

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA

COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

TESE DE DOUTORADO

MODELOS DE TRANSFORMADOR DE CORRENTE
PARA ESTUDOS EM BAIXAS FREQUÊNCIAS

FRANCISCO DAS CHAGAS FERNANDES GUERRA

Campina Grande – PB

Modelos de Transformador de Corrente para Estudos em Baixas Freqüências

Francisco das Chagas Fernandes Guerra

Tese apresentada à Coordenação do Curso 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

Wellington Santos Mota, Ph.D.

Orientador

Campina Grande – PB



G934m Guerra, Francisco das Chagas Fernandes
Modelos de transformador de corrente para estudos em
baixas frequencias / Francisco das Chagas Fernandes
Guerra.- Campina Grande, 2007.
120 f. : il.

"Os exemplares 03001/09 a 03017/09; 03019/09 a 03030/09;
03841/09 a 03859/09; 03870/09 encontram-se em processos
tecnicos."

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade
Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Eletrica e
Informatica.

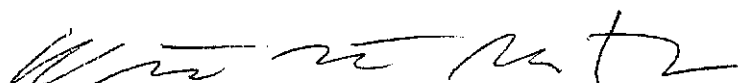
1. Transformadores de Corrente 2. Histerese 3. Saturacao
4. Perdas Magneticas 5. Protecao de Sistemas Eletricos 6.
Tese I. Mota, Wellington Santos, Dr. II. Universidade
Federal de Campina Grande - Campina Grande (PB) III. Título

CDU 621.314.224(043)

**MODELOS DE TRANSFORMADOR DE CORRENTE PARA ESTUDOS
EM BAIXAS FREQUÊNCIAS**

FRANCISCO DAS CHAGAS FERNANDES GUERRA

Tese Aprovada em 13.12.2007



WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFCG

Orientador



NELSON JOAO BATISTELA, Dr., UFSC

Componente da Banca

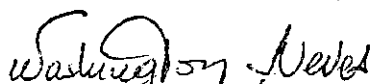
JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA, Ph.D., UFU

Componente da Banca (Ausência Justificada)



MANOEL AFONSO DE CARVALHO JÚNIOR, Ph.D., UFPE

Componente da Banca



WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG

Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB

DEZEMBRO - 2007

Resumo

Os transformadores de corrente (TC's) possuem núcleos magnéticos que apresentam propriedades não-lineares como saturação, histerese e perdas dinâmicas, o que pode causar distorções nas formas de onda das correntes no enrolamento secundário. O problema agrava-se em caso de ocorrência de curtos-circuitos no sistema primário, quando correntes de defeito assimétricas alcançam elevados valores de pico, levando o núcleo magnético a um pronunciado grau de saturação. Tal fato pode ocasionar atuação indevida ou não-atuação de dispositivos de proteção.

Este trabalho apresenta um modelo de transformador de corrente (TC) onde são consideradas as propriedades citadas, o qual é capaz de proporcionar excelentes resultados em simulações relacionadas aos regimes permanente e transitório, em baixas frequências (25 a 400 Hz, segundo *ANSI e IEC*).

Como contribuição específica, apresenta-se um modelo de histerese que reproduz as regras de fechamento e remoção de laços menores, bem como a propriedade de remanência. Os resultados proporcionados por tal modelo são validados através de comparações com resultados experimentais e com os fornecidos pelos modelos de Jiles-Atherton e de Preisach, reconhecidos como os que apresentam maior grau de importância na representação da histerese magnética.

As perdas dinâmicas são incluídas no modelo de TC mediante um resistor linear (perdas parasíticas clássicas) e um resistor não-linear (perdas anômalas), determinados a partir de medição das perdas magnéticas totais em função da frequência.

Com base no modelo de TC proposto, apresenta-se um método de correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário, aplicável a situações de regime permanente e transitório.

Também é proposto um processo de cálculo do tempo compreendido entre o instante de ocorrência do defeito e o instante em que ocorre saturação no núcleo, o qual apresenta resultados satisfatórios.

