fig. 4.9. Implementação do filtro ativo passa-baixas Butterworth de segunda ordem.**

O sistema foi montado a partir do *kit* de desenvolvimento *eZdsp™ F28335*, da *Spectrum Digital Incorporated*, interligado aos conversores *D/A*, montados separadamente em placas de circuito impresso dedicadas. A programação do *DSC* foi feita usando o ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio 3.3*, tendo sido utilizada a linguagem *C++*.

## 4.5 Correção da Corrente Secundária

### Correção da Corrente Secundária Utilizando Modelo Reduzido

O circuito utilizado em laboratório para obtenção da onda distorcida de corrente no secundário do TC é mostrado na Fig. 4.3 e o diagrama de blocos do sistema de correção da corrente secundária é mostrado na Fig. 4.2. No módulo de condicionamento, a porta 1 é a entrada de um sensor que converte a corrente no secundário do TC em uma tensão proporcional, mediante uso de um amplificador de instrumentação monolítico (*INA101*) de ganho ajustável, mostrado na Fig. 4.10. A saída desse amplificador passa ainda por um filtro semelhante ao mostrado na Fig. 4.9.



**Fig. 4.10. Sensor de corrente utilizado.**

Como conversor corrente-tensão, foram utilizados resistores não indutivos, de resistências  $R = 0,2 \Omega$  e o ganho de tensão do amplificador é dado por:

$$G = 1 + \frac{40 \text{ k}\Omega}{R_g} \quad (4.13)$$

Para garantir isolamento entre o circuito primário e o registrador digital de transientes, foi utilizado um núcleo toroidal de liga nanocristalina fabricado pela *MAGMATTEC*, com diâmetro interno de 4,5 cm, diâmetro externo de 5,4 cm, área de seção reta de 0,87 cm<sup>2</sup>, indução de saturação de 0,94 T e permeabilidade relativa máxima em torno de 100000, em 60 Hz. Em torno do núcleo há um enrolamento primário de 6 espiras e um enrolamento secundário de 300 espiras.

A porta 2 do módulo de condicionamento da Fig. 4.2 corresponde à entradas de um divisor resistivo acoplado a um filtro semelhante ao mostrado na Fig. 4.9.

Nos ensaios realizados, o elemento de saída da Fig. 4.2, indicado com a designação geral de *IED (Intelligent Electronic Device)* consistiu em um medidor virtual registrador digital de transientes com *software* desenvolvido na plataforma *LabVIEW™*, operando em ambiente *Windows XP*. O *hardware* usado opera com uma placa de aquisição de dados fabricada pela *National Instruments*, tipo *NI-PCI-6221*, com 16 entradas analógicas multiplexadas de 16 *bits*, rodando com uma taxa de amostragem de 60 kHz (1000 amostras por ciclo). Neste trabalho, foram usados três canais de entrada para observação simultânea das grandezas de interesse.

Os modos de funcionamento do medidor são os seguintes:

- Osciloscópio, fornecendo valores máximo, mínimo, médio, eficaz, frequência, período; operações de soma, subtração, multiplicação; canal *X* versus canal *Y*;
- Analisador de espectro, com registro de harmônicas até a ordem 50;
- Registrador multicanal de transitórios.

Assim, os sinais de corrente primária, corrente secundária e tensão no enrolamento terciário foram armazenados em arquivos com extensão *.DAT* e posteriormente processados (*off-line*) de modo a se obter a corrente secundária corrigida. A corrente primária foi registrada com o objetivo de calcular os erros antes e após o processo de correção, validando o método de correção proposto. Os resultados são apresentados no Capítulo 5.

### **Correção da Corrente Secundária Utilizando *DSP***

Nesse processo, realizado em tempo real, foram empregados dois *DSPs*. Um deles foi utilizado para simular o comportamento do sistema primário, gerando a corrente de curto-circuito, a corrente no secundário do TC e a tensão no terciário, conforme descrito no item 4.4. O outro foi destinado a efetuar o processo de correção, como é explicado a seguir.

Na Fig. 4.11 é mostrado o diagrama de blocos do *hardware* do sistema de correção proposto, o qual é composto pelos seguintes elementos:

- Controlador digital de sinais *TMS320F28335*, principal componente do sistema;
- Dois circuitos que fazem o condicionamento de sinais de entrada;
- Um conversor D/A (*DAC7621*) de 12 *bits* paralelos;
- Um filtro passa-baixas de saída.

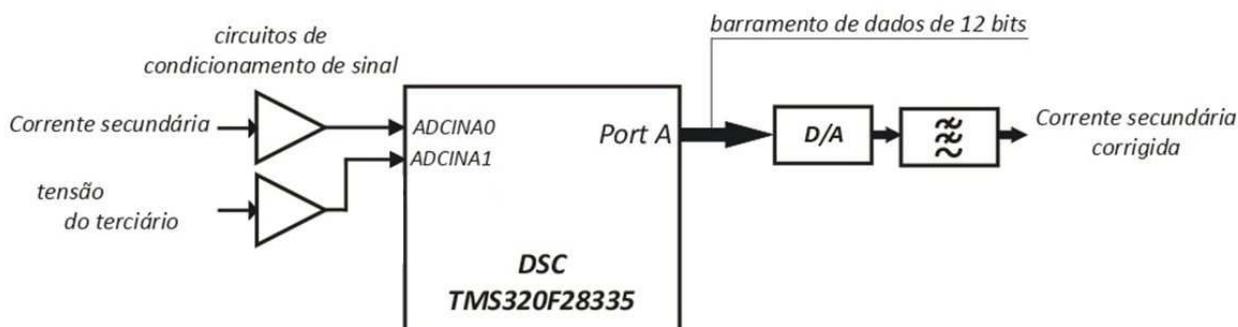


Fig. 4.11. Implementação em hardware do sistema de correção.

Para aquisição dos sinais necessários ao método de correção (corrente secundária e a tensão no enrolamento terciário), o sistema faz uso do conversor analógico - digital (*ADC*) de 12 bits interno do *DSC* de 12 bits, além de apropriados condicionadores de sinal.

O bloco analógico deste conversor é composto por multiplexadores (*MUX*), circuitos *sample-and-hold* (*S/H*), conversores e reguladores de tensão. Além disso, o bloco digital inclui sequenciador de conversão, registradores de resultado (*ADCRESULT*), interface com os circuitos analógicos, interface com o barramento periférico e interface com os outros módulos internos.

O módulo *ADC* possui 16 canais, configuráveis como dois módulos independentes de 8 canais, ou em cascata, como um único módulo de 16 canais. Embora haja múltiplas entradas e dois sequenciadores, apenas um conversor é responsável pelas conversões nos canais.

Os dois módulos de oito canais podem executar qualquer sequência desejada de conversão. Cada módulo pode selecionar qualquer uma das oito respectivas entradas disponíveis ao multiplexador. Quando usados em cascata, o sequenciador funciona como um único módulo de 16 canais. Em cada etapa da sequência, uma vez concluída a conversão, o resultado da leitura do canal selecionado é armazenado no respectivo registrador *ADCRESULT*. Embora haja 16 canais, nada impede que o sequenciador seja utilizado apenas para uma das entradas, tornando possível a obtenção de altas frequências de amostragem.

As principais características do módulo são:

- *ADC* de 12 bits com duplo *sample-and-hold* (*S/H*);
- Modo de amostragem sequencial ou simultâneo;
- 16 entradas analógicas (canais) multiplexadas com interface de 0 a +3 V;
- Tempo de conversão: 80 ns;
- possibilidade de trabalhar com duas sequências independentes de 8 estados, ou com uma única sequência de 16 estados (cascata);
- 16 registradores *ADCRESULT* individualmente endereçáveis para armazenamento do resultado da conversão.

Como as entradas analógicas do *DSC* operam apenas com tensões entre 0 e +3 V, o condicionamento dos sinais de entrada do *DSP* deve fornecer limitação dos valores de tensão dentro da faixa especificada, além de filtragem *anti-aliasing* para um correto processamento digital. O condicionamento deve incluir: a transdução do sinal de corrente secundária para um sinal de tensão; amplificação/atenuação dos sinais para amplitude de até 3 V (pico-a-pico) e aplicação de nível de *offset* para evitar valores negativos de tensão nas entradas do *ADC*.

No sistema, são usados 2 canais de conversão, nomeados como *ADCINA0* e *ADCINA1*. O primeiro canal faz a aquisição do sinal de tensão proporcional à corrente secundária do TC. O segundo faz a leitura do sinal da tensão do enrolamento terciário, o qual fornece uma medida do fluxo, quando integrado.

As aquisições são feitas numa frequência de amostragem de 20 kHz, onde as grandezas são tomadas a cada 50 microssegundos, objetivando futura compatibilidade de aplicação com sistemas *RTDS*<sup>TM</sup> (*Real Time Digital Simulation*) mais robustos, além de garantir que as componentes de alta frequência da corrente secundária, presentes nos instantes em que ocorre a saturação, sejam adequadamente amostradas, permitindo uma boa aproximação do valor calculado para o fluxo magnético, resultando em uma melhor estimativa da corrente de magnetização. Essa taxa de amostragem é obtida a partir de um contador / temporizador de 32 *bits*, interno ao *DSC*, chamado de *TIMER0*. Esse contador é programado para gerar interrupções de *hardware* periodicamente, fazendo com que a execução do programa seja desviada para uma rotina de aquisição e leitura dos sinais. Após a aquisição dos sinais, a rotina principal do algoritmo executa a correção do sinal de corrente secundária, mediante a técnica descrita no item 4.2.

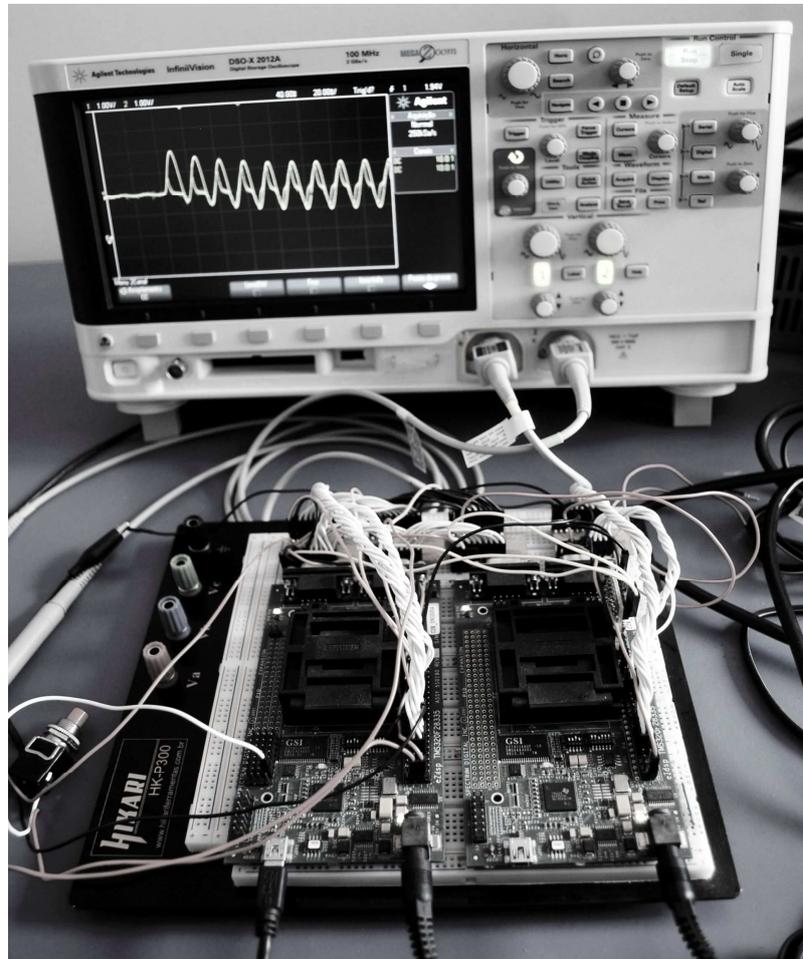
A corrente secundária corrigida é escalonada e fornecida, na mesma taxa de aquisição, em um barramento de saída de dados de 12 *bits*, provenientes da porta A do *DSC*. Esse barramento é conectado a um conversor digital / analógico de 12 *bits*, que, após ter a componente de 20 kHz de atualização da saída devidamente filtrada, fornece o sinal de corrente secundária corrigida. Utilizou-se um filtro ativo *Butterworth* passa-baixas de segunda ordem, semelhante ao mostrado na Fig. 4.9, sendo a frequência de corte  $f_c = 5$  kHz.

Sistematicamente, a cada 50  $\mu$ s, o *DSC* efetua as seguintes operações:

- As duas grandezas de interesse são amostradas (tensão proporcional à corrente secundária e tensão no terciário);
- Após a detecção de uma falta (com base no valor da corrente secundária), a rotina principal executa a correção baseada no método da corrente de excitação;
- O valor resultante é escrito no barramento de dados de saída.

O sistema foi montado a partir do *kit* de desenvolvimento *eZdsp™ F28335*, interligado aos circuitos de condicionamento de sinais e ao conversor *D/A* de saída, montados separadamente em placas de circuito impresso dedicadas. A programação do *DSC* foi feita usando o ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio 3.3* utilizando a linguagem *C++*.

Os dois sistemas desenvolvidos nesse trabalho estão mostrados na Fig. 4.12.



**Fig. 4.12.** *Implementação em hardware das duas plataformas de testes.*

Os sinais de corrente primária e corrente secundária distorcida, fornecidos pela plataforma de simulação do sistema primário e TC, bem como o sinal de corrente secundária, fornecido pelo sistema de correção, foram também registrados pelo registrador digital de transientes para validar o método de correção proposto. Os resultados são apresentados no Capítulo 5.

# Capítulo 5

## Resultados Obtidos

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos em laboratório relacionados à caracterização do TC empregado nos testes considerando o modelo reduzido empregado, bem como aqueles decorrentes da aplicação do processo de correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário, tanto com a utilização do modelo reduzido como com a utilização da plataforma de simulação em tempo real com *DSC*.

### 5.1 Características Magnéticas do TC

Inicialmente foi realizada a caracterização magnética do TC empregado nos ensaios com modelo reduzido, com a finalidade da obtenção de sua curva de magnetização.

Os laços dinâmicos do TC (fluxo de enlace versus corrente de excitação) foram determinados através da montagem da Fig. 5.1. O fluxo de enlace no enrolamento secundário,  $\lambda$ , foi obtido mediante integração numérica de uma amostra da tensão no enrolamento terciário (tensão sobre  $R_2$ ) e a corrente de excitação foi obtida diretamente pela medição no sensor de corrente. As medições foram realizadas pelo registrador digital empregado no ensaio (medidor virtual). O sensor de corrente indicado é idêntico ao descrito no item 4.5 do Capítulo 4. O amperímetro e o voltímetro da montagem monitoram os níveis de corrente e tensão aplicados no enrolamento secundário do TC dentro de valores considerados seguros.

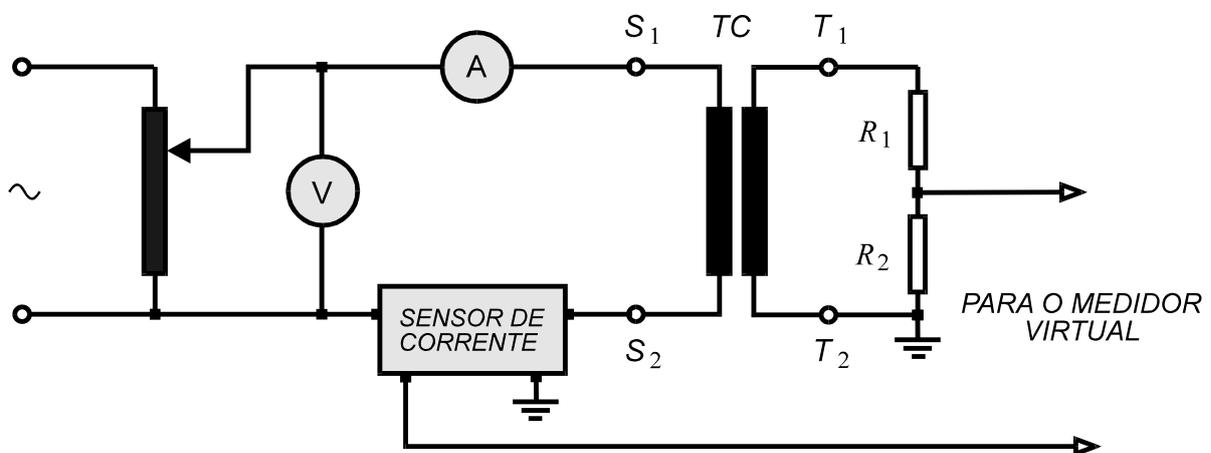
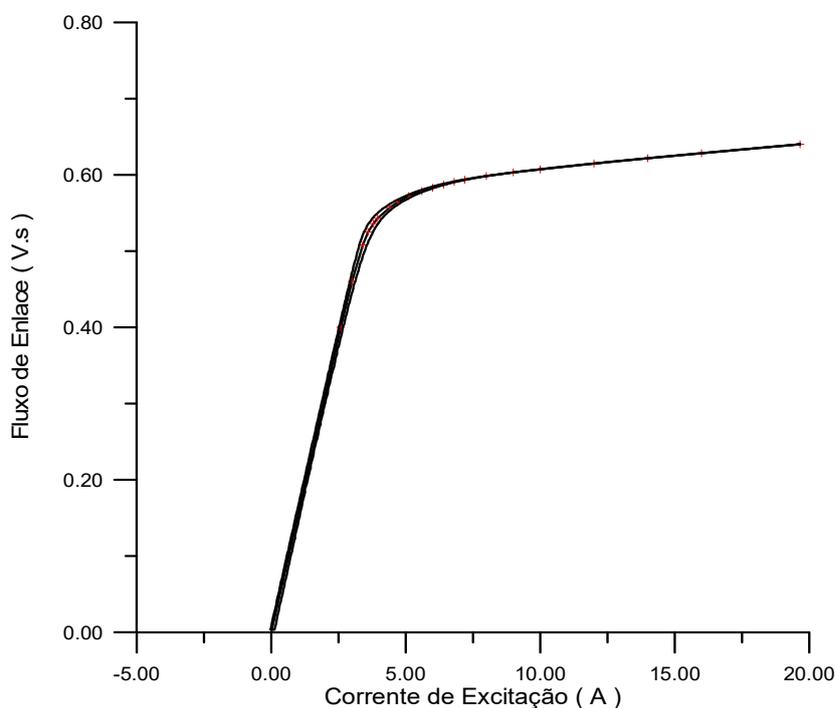


Fig. 5.1. Montagem para obtenção dos laços dinâmicos  $\lambda$  versus  $i_e$  do TC.

A curva de saturação foi determinada registrando-se os pontos correspondentes aos vértices de vários laços de histerese em 60 Hz, para diferentes valores de pico do fluxo de enlace. O resultado é o mostrado na Fig. 5.2.



**Fig. 5.2. Laço dinâmico maior e curva de saturação do TC, determinados em 60 Hz.**

O parâmetro  $\sigma$  da expressão (4.3), proporcional à condutância elétrica do material magnético do núcleo do TC, foi determinado por tentativas, mediante comparações entre laços dinâmicos  $\lambda - i_e$  obtidos por simulação em computador e laços registrados por medições em laboratório, na frequência de 60 Hz. O resultado encontrado foi o seguinte:

$$\sigma = 7,69 \times 10^{-4} \text{ S.}$$

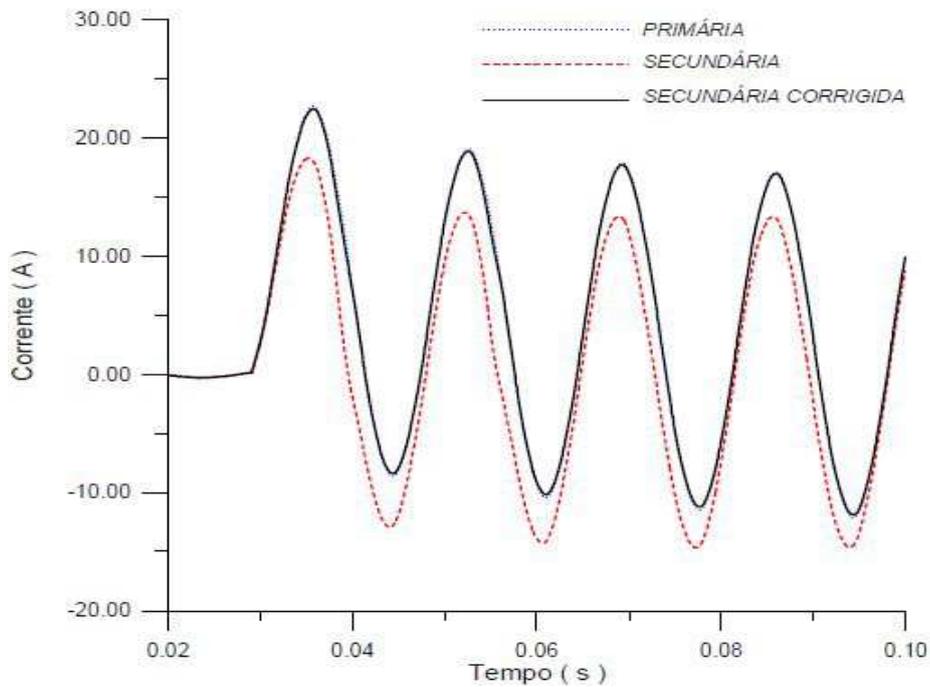
## 5.2 Resultados - Corrente Corrigida no Uso de Modelo Reduzido

Para avaliar o desempenho do método de correção proposto, define-se o *erro transitório amostral*,  $\epsilon_T$ , o qual é calculado para cada instante de amostragem através da seguinte expressão (KANG, 2004b):

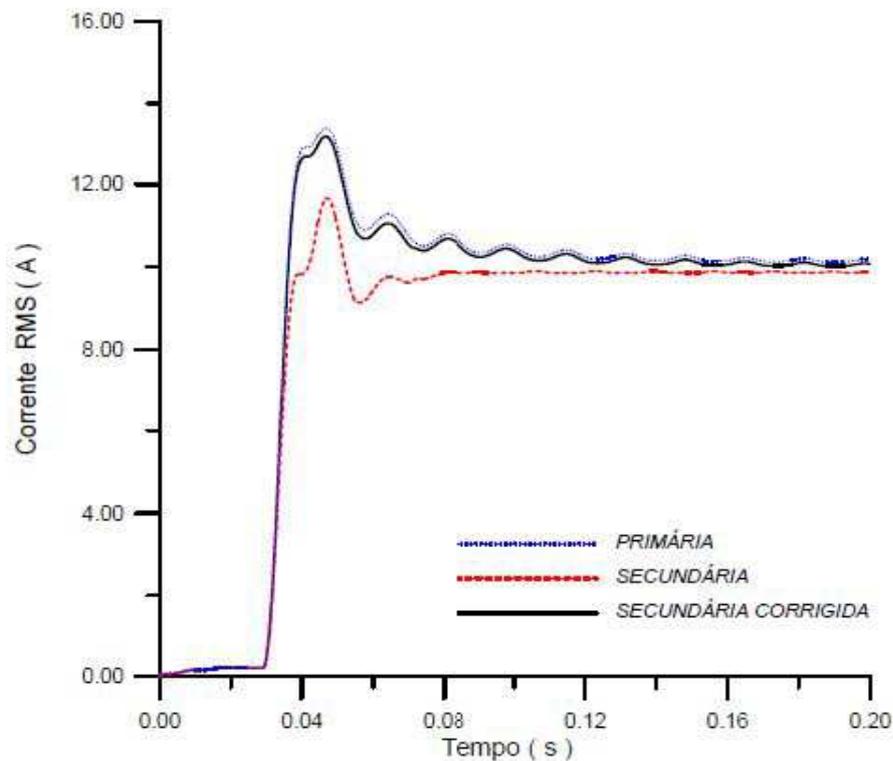
$$\epsilon_T = 100 \frac{i_{1F} - K_N i_2}{\sqrt{2} I_{1F}} (\%) \quad (5.1)$$

onde  $K_N$  é a relação de espiras do TC,  $i_2$  é o valor da amostra da corrente secundária,  $i_{1F}$  é o valor da amostra da corrente primária e  $I_{1F}$  é o valor *RMS* da corrente de defeito em regime simétrico.

Nos ensaios realizados com o uso do modelo reduzido, foram consideradas duas diferentes cargas ligadas ao secundário do TC, com impedâncias de  $4,3 + j 0,0 \Omega$  e  $2,6 + j 3,6 \Omega$ . As correntes primária e secundária, para cada carga, são mostradas na Fig. 5.3 e Fig. 5.6. Os valores *RMS* em função do tempo das mesmas são mostrados na Fig. 5.4 e Fig. 5.7. Os erros transitórios são mostrados na Fig. 5.5 e Fig. 5.8. As formas de onda das correntes em regime simétrico são mostradas na Fig. 5.9 e na Fig. 5.10.



**Fig. 5.3. Formas de onda das correntes – Carga:  $4,3 + j 0,0 \Omega$**



**Fig. 5.4. Correntes RMS versus tempo – Carga:  $4,3 + j 0,0 \Omega$**

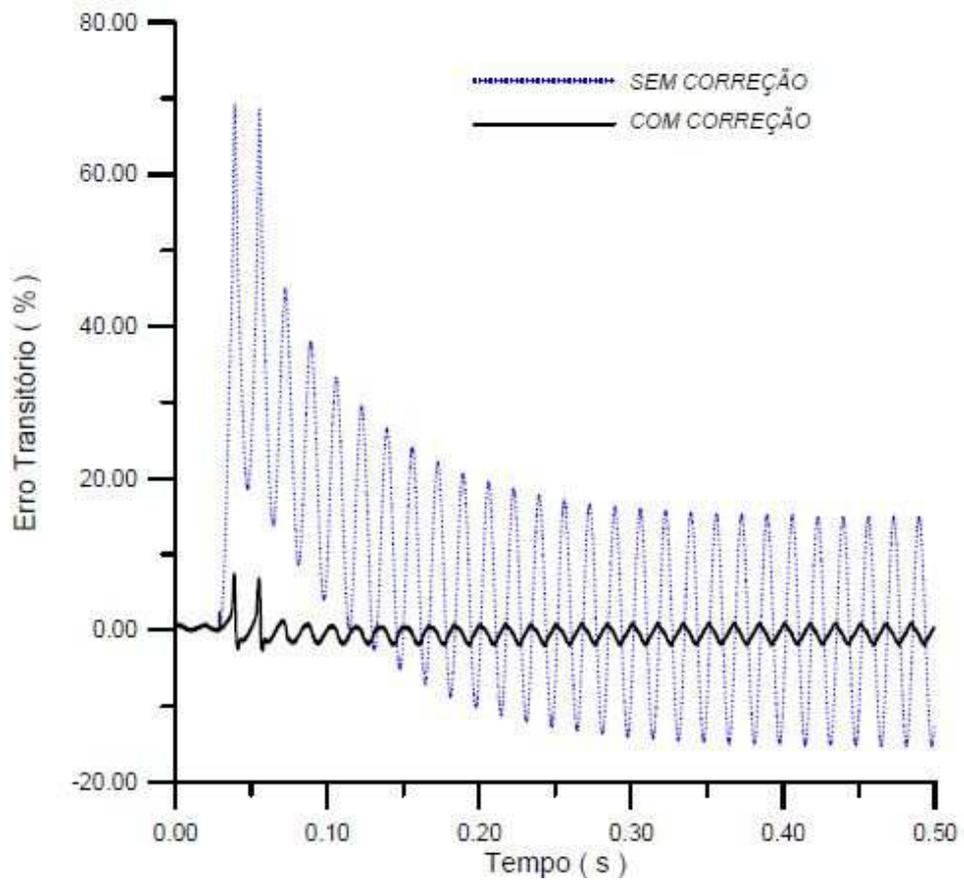


Fig. 5.5. Erro transitório – Carga:  $4,3 + j 0,0 \Omega$

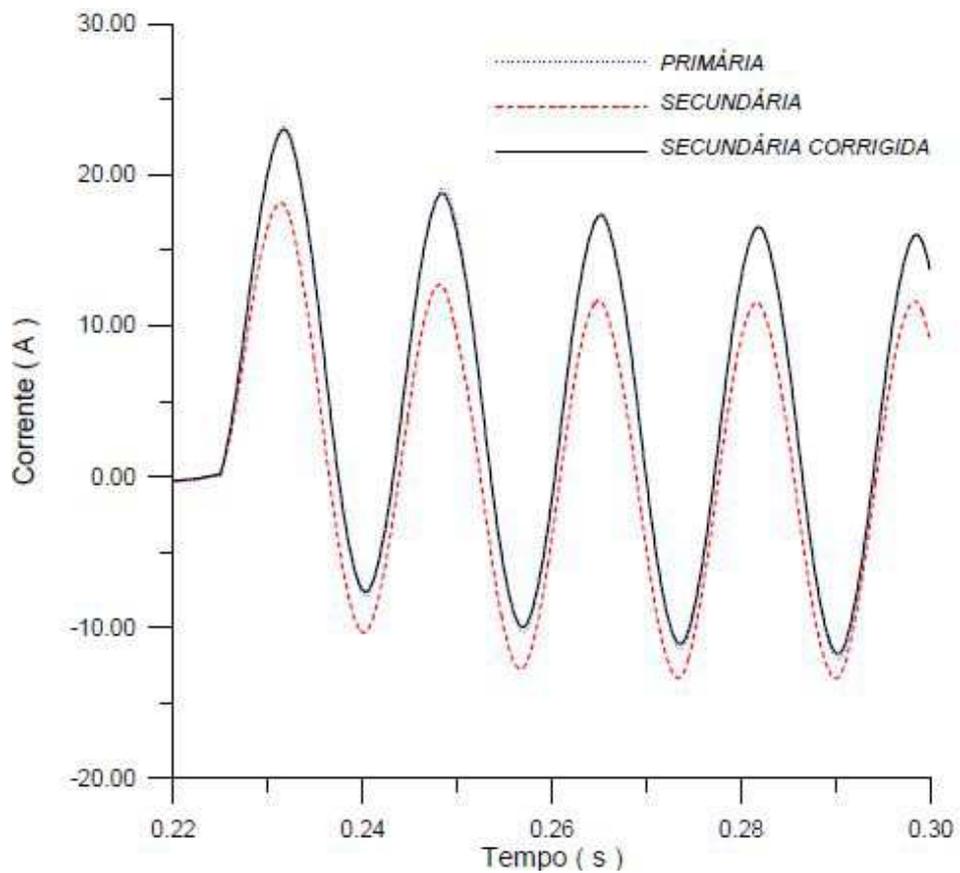


Fig. 5.6. Formas de onda das correntes – Carga:  $2,6 + j 3,6 \Omega$

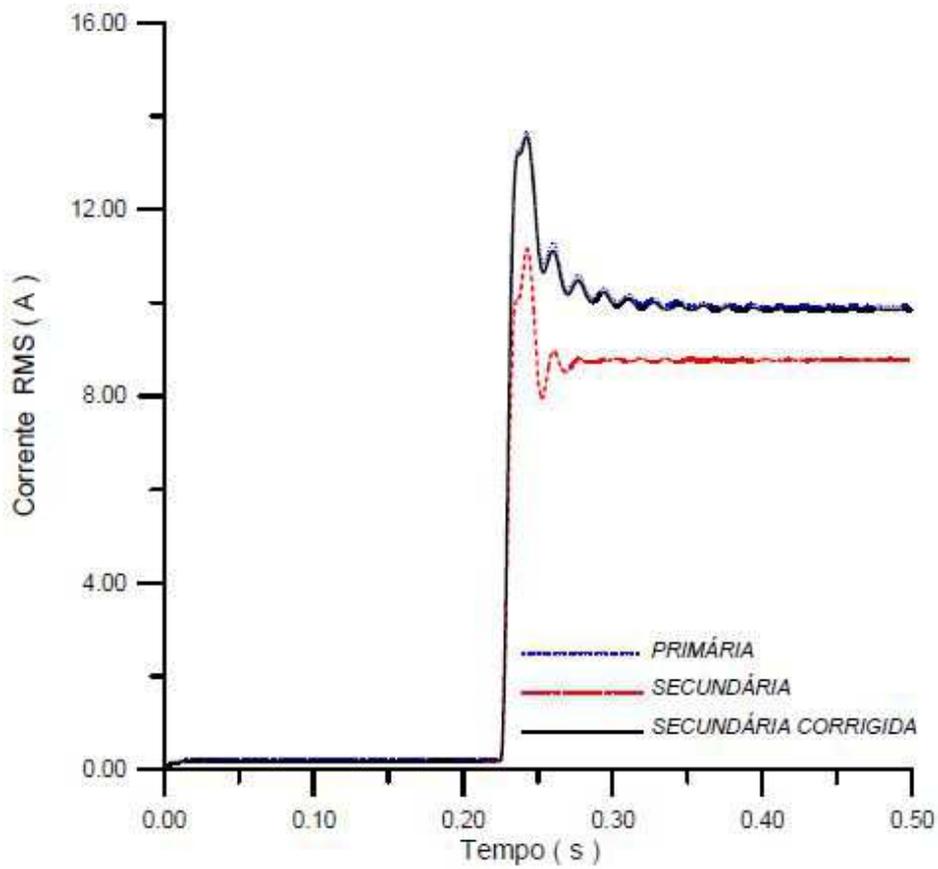


Fig. 5.7. Correntes RMS versus tempo – Carga:  $2,6 + j 3,6 \Omega$

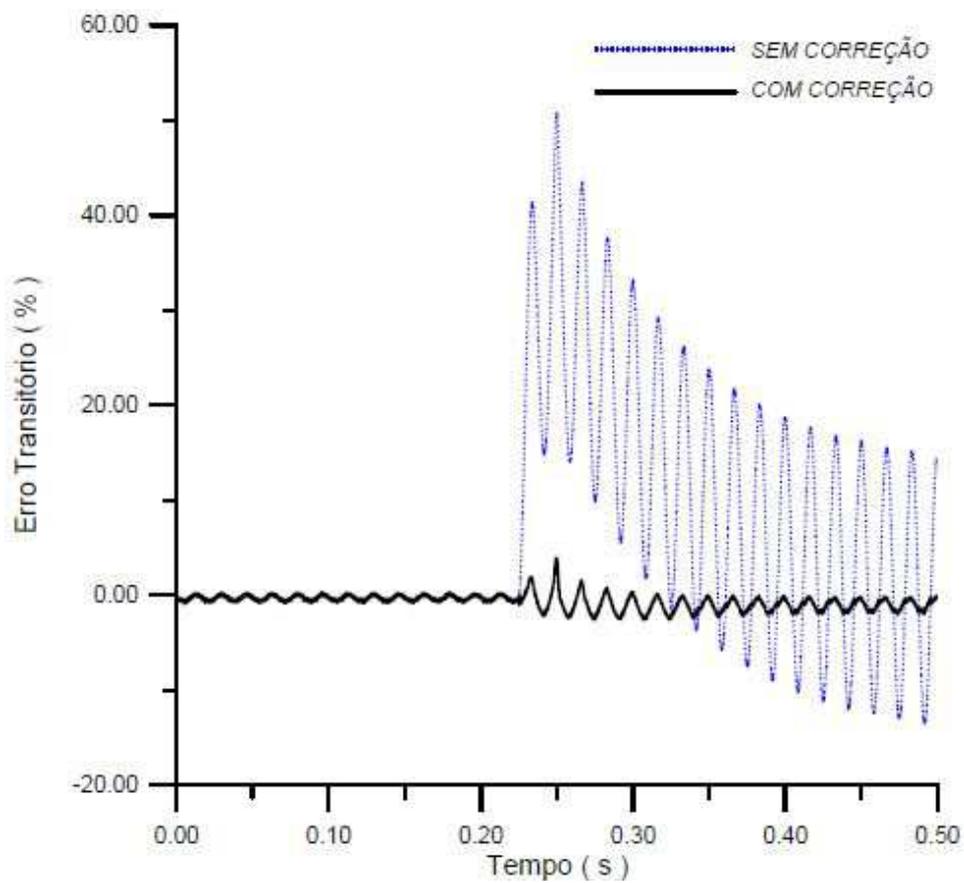


Fig. 5.8. Erro transitório – Carga:  $2,6 + j 3,6 \Omega$

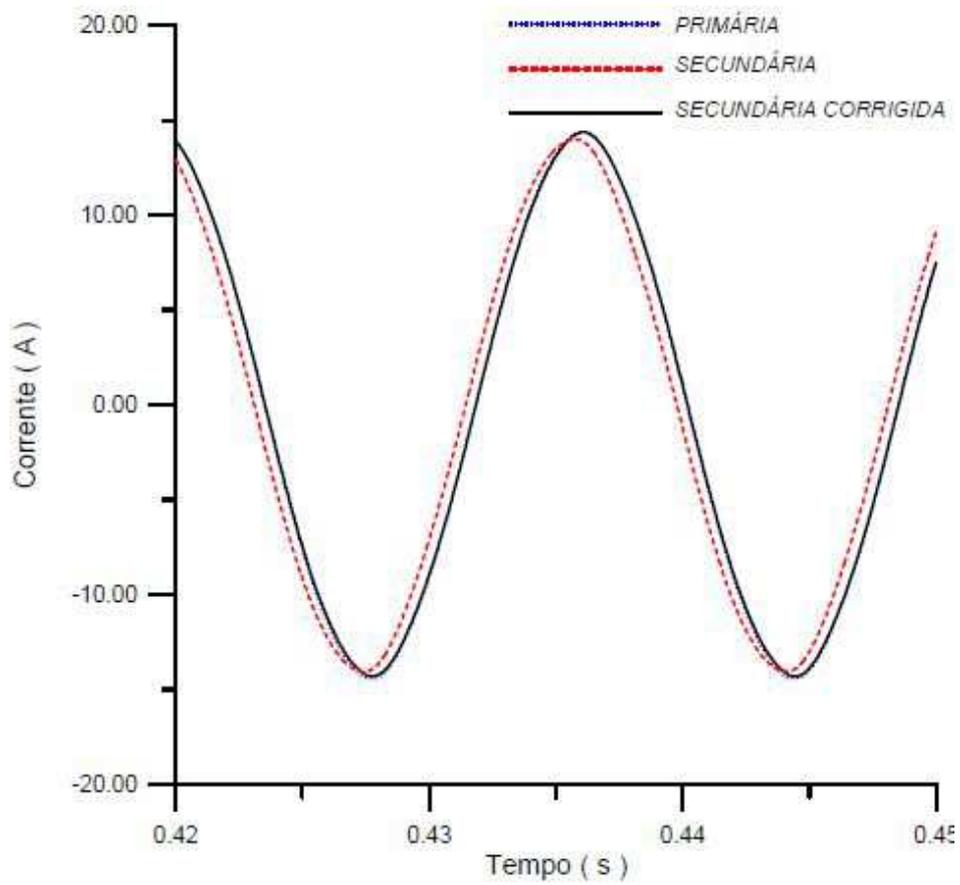


Fig. 5.9. Formas de onda da corrente em regime simétrico – Carga:  $4,3 + j 0,0 \Omega$

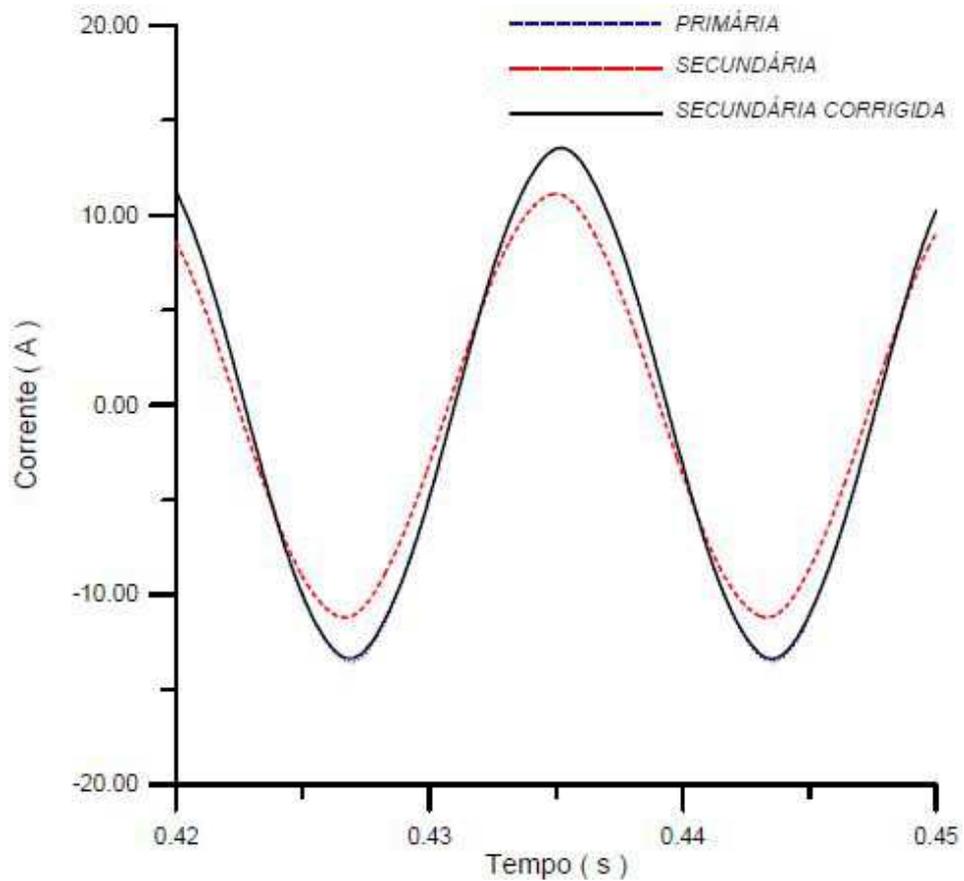


Fig. 5.10. Formas de onda da corrente em regime simétrico – Carga:  $2,6 + j 3,6 \Omega$

Nas figuras 5.3 e 5.6, percebe-se a limitação encontrada nesse trabalho ao usar o modelo reduzido. As figuras mostram que os níveis de saturação obtidos foram pouco perceptíveis devido à baixa capacidade no fornecimento de corrente pela fonte de tensão. Mesmo assim, ainda se verifica uma sutil distorção da envoltória senoidal da corrente secundária no instante de passagem por zero após os picos dos três primeiros ciclos. Além disso, a presença do entreferro faz com que a componente contínua da corrente primária seja praticamente filtrada no secundário do TC, uma vez que as figuras mostram que a assimetria da corrente secundária é muito menor que a da corrente primária. Isso ocorre devido ao fato de que a indutância associada ao entreferro produz, no ramo de magnetização do modelo do TC, um caminho alternativo às componentes de baixa frequência. Isso implica em uma redução no valor *RMS* da corrente secundária nos primeiros ciclos do defeito.