Abstract

The current transformers (CT's) have magnetic cores that present nonlinear properties, such as saturation, hysteresis and dynamic losses. As a consequence, the currents in the secondary winding can be distorted. This fact causes improper operation of the measurement and protection devices, or no operation of these last ones. The problem becomes worse in the case of occurrence of short-circuits in the primary system, when asymmetric faults currents reach high peak values, producing deep saturation in the magnetic core. This fact can cause improper operation or no-operation of protection devices.

This work presents current transformer models that consider saturation, hysteresis and dynamic losses, which are able to provide simulations with excellent results, concerned the steady state and transient behavior for low frequencies (25 to 400 Hz, according to ANSI and IEC).

As a specific contribution, a hysteresis model is proposed, which is able to reproduce the closing and removal rules of minor loops, as well as remanence. The obtained results by simulations are validated by comparisons with experimental results as well as the Jiles-Atherton and Preisach models, recognized as the ones that present a higher degree of importance in the representation of the magnetic hysteresis.

The classic eddy-current losses and the anomalous losses are represented by resistive components, determined from measurement of the total magnetic losses, with variable frequency.

Based on the proposed CT model, a correction method of distorted currents in the secondary is presented, which is applicable to steady and transient states.

Besides, a method of calculation of the time between the instant of the fault incidence and the instant in which saturation occurs is presented, which presents good results.

Dedicatória

Dedico este trabalho a meus pais, João Guerra e Dona Zefinha, a minha esposa Fátima, a minhas filhas Sibebe, Lígia e Andréa e a meus netos Giuseppe e Mirella.

Agradecimentos

Agradeço a meu orientador, Wellington Santos Mota, e a todos que colaboraram para o sucesso deste trabalho.

Sumário

Lista de Símbolos e Abreviaturas	x
Lista de Figuras e Tabelas	xv
Capítulo 1. Introdução	1
1.1 Justificativa e Relevância da Tese	1
1.2 Objetivos e Contribuições	3
1.3 Organização da Tese	4
Capítulo 2. Revisão Bibliográfica	6
2.1 Considerações Gerais	6
2.2 Saturação e Histerese	6
2.3 Perdas Dinâmicas	9
2.4 Representação de Transformadores de Corrente	10
2.5 Correção de Distorções em Correntes Secundárias	11
2.6 Comentários	12
Capítulo 3. TC's em Regime Transitório – Análise Simplificada	13
3.1 Considerações Gerais	13
3.2 Representação do Sistema Primário	13
3.3 Representação do Transformador de Corrente	15
3.3.1 Considerações Gerais	15
3.3.2 Desempenho em Regime Não-Saturado	15
3.3.3 Desempenho em Regime Saturado	18
3.4 Erros nos TC's de Proteção	22
3.4.1 Erro de Relação	22
3.4.2 Curva de Excitação Secundária e Erro de Relação	22
3.4.3 Classes de Exatidão dos TC's de Proteção	24
3.5 Considerações Adicionais	24
3,6 Comentários	26
Capítulo 4. Materiais Ferromagnéticos	27
4.1 Considerações Gerais	27
4.2 Saturação	27
4.3 Histerese	28
4.3.1 Descrição Geral do Fenômeno	28

4.3.2	Perdas por Histerese	29
4.3.3	Histerese em Condições de Distorção e Assimetria	30
4.3.4	Modelo de Talukdar-Bailey	33
4.3.5	Modelo de Jiles-Atherton	35
4.3.6	Modelo de Preisach	38
4.4	Perdas Parasíticas Clássicas	40
4.4.1	Descrição Geral do Fenômeno	40
4.4.2	Cálculo das Perdas Parasíticas Clássicas	41
4.5	Perdas Anômalas	42
4.5.1	Descrição Geral do Fenômeno	42
4.5.2	Cálculo das Perdas Anômalas	43
4.6	Perdas Magnéticas Totais	44
4.7	Comentários	44
	Capítulo 5. Modelo de Histerese Proposto	45
5.1	Considerações Gerais	45
5.1	Descrição do Modelo Proposto	45
5.2	Modelo de Reator de Núcleo Magnético	47
5.2.1	Representação da Histerese pelo Modelo de Jiles-Atherton	47
5.2.2	Representação da Histerese pelo Modelo de Preisach	48
5.2.3	Representação da Histerese pelo Modelo Proposto	48
5.3	Apresentação e Análise de Resultados	48
5.3.1	Dados de Entrada Requeridos pelos Modelos	48
5.3.2	Comparação com os Modelos de Jiles-Atherton e de Preisach	50
5.3.3	Cálculo de Correntes de <i>Inrush</i>	56
5.3.4	Considerações Adicionais Acerca do Modelo Proposto	60
5.4	Comentários	64
	Capítulo 6. Modelos de Transformador de Corrente	65
6.1	Considerações Gerais	65
6.2	Modelo sem Representação de Perdas Dinâmicas	65
6.3	Modelo com Representação de Perdas Dinâmicas	66
6.4	Ensaio e Simulações para um TC de Pequeno Porte	69
6.5	Simulações <i>versus</i> Medições em Laboratório	78
6.6	Simulações para um TC de Grande Porte	82
6.7	Determinação dos Tempos de Saturação	90