Mesmo diante das condições citadas, o sistema de correção é capaz de recompor a forma de onda da corrente secundária, corrigindo as distorções e compensando o efeito da filtragem passa-altas provocado pela presença do entreferro, como pode ser observado pela coincidência das ondas de corrente primária e corrente secundária corrigidas.

Os erros transitórios máximos que ocorrem no processo de correção,  $\varepsilon_{TMAX}$ , são mostrados na Tabela 5.1.

TABELA 5.1 - ERROS TRANSITÓRIOS MÁXIMOS

CARGA ( $\Omega$ )	$\varepsilon_{TMAX}$	$\varepsilon_{TMAX}$
	DISTORCIDA (%)	CORRIGIDA (%)
$4,3 + j 0,0$	69,1	7,5
$2,6 + j 3,6$	50,8	3,9

Ainda devido à inserção do entreferro, há uma evidente defasagem e uma redução nos valores *RMS* entre a corrente primária e a secundária em regime simétrico de falta devido ao aumento significativo da corrente de magnetização, como podem ser observados nas figuras 5.9 e 5.10. Porém, o sistema de correção consegue reduzir os erros de fase e relação entre as correntes para valores desprezíveis. Essa característica pode permitir o uso de um mesmo TC tanto para serviços de proteção como de medição, diminuindo assim o espaço ocupado por equipamentos no pátio da subestação.

Em relação à corrente primária, os erros de relação,  $\varepsilon_s$ , e de fase,  $\delta$ , da corrente secundária e da corrente corrigida foram calculados e estão mostrados na Tabela 5.2.

TABELA 5.2 - ERROS DE RELAÇÃO E DE FASE NO REGIME SIMÉTRICO

CARGA ( $\Omega$ )	$\varepsilon_S$	$\varepsilon_S$	$\delta$	$\delta$
	DISTORCIDA (%)	CORRIGIDA (%)	DISTORCIDA ( $^\circ$ )	CORRIGIDA ( $^\circ$ )
$4,3 + j 0,0$	2,8	-0,03	8,7	0,01
$2,6 + j 3,6$	12,2	0,52	4,3	0,42

O erro de relação da tabela anterior é calculado por:

$$\varepsilon_S = 100 \frac{I_{1F} - K_N I_2}{I_{1F}} (\%) \quad (5.2)$$

onde  $I_{1F}$  e  $I_2$  são os valores *RMS* em regime permanente de falta da corrente primária e secundária, respectivamente, e  $K_N$  é a relação de transformação do TC.

### 5.3 Resultados - Corrente Corrigida no Uso de *DSP*

Nas simulações de um curto-circuito monofásico, realizadas através do uso de *DSP*, foram considerados os dados do sistema primário e do TC apresentados no item 4.4 do Capítulo 4. Em todos os casos, o fluxo residual no núcleo no instante da energização foi considerado nulo, devido à presença do entreferro, e a incidência da falta ocorre sempre no ângulo de zero graus, ou seja,  $\lambda(0) = 0$  e  $\theta = 0^\circ$ , produzindo assim a maior assimetria possível na corrente primária.

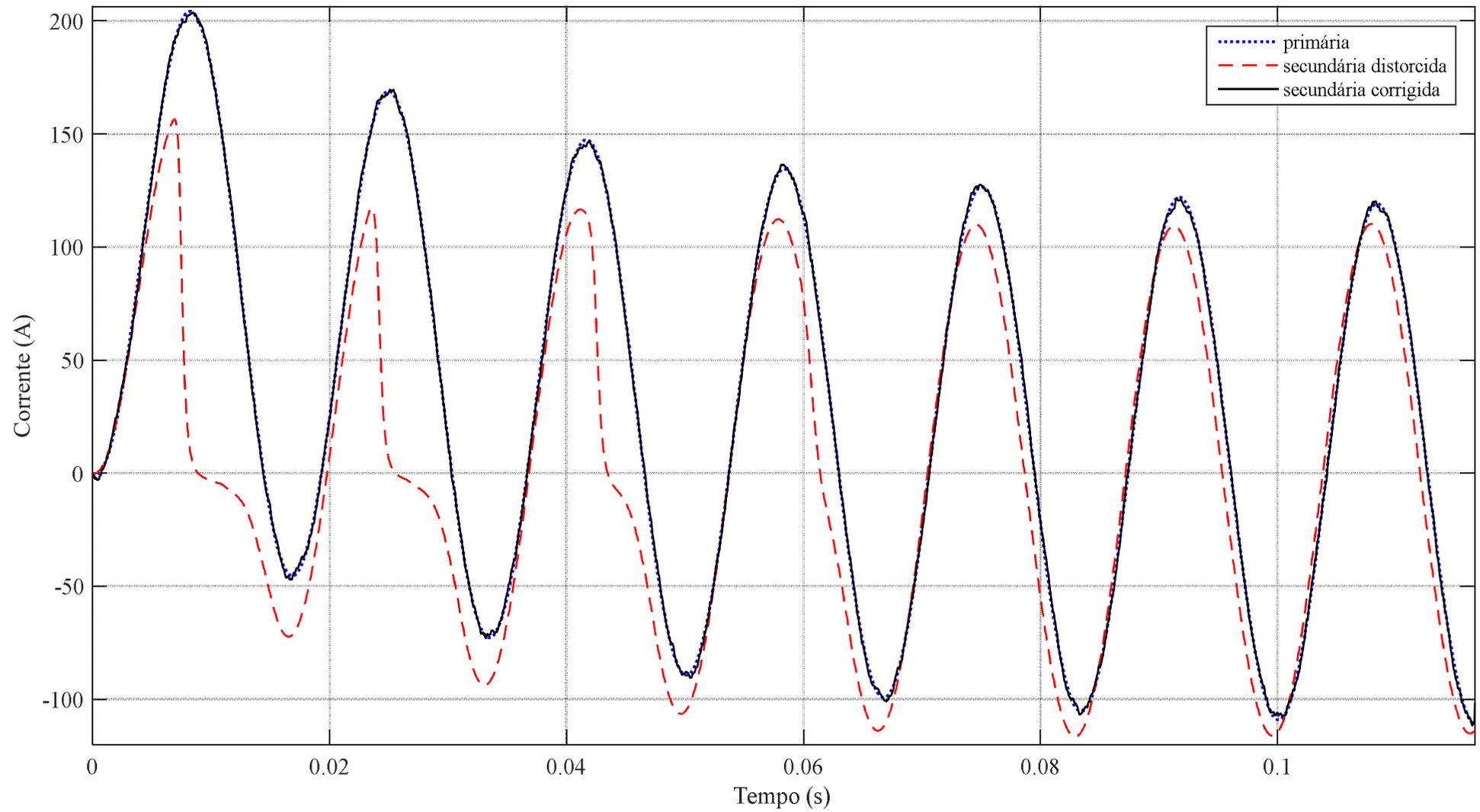
Três diferentes valores totais de impedância ligada ao enrolamento secundário do TC foram considerados, representando cargas com valor nominal e maiores que a nominal, com componentes indutivas, assemelhando-se às cargas apresentadas por relés numéricos e eletromecânicos convencionais:

- $1,25 + j 0 \Omega$ ;
- $1,0 + j 1,0 \Omega$ ;
- $2,4 + j 0,7 \Omega$ .

Três diferentes localizações do ponto de defeito também foram simuladas:

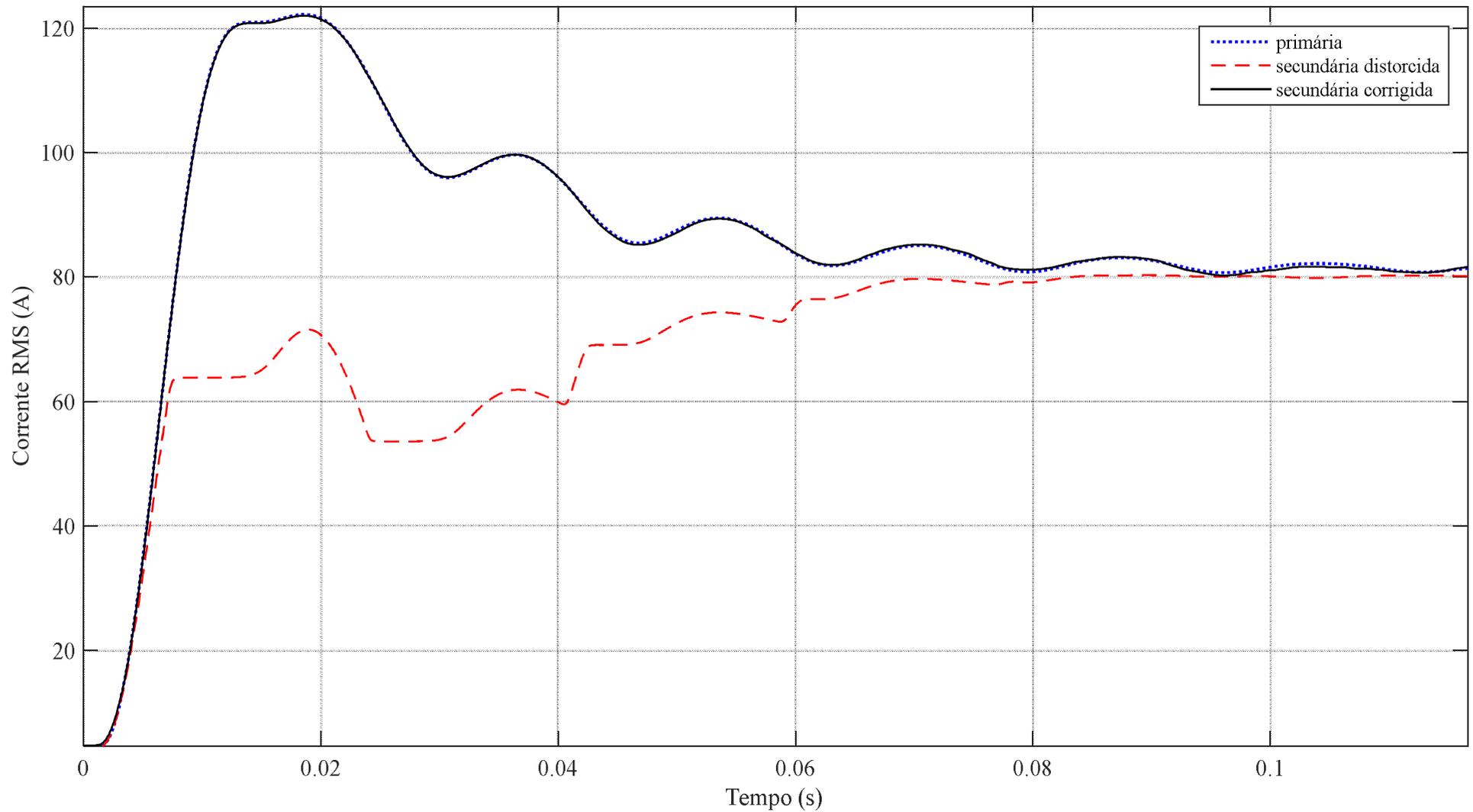
- $L = 5$  km da barra emissora;
- $L = 20$  km da barra emissora;
- $L = 35$  km da barra emissora;

A avaliação do método, nesse caso, considera que a falta ocorre sempre com fluxo residual e ângulo de incidência nulos, com um determinado valor de impedância no secundário, e a uma determinada distância do barramento emissor. A seguir, são mostrados os gráficos das correntes primária, secundária distorcida e secundária corrigida, o valor RMS das correntes em função do tempo e os erros transitórios amostrais para cada combinação dos parâmetros descritos,



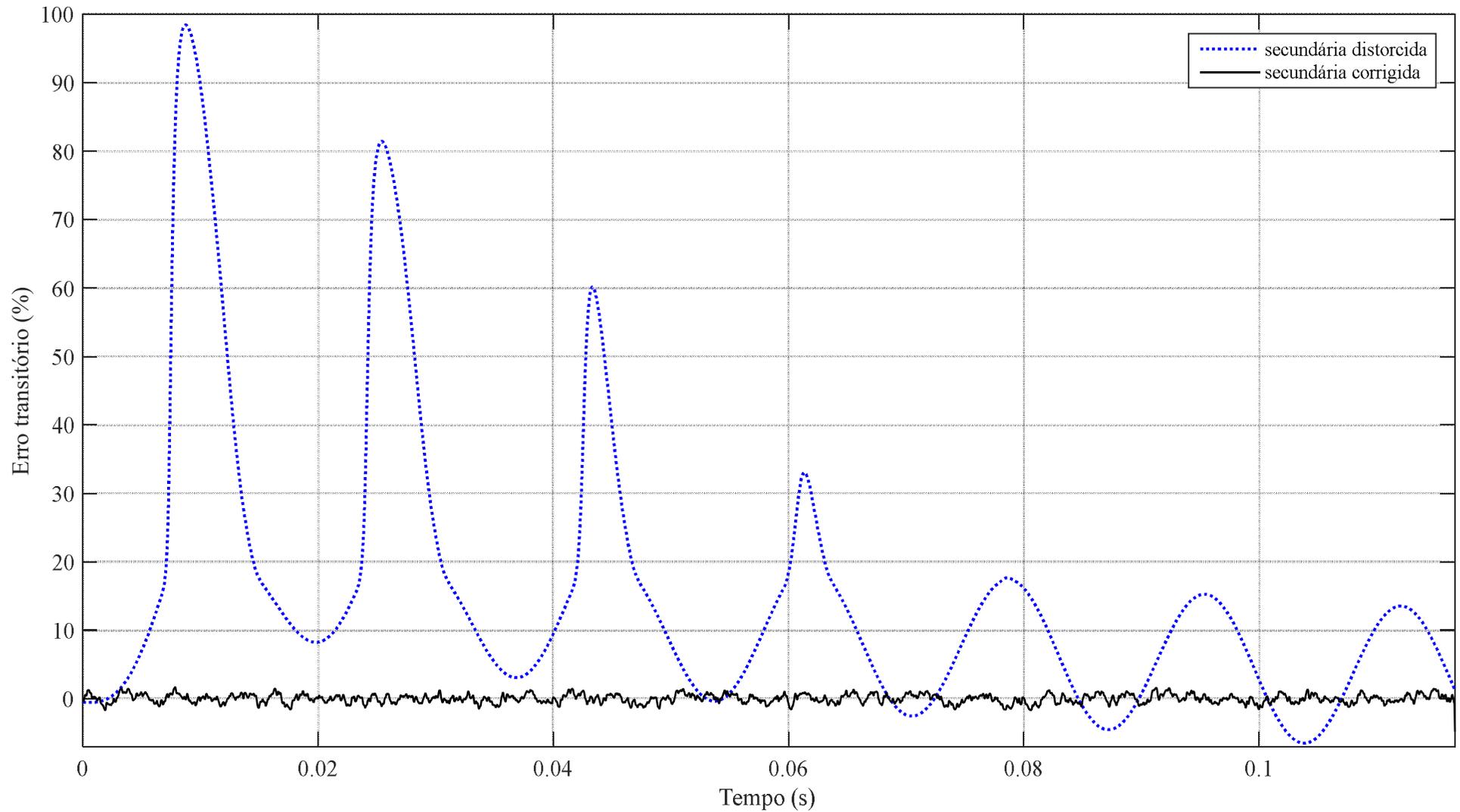
*Fig. 5.11. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j0 \Omega$  Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



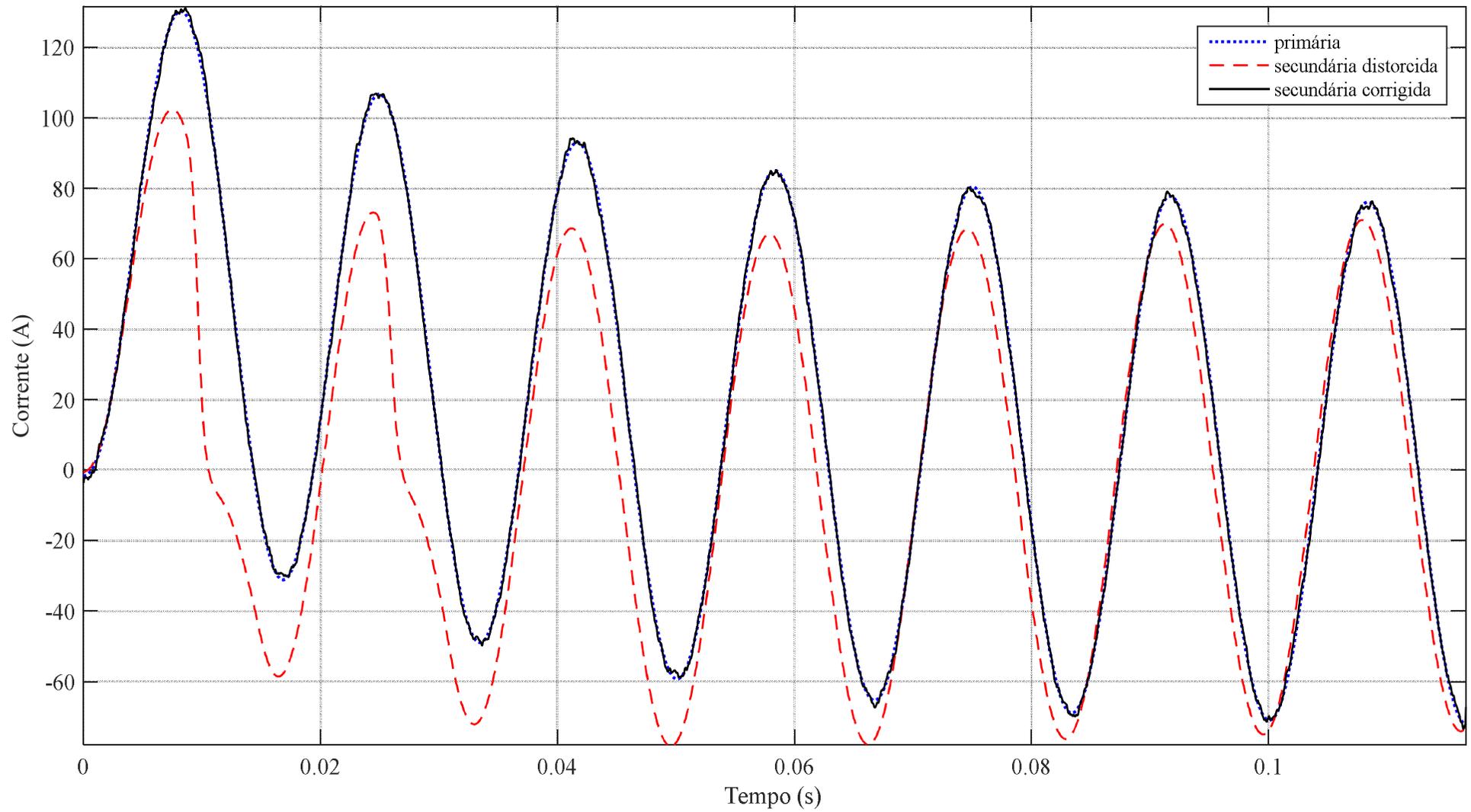
*Fig. 5.12. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$  Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



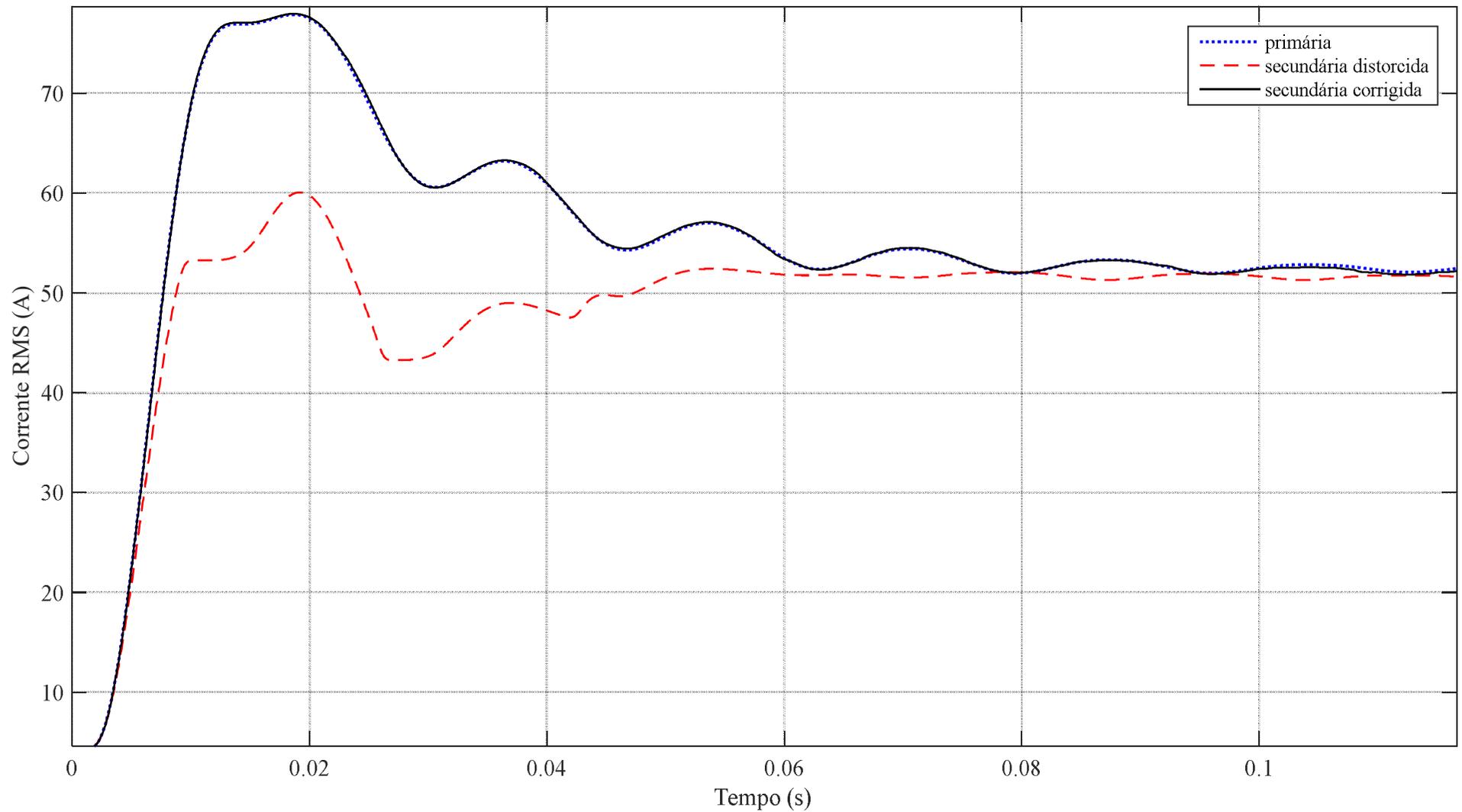
*Fig. 5.13. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j0 \Omega$  Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



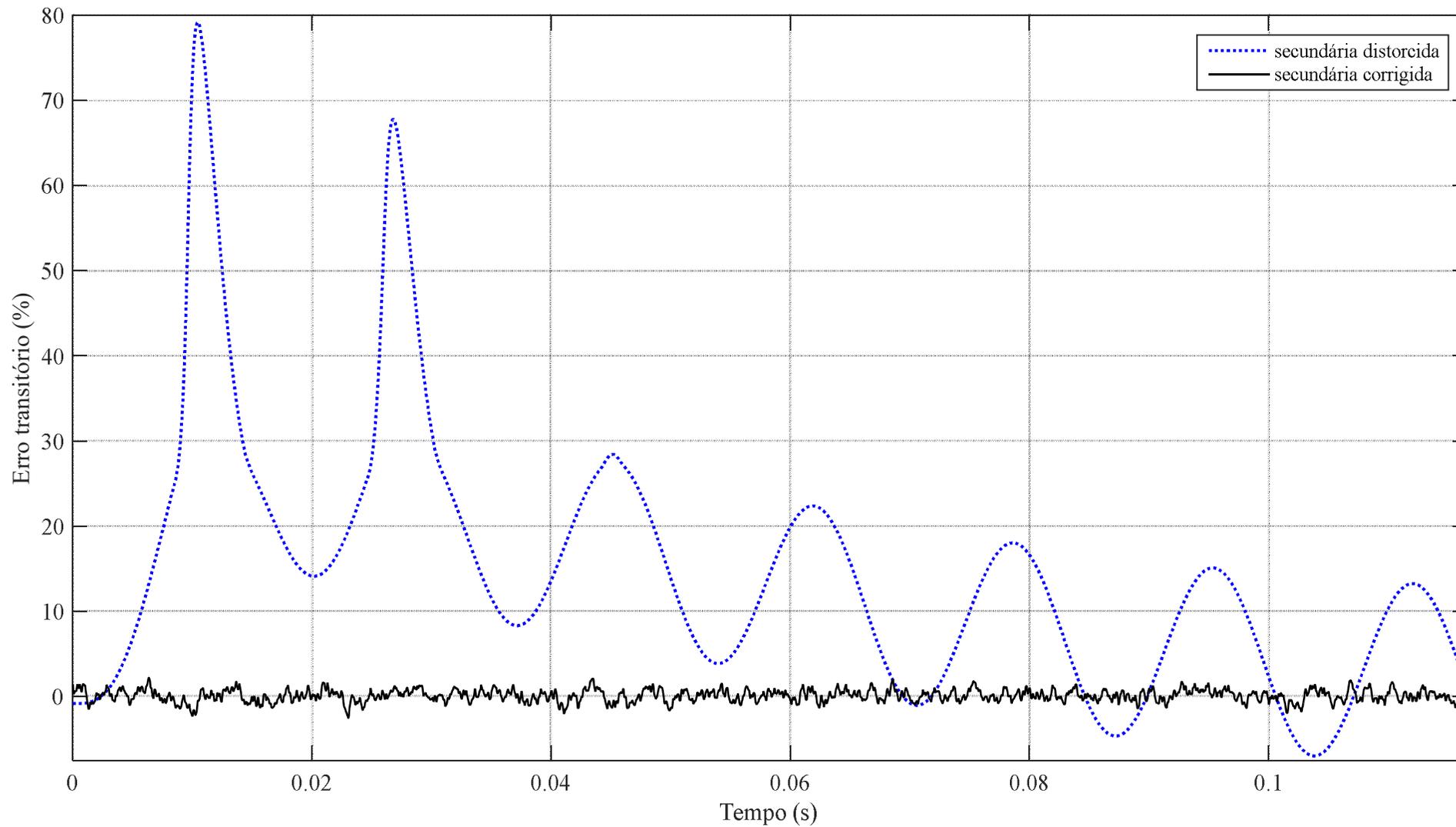
**Fig. 5.14. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.**

**Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.**



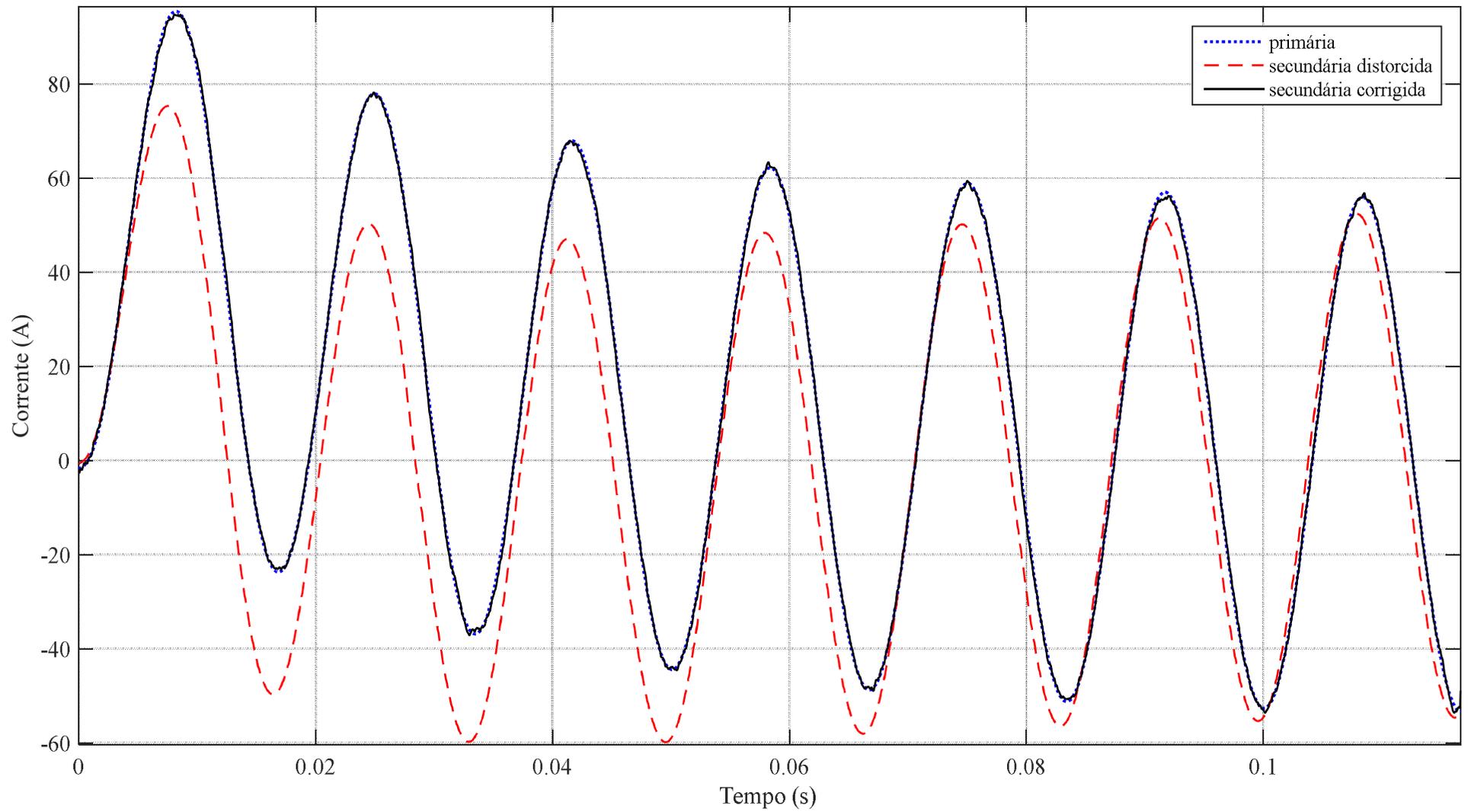
*Fig. 5.15. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



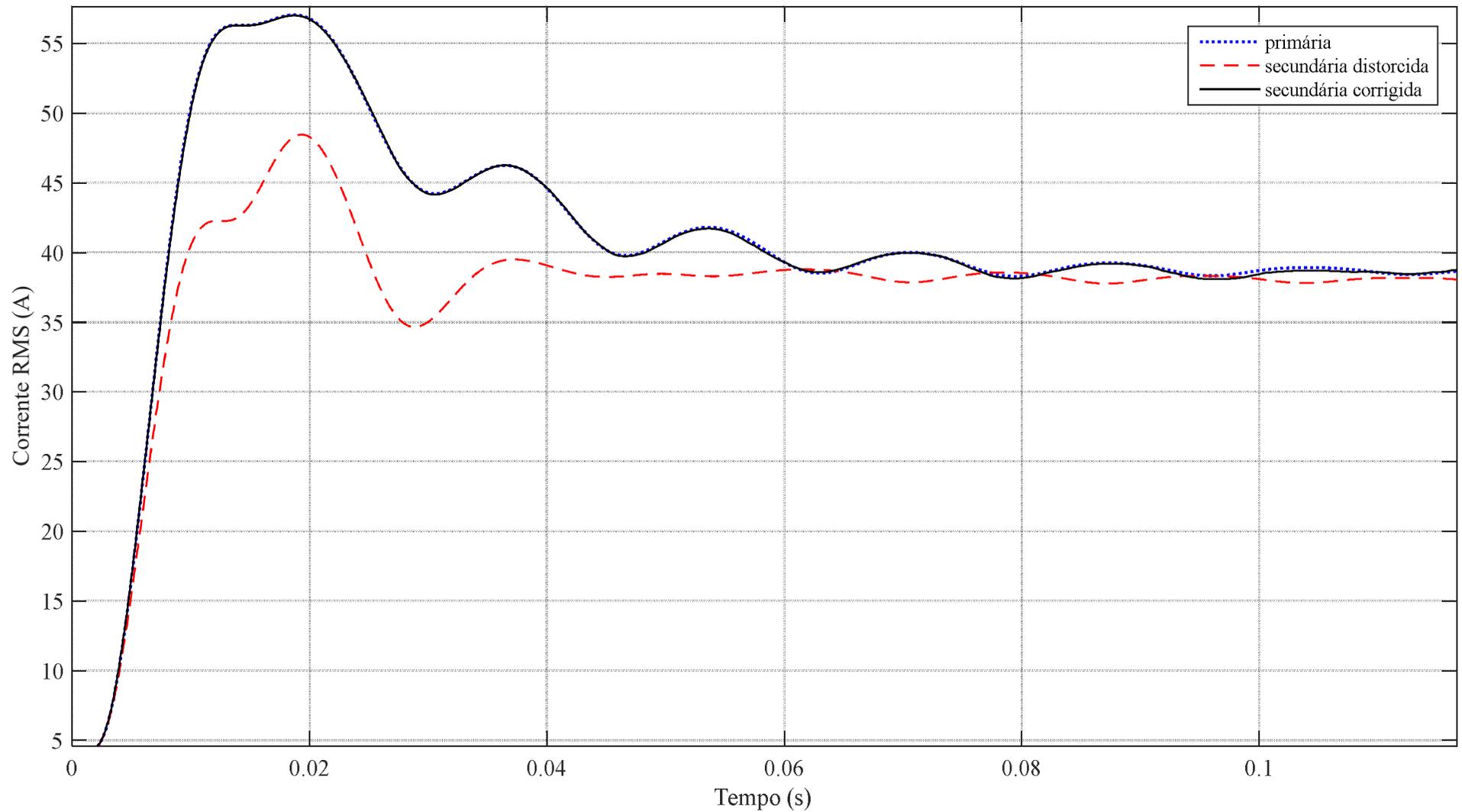
*Fig. 5.16. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



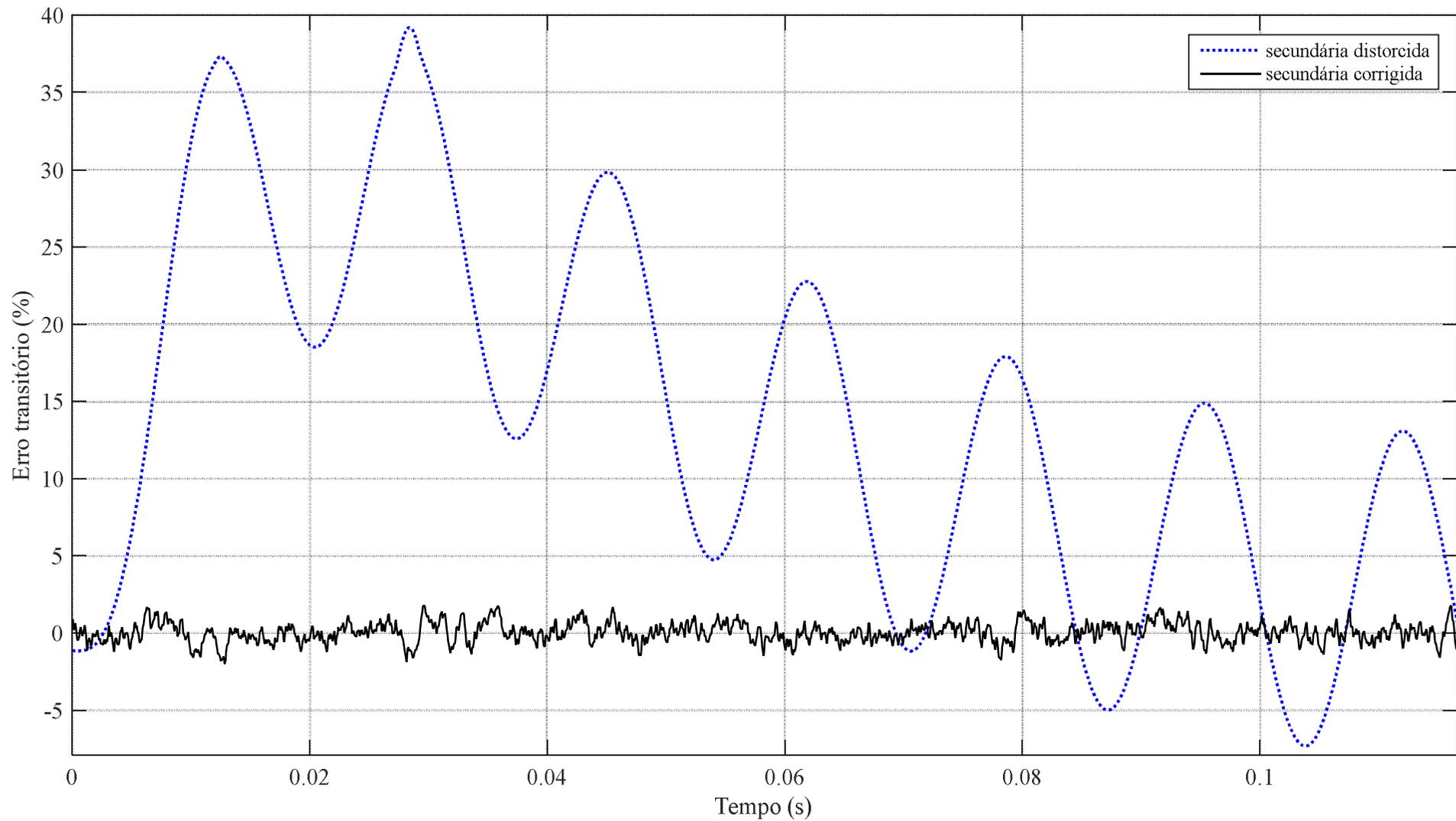
*Fig. 5.17. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