6.8 Comentários	91
Capítulo 7. Correção de Distorções em Correntes Secundárias	93
7.1 Considerações Gerais	93
7.2 Algoritmo de Correção Completo	94
7.3 Algoritmo de Correção Simplificado	95
7.4 Critérios de Avaliação de Erro	95
7.5 Aplicação do Algoritmo Simplificado	96
7.6 Comentários	105
Capítulo 8. Conclusão	106
8.1 Comentários Finais	106
8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros	108
Bibliografia	109
Apêndice	117
A.1 Montagem para Caracterização do TC	117
A.2 Montagem para Registro de Oscilogramas de Corrente	117
A.3 Rotina para Simulação da Histerese	120

Lista de Símbolos e Abreviaturas

Símbolos

- a Coeficiente que caracteriza a forma da curva determinada pela função de Langevin.
- a_j Coeficiente das funções que aproximam a curva de magnetização inicial e o ramo superior do laço de histerese ($j = 1, 2, 3$).
- A Área de seção reta do núcleo magnético.
- A_j Constantes de integração pelo método do trapézio, ($j = 1, 2, \dots$).
- \mathbf{a}_z Vetor unitário na direção do eixo z .
- \mathbf{B} Vetor densidade de fluxo magnético ou vetor indução magnética.
- B Módulo do vetor indução magnética.
- B_d Indução magnética no ramo descendente do laço de histerese, correspondente a H_d .
- B_m Valor de pico da indução magnética.
- B_r Remanência do material magnético.
- B_s Indução magnética correspondente ao ponto de saturação.
- B_T Indução magnética em um ponto de reversão do laço menor.
- B_{Ta} Indução magnética no ramo ascendente do laço maior de histerese, correspondente a H_T .
- B_{Td} Indução magnética no ramo descendente do laço maior de histerese, correspondente a H_T .
- c Constante de flexão das paredes dos domínios (modelo de Jiles-Atherton).
- d Densidade do material magnético.
- $d\mathbf{l}$ Vetor elemento de comprimento ao longo de um caminho circular de corrente.
- d_p Diferença entre o valor de B_d e o valor da indução magnética em um ponto do laço menor.
- d_T Diferença entre os valores de B_{Td} e B_T .
- \mathbf{E} Vetor campo elétrico.
- E Módulo do vetor campo elétrico.
- \mathbf{E}_x Vetor campo elétrico ao longo de um caminho de corrente em um material magnético.
- f Frequência, Hz.
- F Função de distribuição (modelo de Preisach).
- G Função de transferência do transdutor de histerese (modelo de Preisach).
- \mathbf{H} Vetor intensidade de campo magnético.
- H Módulo do vetor intensidade de campo magnético.
- H_c Coercitividade do material magnético.
- H_d Intensidade de campo magnético em um ponto do ramo descendente do laço maior.