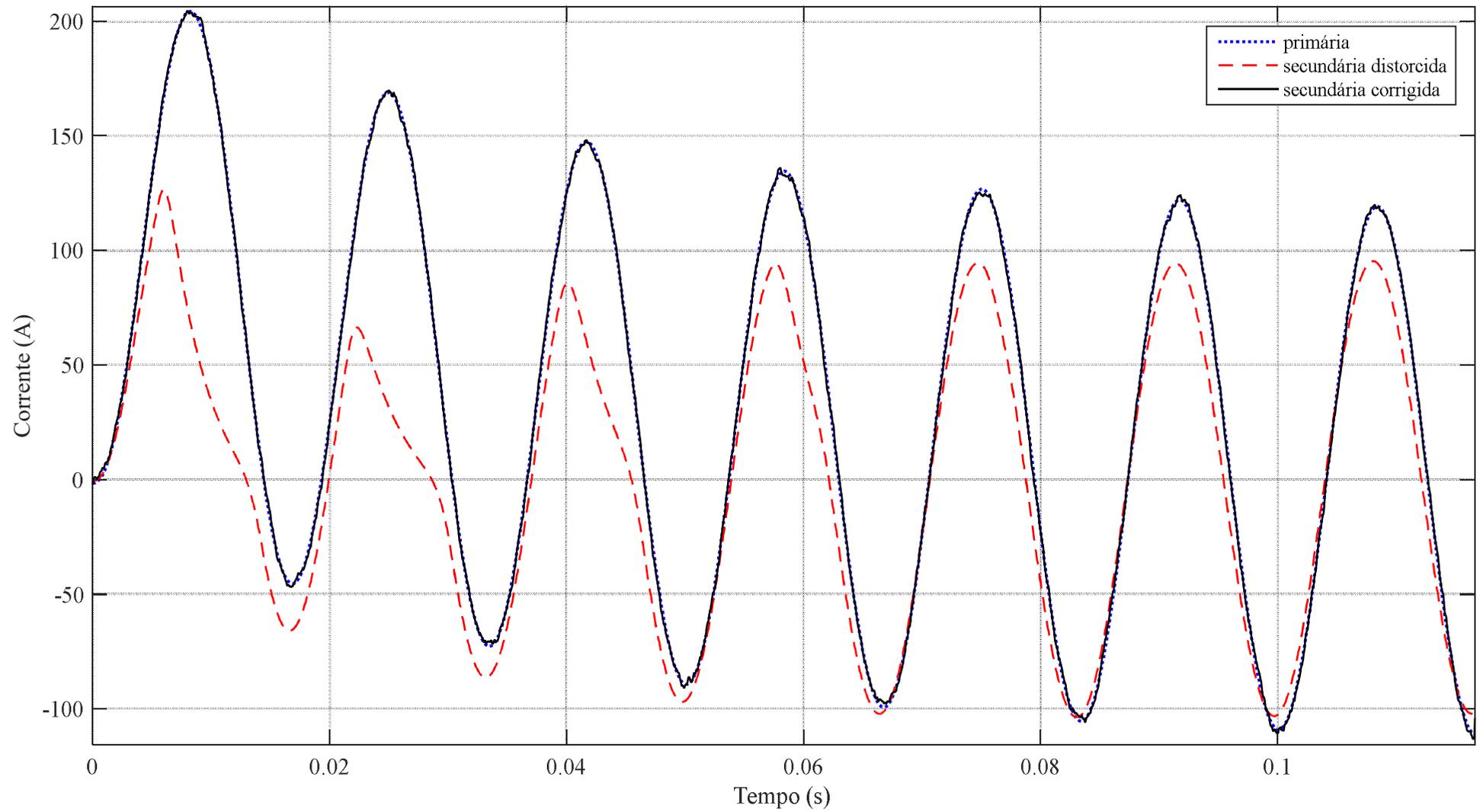
*Fig. 5.18. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



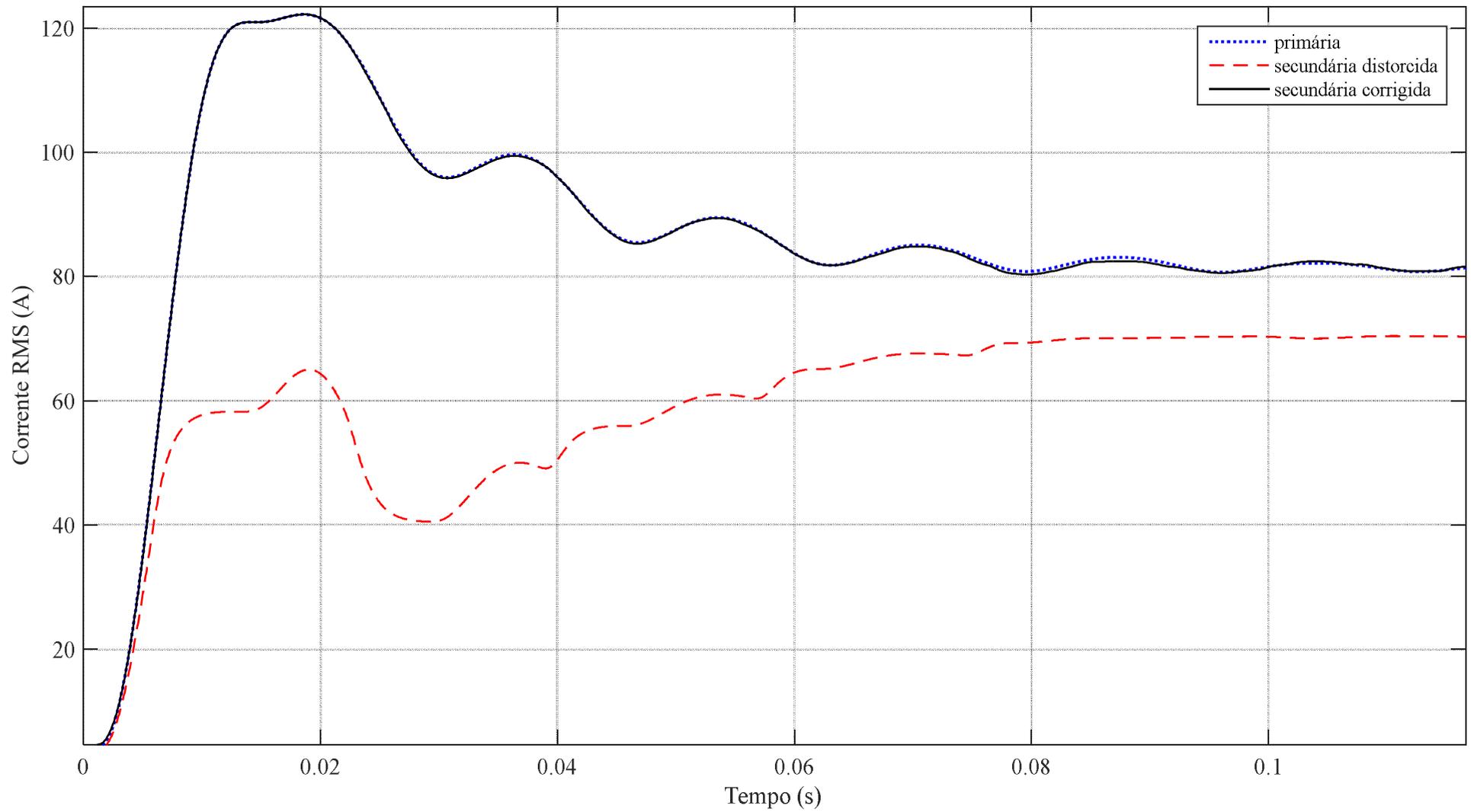
*Fig. 5.19. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,25 + j 0 \Omega$ . Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



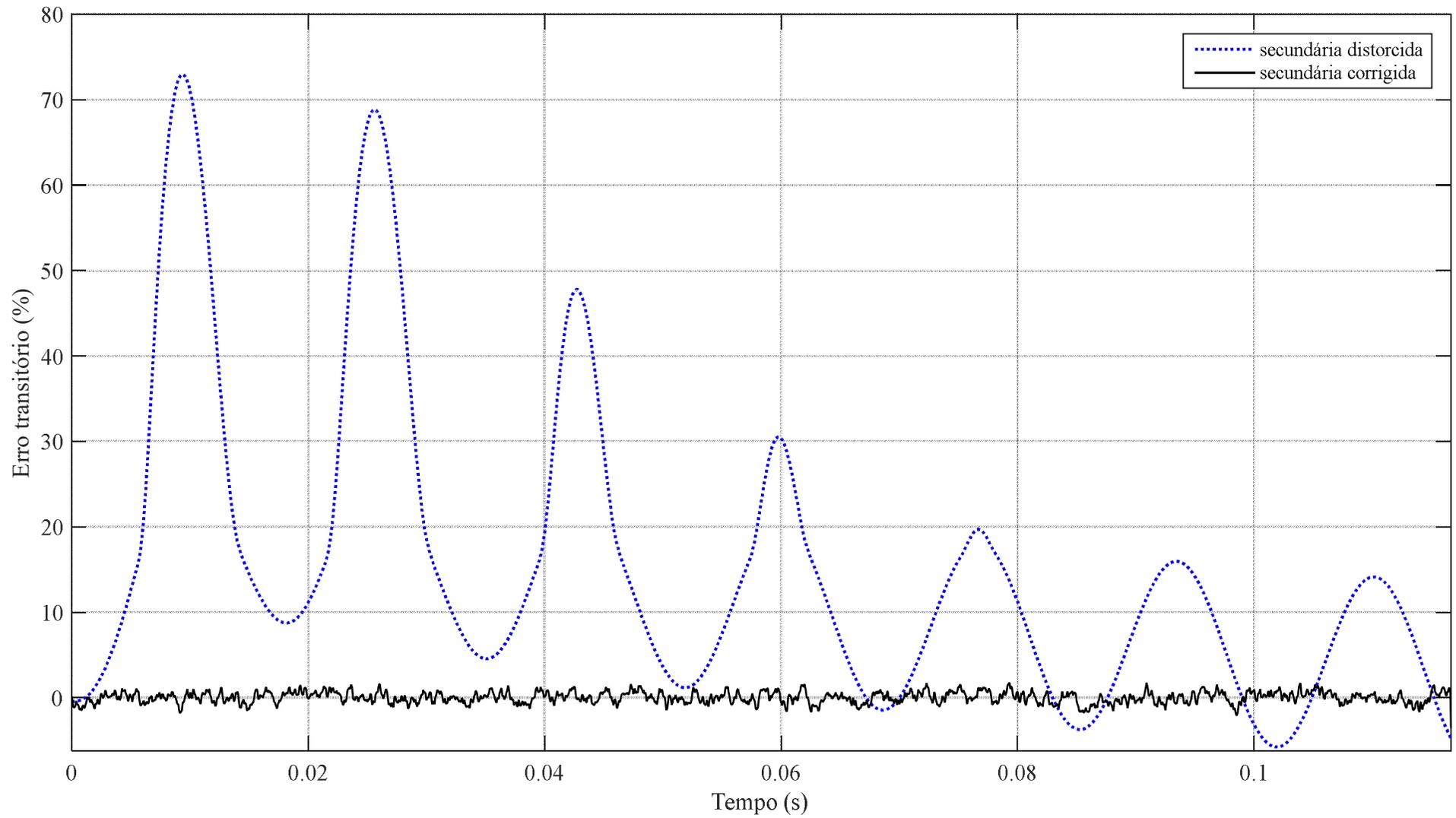
*Fig. 5.20. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



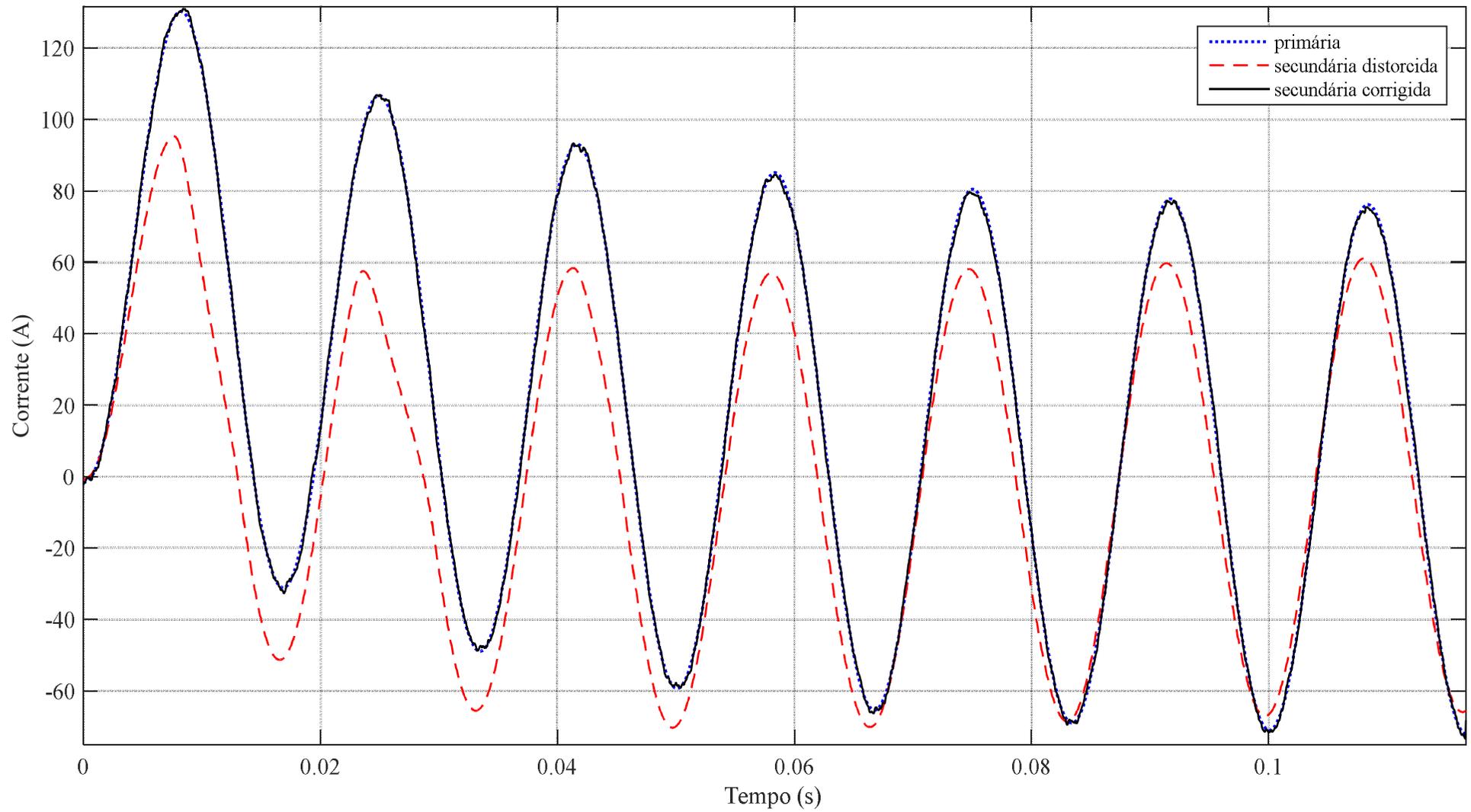
*Fig. 5.21. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



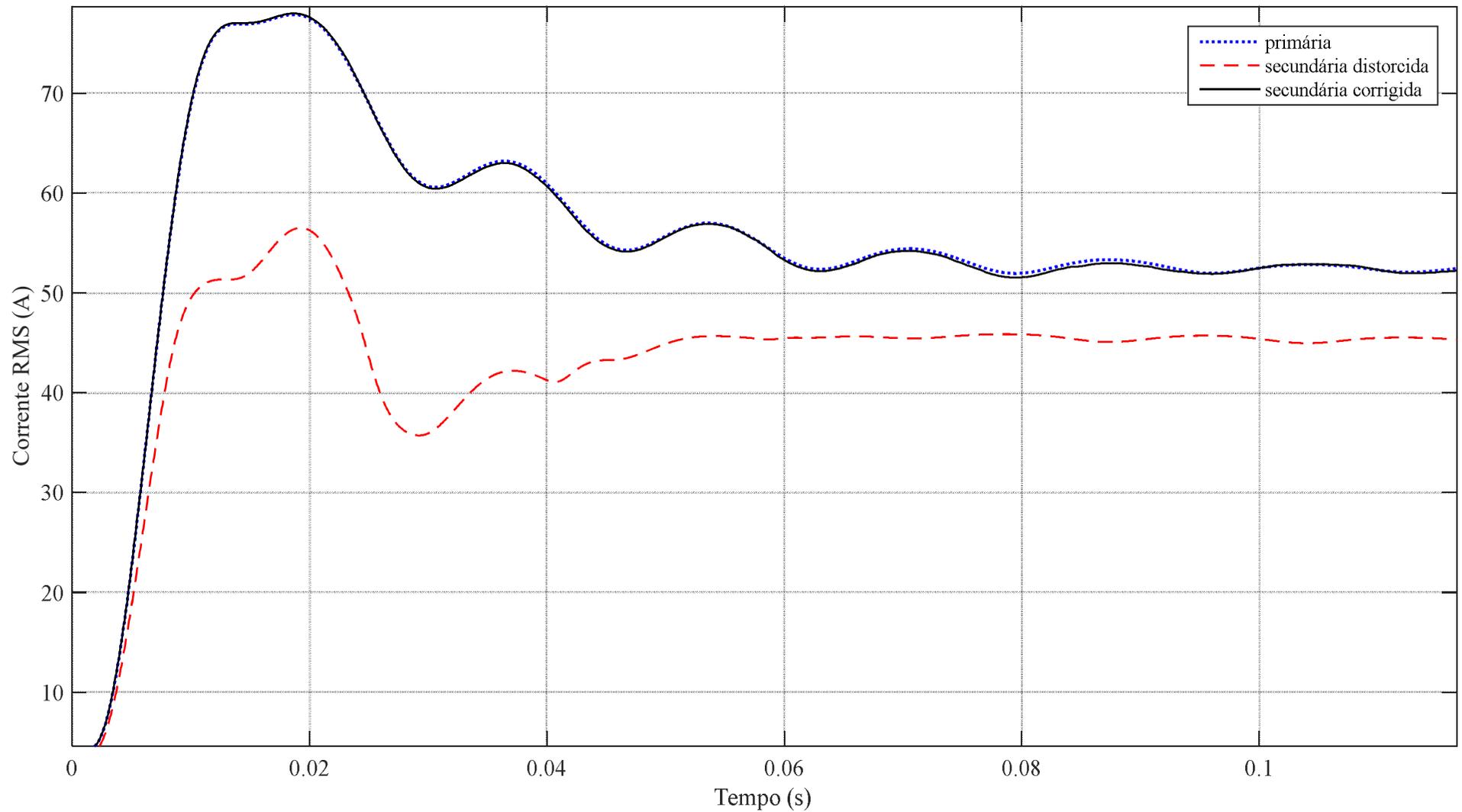
*Fig. 5.22. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



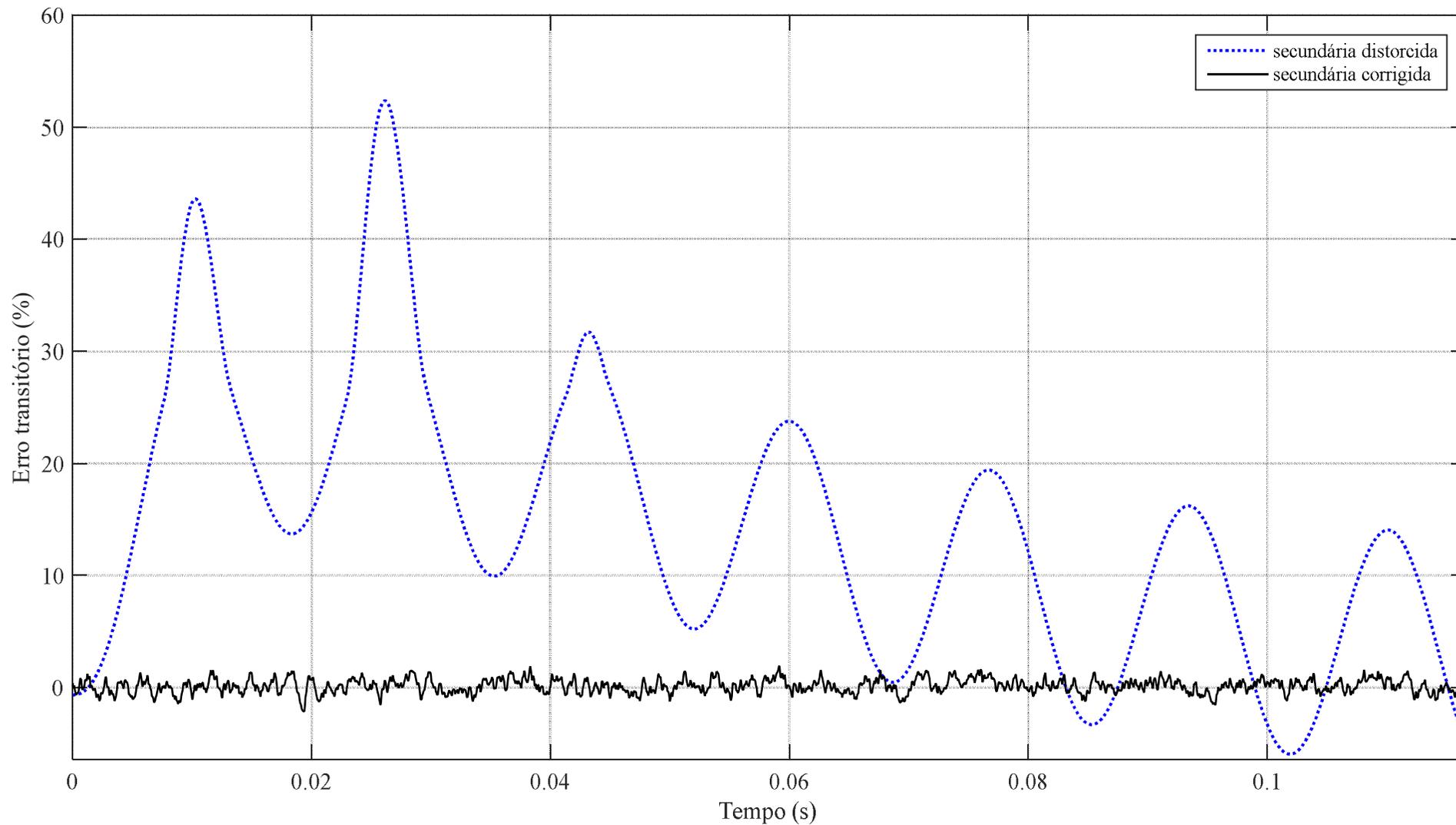
*Fig. 5.23. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$  Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



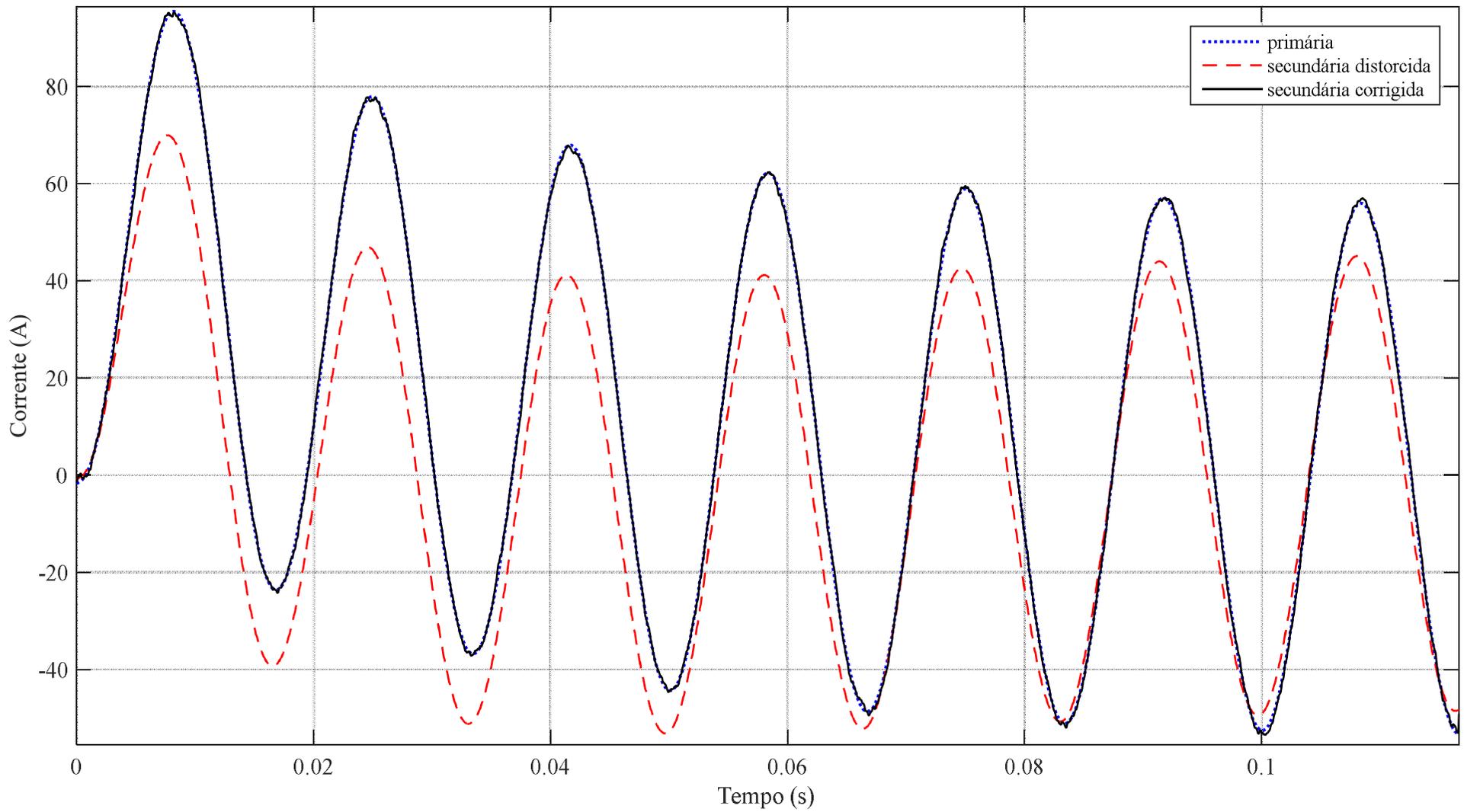
*Fig. 5.24. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$  Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



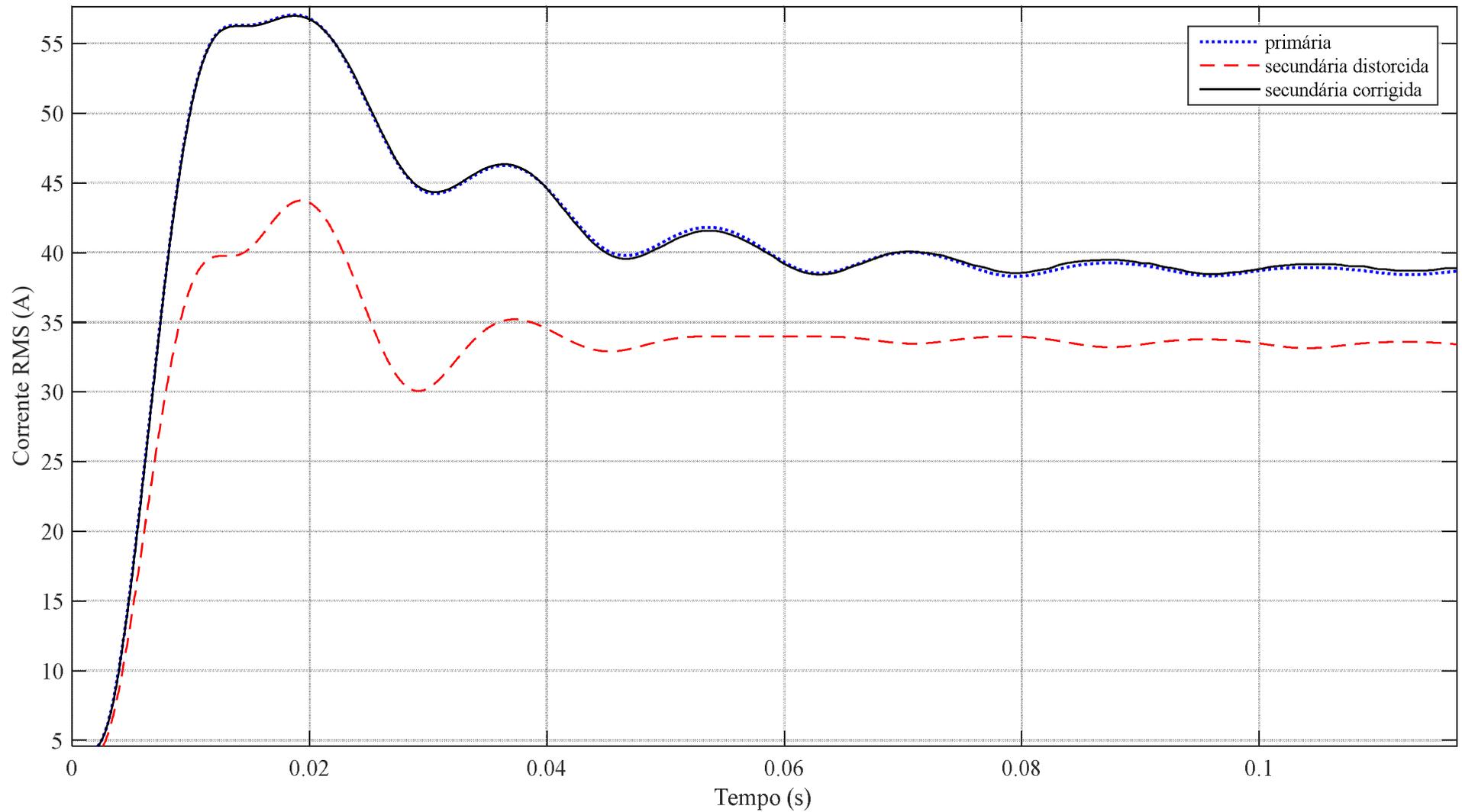
*Fig. 5.25. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$  Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



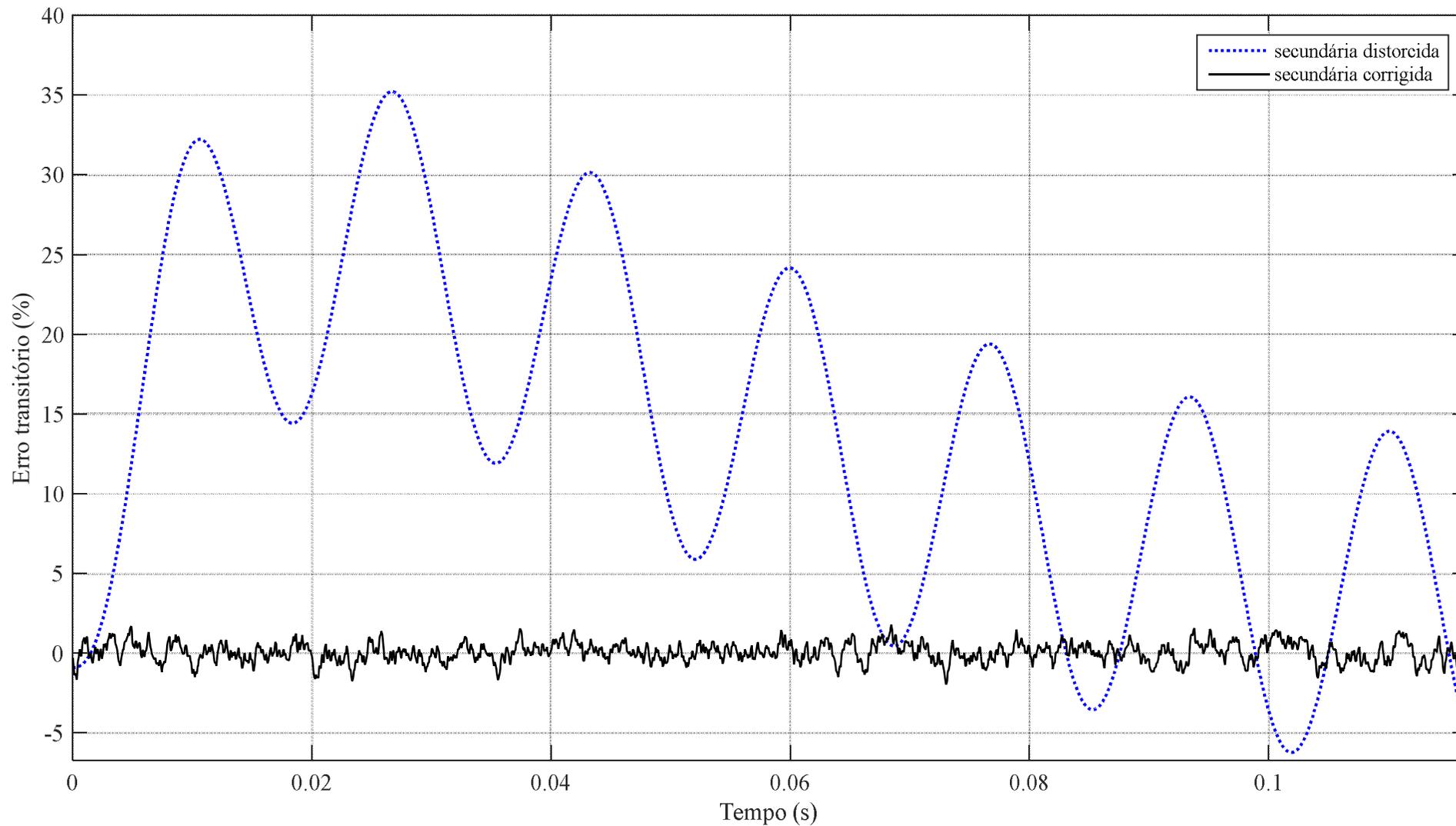
*Fig. 5.26. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



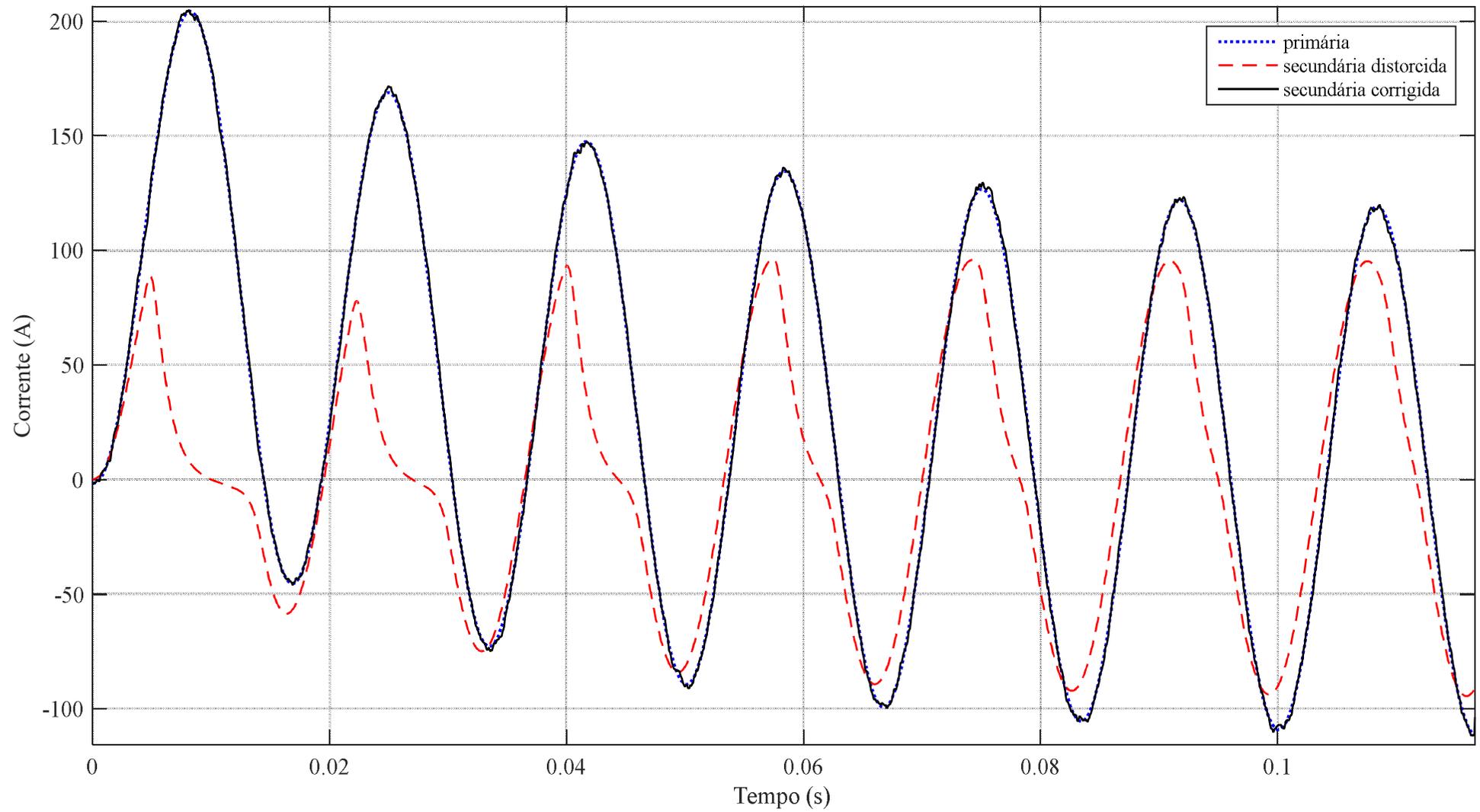
*Fig. 5.27. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



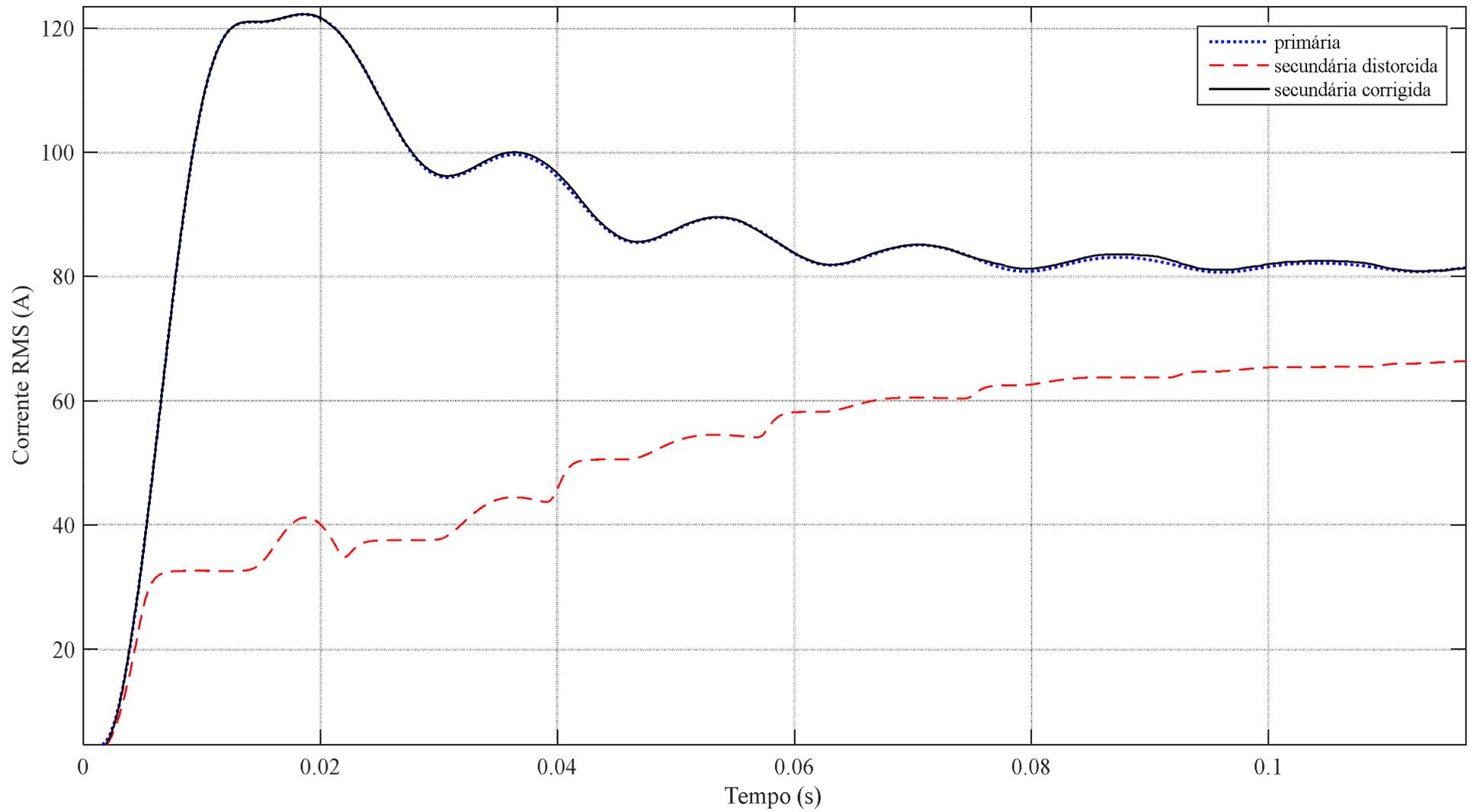
*Fig. 5.28. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $1,0 + j 1,0 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



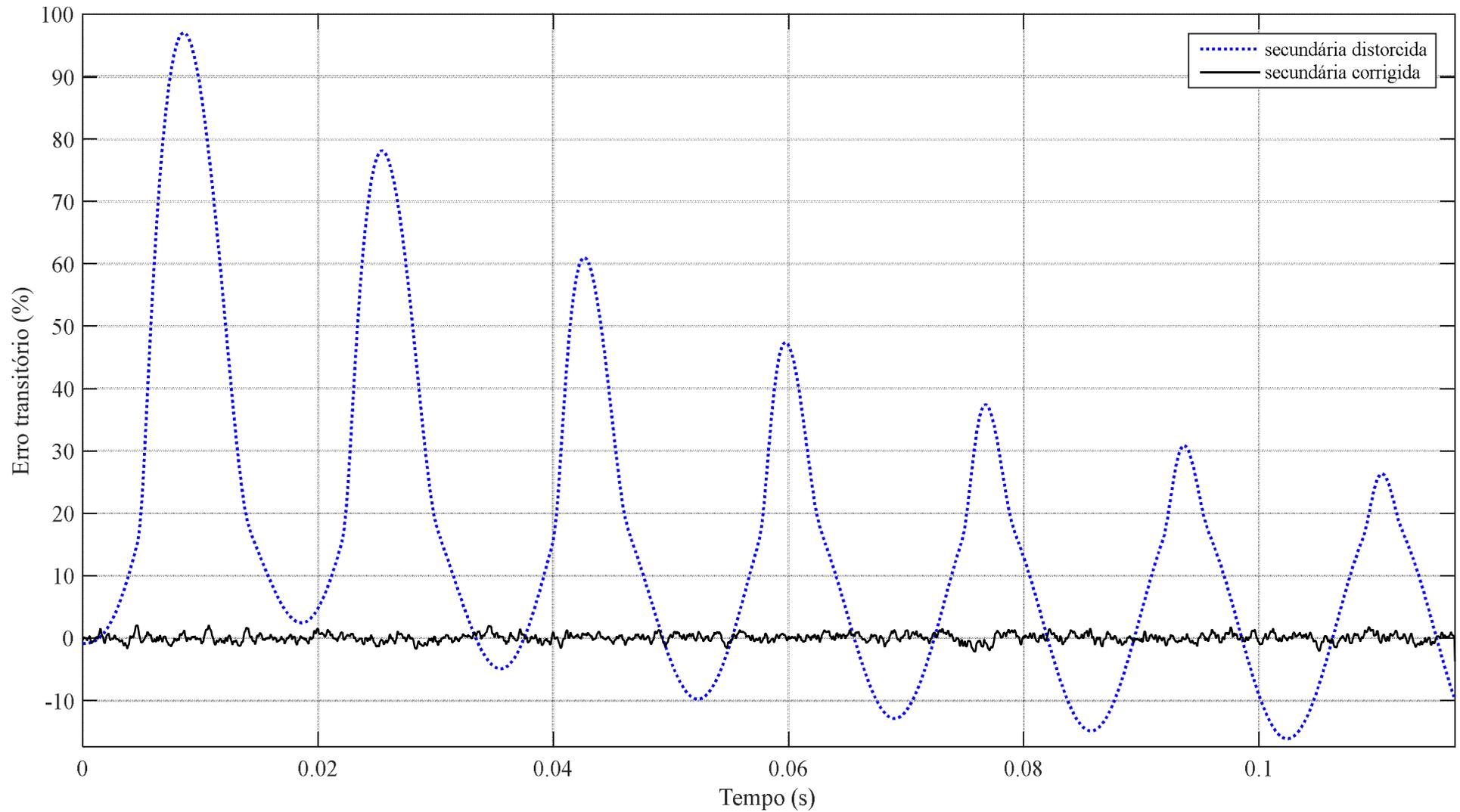
**Fig. 5.29. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.**

**Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.**



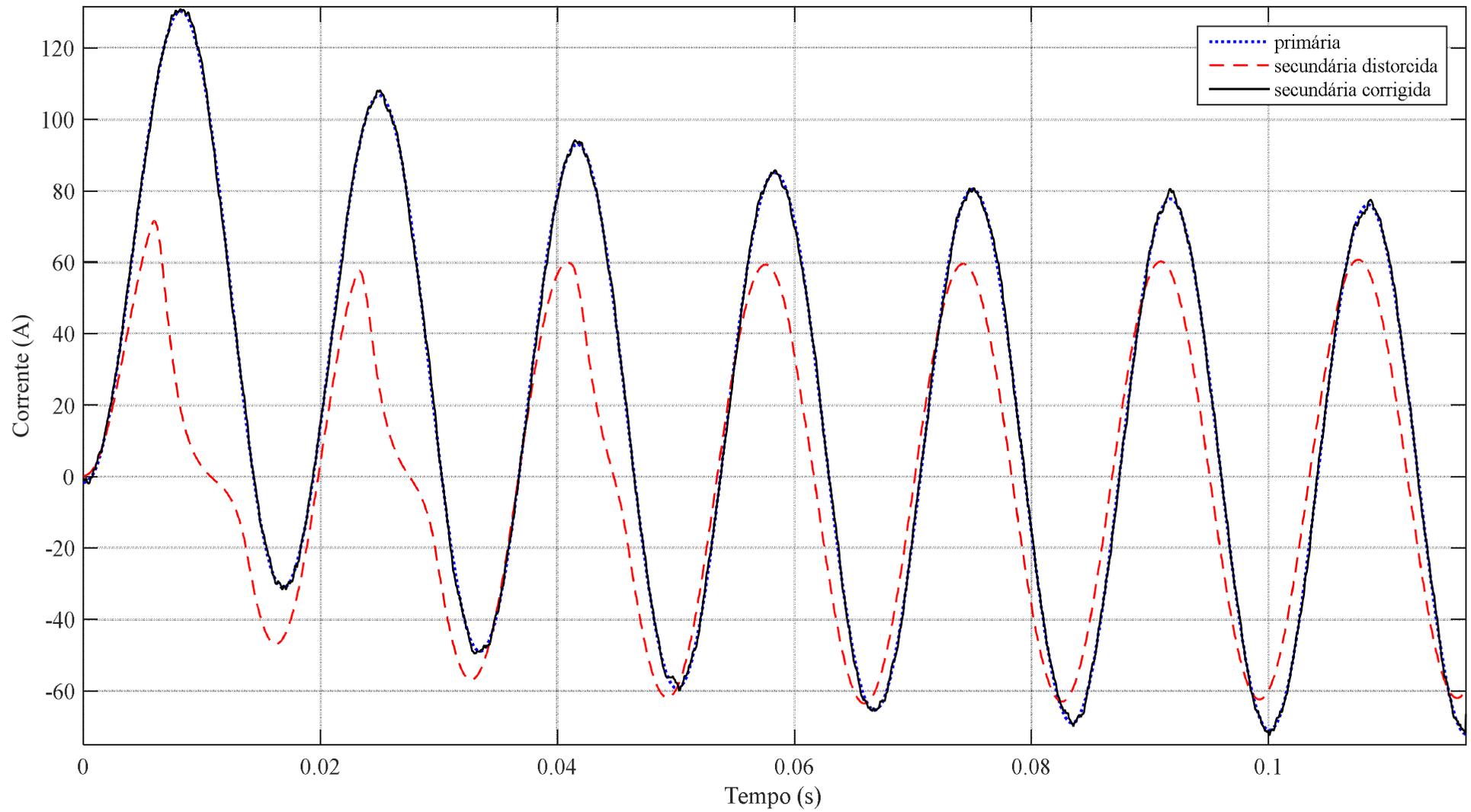
*Fig. 5.30. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



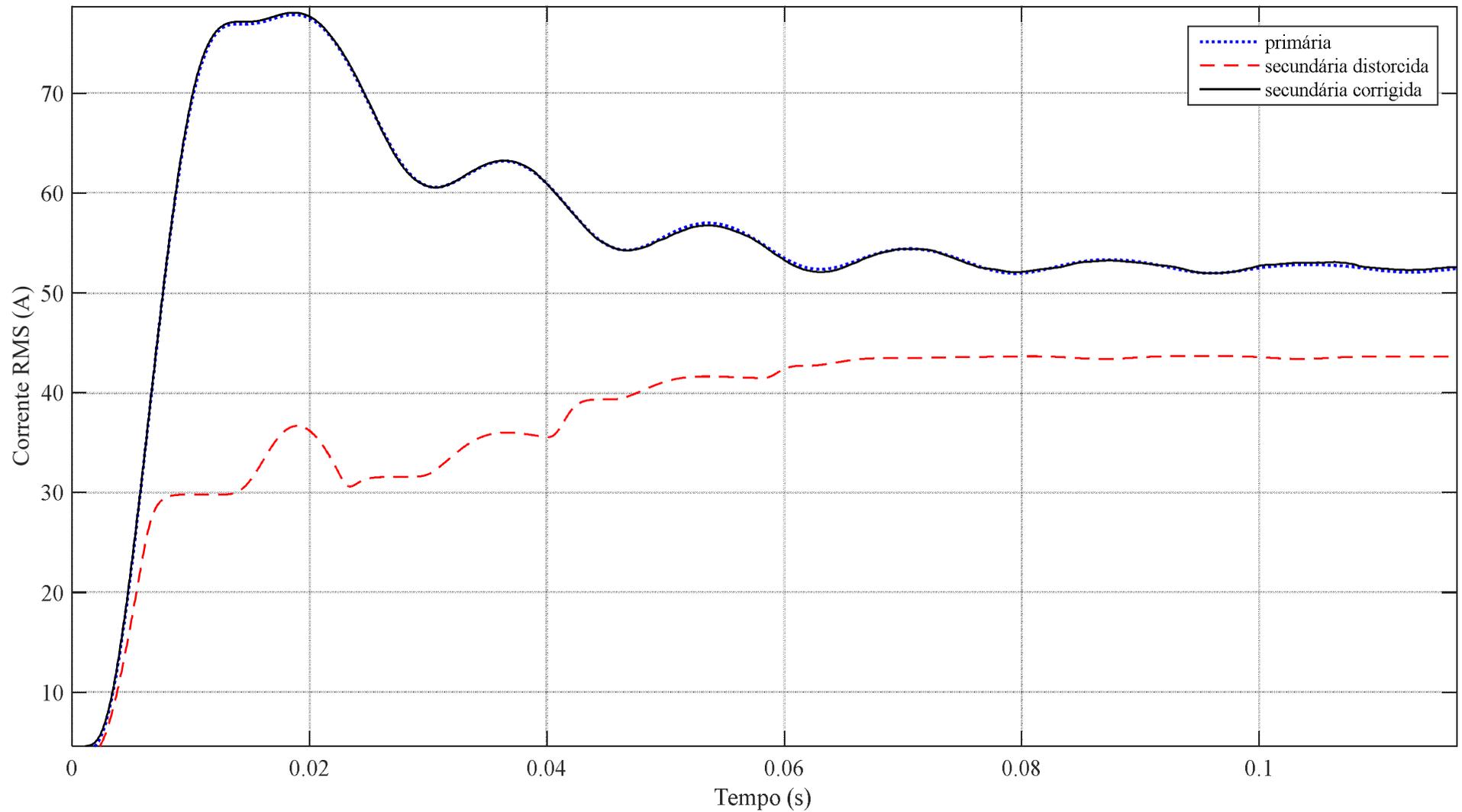
*Fig. 5.31. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$ . Localização do defeito a 5 km da barra emissora.*



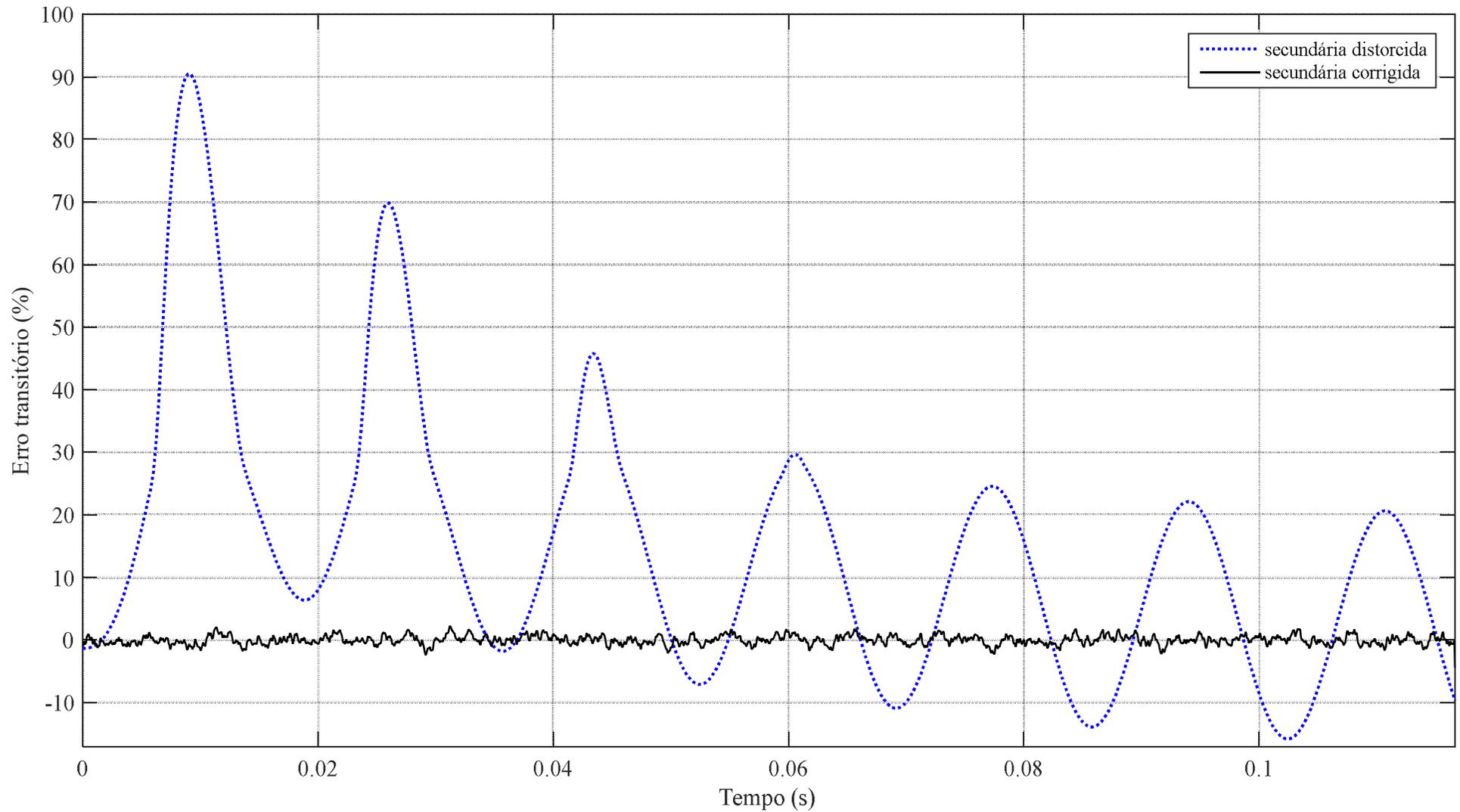
*Fig. 5.32. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$  Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



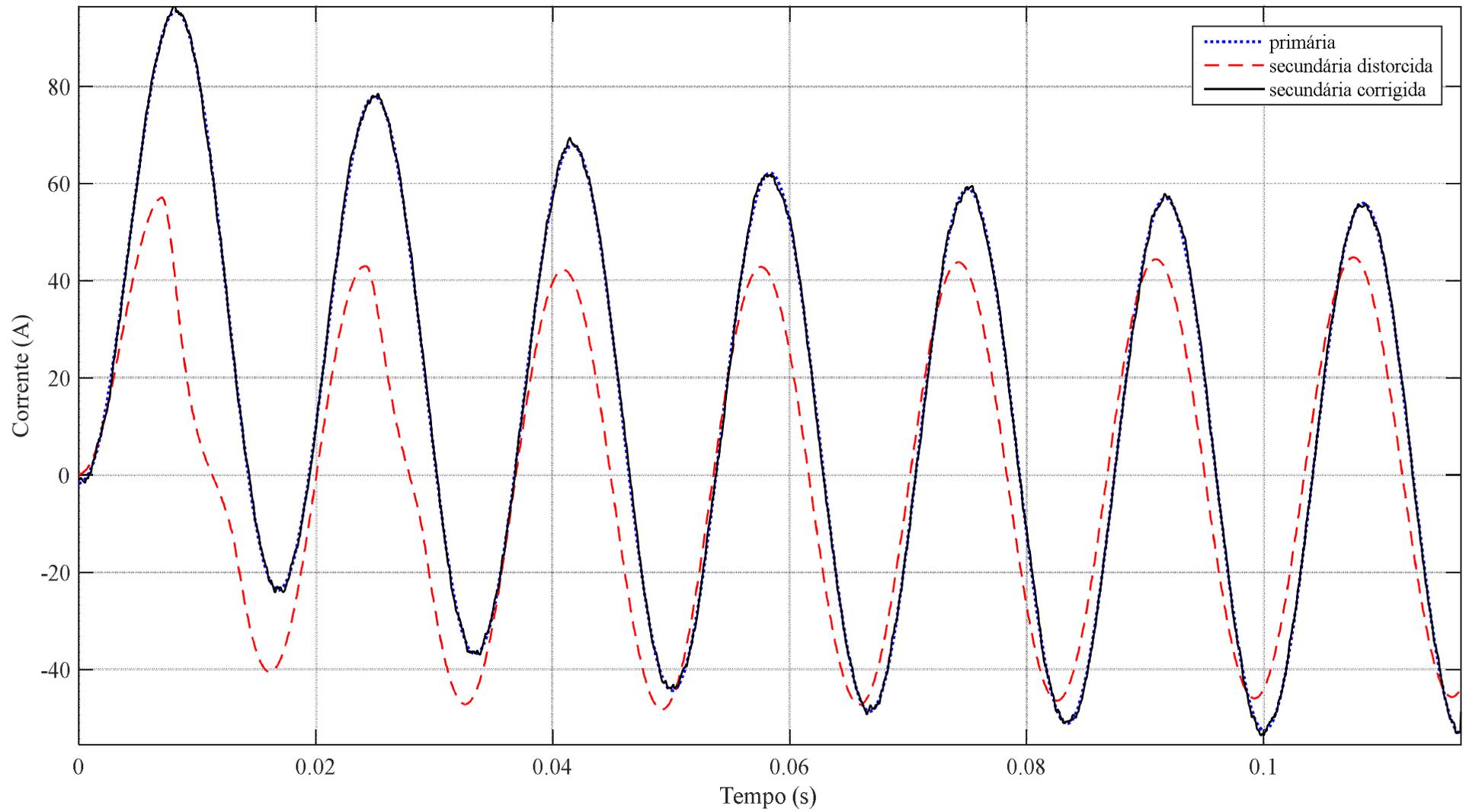
*Fig. 5.33. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$  Localização do defeito a 20 km da barra emissora.*



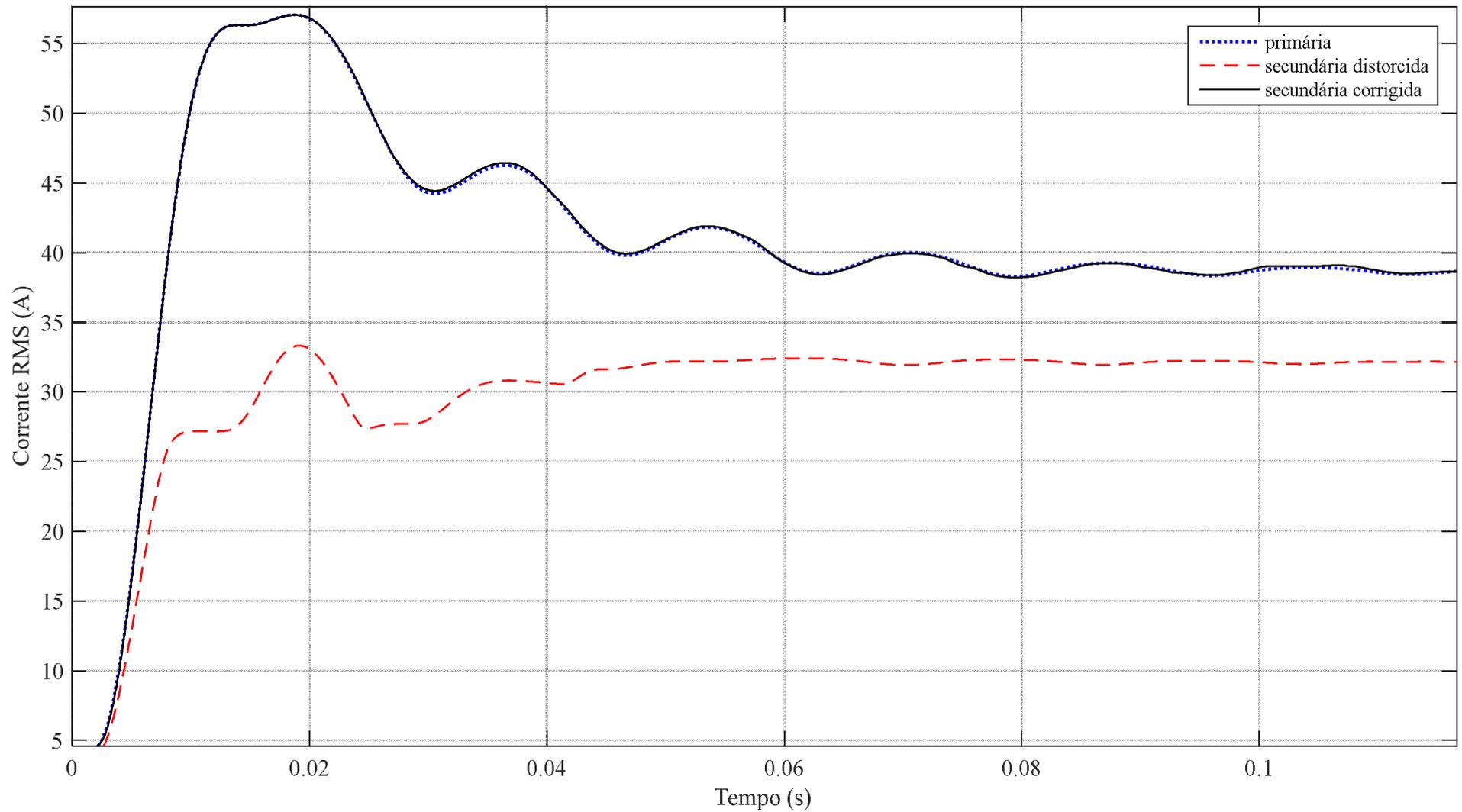
**Fig. 5.34. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.**

**Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$  Localização do defeito a 20 km da barra emissora.**



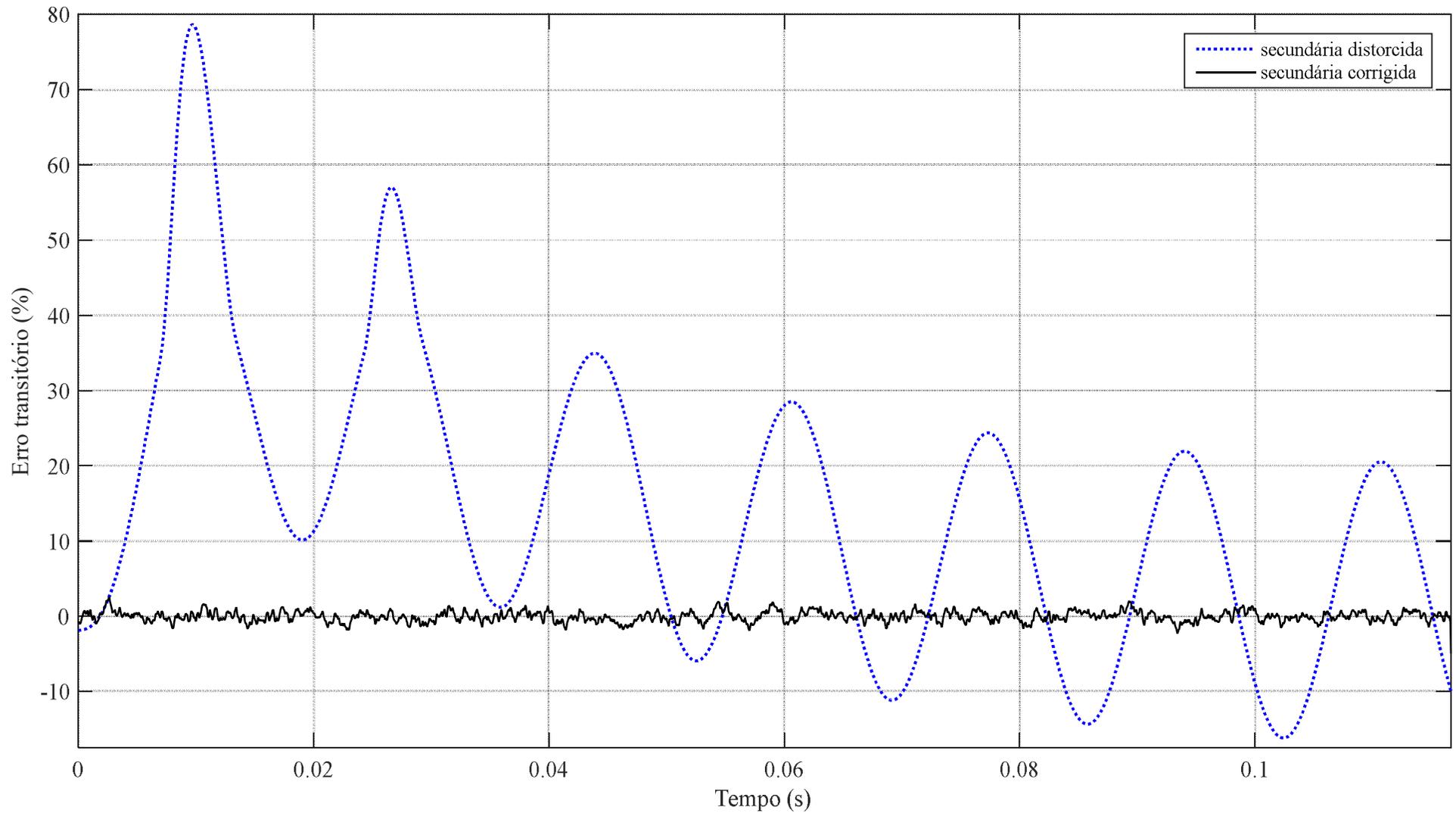
*Fig. 5.35. Corrente primária refletida para o secundário e correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



*Fig. 5.36. Valores RMS da corrente primária refletida para o secundário e das correntes secundárias distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*



*Fig. 5.37. Erros transitórios amostrais da corrente secundária distorcida e corrigida.*

*Carga de  $2,4 + j 0,7 \Omega$  Localização do defeito a 35 km da barra emissora.*

Os erros transitórios máximos,  $\epsilon_{TMAX}$ , para os diferentes cenários descritos estão resumidos e são mostrados na Tabela 5.3.

TABELA 5.3 - ERROS TRANSITÓRIOS MÁXIMOS

CARGA ( $\Omega$ ) / DISTÂNCIA DO DEFEITO (KM)	$\epsilon_{TMAX}$ DISTORCIDA (%)	$\epsilon_{TMAX}$ CORRIGIDA (%)
1,0 + j 0,0 / 5	98,45	1,72
1,0 + j 0,0 / 20	79,19	2,16
1,0 + j 0,0 / 35	39,20	1,79
1,0 + j 1,0 / 5	72,96	1,75
1,0 + j 1,0 / 20	52,36	1,93
1,0 + j 1,0 / 35	35,22	1,77
2,4 + j 0,7 / 5	97,02	2,07
2,4 + j 0,7 / 20	90,50	2,23
2,4 + j 0,7 / 35	78,63	2,58

Os resultados apresentados indicam que o método proposto corrige a corrente secundária distorcida de uma maneira satisfatória e os erros introduzidos pela inserção do entreferro são significativamente reduzidos.

Observando a superposição das formas de onda das correntes primária, secundária distorcida e corrigida, percebe-se que o processamento numérico efetuado pelo método proposto não insere defasagem ou atrasos relativos entre um sinal e outro. Isso ocorre porque o algoritmo utiliza apenas as amostras atuais da corrente secundária distorcida e da tensão no enrolamento terciário para determinação do fluxo, estimação da corrente de magnetização e correção da corrente secundária. Assim, a cada nova amostra, o sistema fornece, imediatamente, a amostra correspondente à corrente secundária corrigida. Diferentemente do que ocorre em técnicas que utilizam métodos de filtragem digital, onde amostras anteriores são utilizadas para determinação da correção, produzindo naturalmente defasagens entre os sinais lidos e os sinais processados.

Uma importante vantagem do método frente a outras metodologias de compensação de distorções é que ela não é dependente da detecção de saturação, como ocorre, por exemplo, em (KANG, 1996), (KANG, 2004a), (KANG, 2004b) e (WISZNIEWSKI, 2008), as quais são afetadas por ruídos e harmônicos.

# Capítulo 6

## Conclusão

### 6.1 Considerações Finais

Em estudos de proteção de sistemas elétricos é crescente o emprego de bancadas de teste digitais para simulação de fenômenos transitórios 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, formas de características de magnetização, e outros.

Apesar do elevado número de publicações relacionadas ao desempenho de TCs em regime transitório, são poucos os trabalhos que tratam da modelagem e estudo dos tipos em que há entreferros no núcleo. Neste trabalho foram apresentados modelos que servem aos propósitos de simulação de TCs sem ou com entreferro.

Uma importante conclusão é que a representação da histerese em núcleos de TCs sem entreferro é de fundamental importância no estudo do desempenho da proteção em sistemas com religamento automático. Nesse caso, deve-se evitar a prática usual de se representar a característica de magnetização simplesmente pela curva de saturação, pois podem ocorrer erros significativos. Isto porque, se a remanência não for considerada, o grau de saturação do núcleo no instante do religamento pode parecer bem menos intenso que o real.

Com os modelos de TC propostos, espera-se ter apresentado uma contribuição para o estudo do desempenho dos transformadores de corrente em regime transitório. As rotinas desenvolvidas constituem ferramentas adicionais para análise e teste de sistemas de proteção, que podem ser implementadas em *softwares* de larga utilização e em simulações em tempo real.

Na metodologia proposta para a correção das correntes distorcidas no enrolamento secundário, os resultados se mostram satisfatórios. Além disso, entende-se que foi proporcionado, como contribuição, um incremento no estado da arte de correção dos erros relacionados ao processo de transformação de corrente, a partir da determinação do fluxo pela integração da tensão no enrolamento terciário do TC.

A grande maioria dos métodos de correção de correntes secundárias (notadamente os baseados em técnicas de ajustes de curvas) apresenta dependência crítica em relação ao processo de detecção dos instantes em que o TC entra e sai do estado de saturação. Isto não ocorre no método proposto.

Nos núcleos com entreferro suficientemente grandes, o fluxo residual é praticamente nulo e o sistema de correção torna-se mais simples e fácil de processar, pois é possível prescindir rotinas destinadas ao registro da história magnética do material. Essa simplificação incorre em aumento de confiabilidade e rapidez de processamento.

O método de correção proposto evita o superdimensionamento do TC, fazendo com que suas dimensões sejam menores e os erros de relação e de fase sejam reduzidos. Ainda mais, a inserção de entreferros permite uma redução adicional do núcleo, pois a constante de tempo secundária e o fluxo magnético diminuem, considerando as mesmas condições de excitação de um TC com núcleo fechado de mesmas dimensões.

Foi observado que o comportamento transitório em corrente contínua da corrente primária não é reproduzido de modo fiel no enrolamento secundário. Também são constatados consideráveis aumentos dos erros de relação e de fase em regime normal de funcionamento. Porém, estes erros podem ser reduzidos mediante o sistema de correção em tempo real. Assim, torna-se possível o emprego de um mesmo tipo de TC tanto em serviços de proteção como em medição.

Mesmo sendo 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 de baixa corrente. Ademais, as próprias concessionárias podem especificar tal característica na proposta de aquisição, sem praticamente aumentar o custo do TC. Isto porque o enrolamento terciário pode ser construído com um fio de pequena seção e com um número de espiras menor que o do enrolamento secundário, pois nele não há circulação de corrente, sendo usado apenas para a medição da tensão induzida pelo fluxo magnético.

Outra vantagem deste método é que não é necessário o conhecimento da carga ligada ao secundário do TC, nem da impedância do enrolamento secundário para calcular a tensão do ramo de magnetização pela lei de Ohm. Isto constitui causa de erros significativos, pois nem sempre tais impedâncias são determinadas de forma precisa. Além disso, qualquer alteração dessas impedâncias requer modificações nos ajustes do relé.

Uma observação adicional é que os maiores erros amostrais cometidos no processo de correção ocorreram em regiões próximas aos picos de corrente. Nas regiões próximas aos pontos de cruzamento com o eixo do tempo, esses erros foram insignificantes. Isto constitui um ponto

favorável ao emprego de técnicas de detecção de passagem por zero, como no caso de esquemas de proteção de linhas de transmissão por comparação de fase.

Em síntese, a técnica apresentada constitui uma quebra de paradigma no estado da arte de transformação de corrente no campo da proteção de sistemas elétricos, introduzindo um novo conceito de transformador de corrente, compatível com os modernos relés numéricos (relés multifunção), os quais apresentam capacidade de processamento suficiente para a execução das rotinas de correção propostas.

## **6.2 Sugestões para Trabalhos Futuros**

São sugeridos os seguintes temas para futuros trabalhos:

- Inclusão de modelo de núcleo magnético mais completo, incluindo histerese e perdas dinâmicas, destinado a simulações em tempo real de sistemas com religamento automático;
- Comparações com diferentes metodologias, como as baseadas em ajustes por mínimos quadrados, redes neurais artificiais e outras;
- Avaliação do desempenho das metodologias em campo;
- Desenvolvimento de módulo de interface e rotinas 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.
- AJAEI, F. B., SANAYE-PASAND, M., DAVARPANA, M., RAZAEI-ZARE, A., IRAVANI, R. (2011). Compensation of the current-transformer saturation effects for digital relays, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **26**(4): 2531-2540.
- 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.
- DAVARPANA, M., SANAYE-PASAND, M., IRAVANI, R. (2013a). A saturation suppression approach for the current transformer – Part I: Fundamental concepts and design, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **28**(3): 1928-1935.
- DAVARPANA, M., SANAYE-PASAND, M., IRAVANI, R. (2013b). A saturation suppression approach for the current transformer – Part II: Performance evaluation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **28**(3): 1936-1943.
- EL-AMIN, I. M., ABBAS, N. H. (2006). Saturation of current transformers and its impact on digital overcurrent relays, *Proceedings 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.

HOOSHYAR, A., SANAYE-PASAND, M. (2012). Accurate measurement of fault currents contaminated with decaying DC offset and CT saturation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **27**(2): 773-783.

IEC 60044-1 (2003). Instrument transformers - Part 1: Current Transformers.

IEEE Power System Relaying Committee (1976). Transient response of current transformers, 76 CH 1130-4 PWR.

IEEE Power System Relaying Committee (1990). Gapped core current characteristics and performance, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **5**(4): 1732-1740.

IEEE C57.13 (1993). IEEE standard requirements for instrument transformers.

IEEE Std C37.110 (1996). Guide for the application of current transformers used for protective relaying purposes.

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., PARK, J. K., JOHNS and AGGARWAL R. K (1996). Development and hardware implementation of a compensating algorithm for secondary current of current transformers, *IEE Proc. Power Appl.*, vol. 143, no. 1, pp. 41-49.

KANG, Y. C., PARK, J. K., KANG, S. H., JOHNS, A. T., AGGARWAL, R. K. (1997). An algorithm for compensating secondary currents of current transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **12**(1): 116-124.

KANG, Y. C., OK, S. H., KANG, S. H., CROSSLEY, P. A. (2004a). 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. (2004b). 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.
- KANG, Y. C., PARK, J. K., LEE, B. E., JANG, S. I., KIM, Y. G. (2008). Compensation of an air-gapped current transformer considering the hysteresis characteristic of the core, *IET 9<sup>TH</sup> International Conference on Developments in Power System Protection*, **1**: 17-20 March, pp. 495-500, Glasgow - Scotland.
- 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.
- KORPONAY, N. E. (1978). Nongapped cores, antiremanence gapped cores or linear cores for current transformers, *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, **97**(2): 569-563.
- 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.
- LU, Z., SMITH, J. S., WU, Q. W. (2008). Morphological lifting scheme for current transformer saturation detection and compensation, *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: Regular Papers*, **55**(10), 3349-3357.
- LYONS, R. G. (2012). Streamlining Digital Signal Processing - The Tricks of the Trade Guidebook, Wiley – IEEE Press, 2nd. ed, pp. 413-416.
- MASSON, L. (1979). Circuit for the dynamic control of magnetic flux in current transformers, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **PAS-98**(6): 1264-1271.
- MOONEY, P. E. J. (2008). Distance element performance under conditions of CT saturation, *Proceedings of the 61<sup>st</sup> 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.
- NAIDU, S. R. (1991). Time domain model for the ferromagnetic core, including the effects of hysteresis and eddy currents, *IEE Proceedings*, **138A**(2): 44-50.
- NAM, S. R., PARK, J. Y., KANG, S. H., KEZUNOVIC, M. (2009). Phasor estimation in the presence of DC offset and CT Saturation, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **24**(4): 1842-1849.

- 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.
- PEREIRA, F. A. (2012). *Modelagem de Transformadores de Corrente e Correção de Correntes Distorcidas no Enrolamento Secundário*, Dissertação de Mestrado, Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande - PB.
- PHADKE, A. G., THORP, J. S. (2009). *Computer Relaying for Power Systems*, Wiley, pp. 189.
- PRESS, W. H., Flannery, B. P., Tewkolsky, S. A., Wetterling, W. T. (1986), *Numerical Recipes – The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press.
- 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, pp. 562.
- 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.
- SCHETTINO, B. M. (2012). *Uma proposta para detecção e compensação dos efeitos causados pela saturação dos núcleos dos transformadores de corrente utilizados em circuitos de proteção* (dissertação de mestrado), Universidade Federal de Juiz de Fora, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Juiz de Fora - MG.
- SEGATTO, E. C., COURY, 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.
- SLEMON, G. R. (1974). *Equipamentos Magnetelétricos: Transdutores, Transformadores e Máquinas – Vol. 1*, LTC / EDUSP, São Paulo: LTC, 240 p., Brasil.
- STACHEL, P., SCHENGER, P. (2009). Detection and correction of current transformer saturation effects in secondary current signals, *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Meeting*, Canada.

- TALUKDAR, S. R., BAILEY, J. R. (1976). Hysteresis models for system studies. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **95**(4): 1429-1434.
- TELLINEN, J. (1998). A simple scalar model for magnetic hysteresis. *IEEE Transactions on Magnetics*, **34**(4): 2200-2206.
- 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.
- WISZNIEWSKI, A., REBIZANT, W. and SCHIEL, L. (2008). Correction of current transformer transient performance, *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 23, no. 2, pp. 624-632.
- WRIGHT, A. (1968). *Current Transformers*, Chapman & Hall, London, pp. 165-180.
- 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.
- ZOCHOLL, S. E. (2004). *Analysing and Applying Current Transformers*, SEL, Pullman, WA, USA, pp. 19-29.