- H_e Campo efetivo no interior do material magnético ($H_e = H + \alpha M$).
- H_s Intensidade de campo magnético no ponto de saturação.
- H_T Intensidade de campo magnético em um ponto de reversão do laço menor.
- h Passo de tempo (método do trapézio).
- h_c Coercitividade apresentada pelo laço do dipolo (modelo de Preisach).
- h_m Campo magnético criado no local do dipolo pelos dipolos vizinhos (modelo de Preisach).
- i Corrente elétrica.
- i_a Corrente associada às perdas anômalas.
- i_e Corrente associada às perdas parasíticas clássicas.
- i_m Corrente de magnetização.
- i_1 Corrente refletida do primário para o secundário pela relação de espiras.
- i_{1F} Corrente de curto-circuito no primário do TC.
- i_2 Corrente no secundário do TC.
- I_{1F} Corrente de curto-circuito simétrica eficaz no primário do TC.
- I_2 Corrente simétrica eficaz no secundário do TC.
- I_{2n} Corrente nominal no secundário do TC.
- \mathbf{J} Vetor densidade de corrente.
- \mathbf{J}_x Vetor densidade de corrente em um caminho no interior de um material magnético.
- k Constante de prendimento das paredes dos domínios (modelo de Jiles-Atherton).
- k' Constante de perdas modificada (modelo Jiles-Atherton).
- k_i Constante, $k = 1, 2, \dots$
- k_N Relação de espiras do TC (N_2/N_1).
- K Constante.
- K_a Constante de perdas anômalas.
- K_e Constante de perdas parasíticas clássicas.
- K_f Fator de sobrecorrente nominal do TC.
- l Comprimento médio da trajetória magnética.
- L_m Indutância de magnetização.
- L_L Indutância em série da linha de transmissão.
- L_S Indutância equivalente do sistema alimentador (indutância de Thévenin).
- L_1 Indutância equivalente em série do sistema primário ($L_1 = L_S + L_L$).
- L_2 Indutância total no enrolamento secundário.
- i_m Corrente de magnetização.
- \mathbf{M} Vetor magnetização.
- M Módulo do vetor magnetização.

M_a	Magnetização anisterética.
M_i	Magnetização irreversível.
M_r	Magnetização reversível.
M_s	Magnetização no ponto de saturação.
n	Expoente que determina as formas das trajetórias magnéticas no modelo proposto.
N_a	Número de amostras da corrente primária ou secundária.
N_1	Número de espiras do enrolamento primário.
N_2	Número de espiras do enrolamento secundário.
p	Perdas magnéticas totais, W/kg.
p_a	Perdas anômalas, W/kg.
p_e	Perdas parasíticas clássicas, W/ kg.
P_e	Perda instantânea de potência em todo o volume de um núcleo de várias lâminas.
p_{he}	Perdas histeréticas mais perdas parasíticas clássicas, W/kg.
p_h	Perdas histeréticas, W / kg.
P_i	Perdas instantâneas de potência em todo o volume de uma lâmina de material magnético.
P_e	Perdas instantâneas de potência em todo o volume de um núcleo de material magnético.
P	Perdas médias de potência em todo o volume de um núcleo de material magnético.
r	Raio geométrico.
R	Resistência elétrica.
R_a	Resistência associada às perdas anômalas.
R_e	Resistência associada às perdas parasíticas clássicas.
R_L	Resistência em série da linha de transmissão.
R_S	Resistência equivalente do sistema alimentador (resistência de Thévenin).
R_{sh}	Resistência do <i>shunt</i> para medição de corrente.
R_1	Resistência equivalente em série do sistema primário ($L_1 = L_S + L_L$).
R_2	Resistência total no enrolamento secundário.
s	Frequência complexa.
s	Função que descreve o modelo de histerese proposto.
S_d	Função que aproxima o ramo descendente do laço maior de histerese.
S_a	Função que aproxima o ramo ascendente do laço maior de histerese.
U_e	Tensão eficaz.
t	Tempo.
T_1	Constante de tempo do circuito primário, L_1 / R_1 .
T_2	Constante de tempo do TC, L_m / R_2 .
u	Tensão instantânea.

u_e	Tensão de excitação secundária instantânea.
u_{sh}	Tensão instantânea no <i>shunt</i> .
U_e	Valor eficaz da tensão de excitação secundária.
U_m	Valor de pico de tensão.
U_S	Valor eficaz da tensão no ponto de joelho da curva de excitação secundária.
V	Volume.
x	Variável auxiliar.
y	Variável auxiliar.
z	Variável auxiliar.
Z_L	Impedância complexa em série de uma linha de transmissão.
α	Constante de interação magnética entre domínios (modelo de Jiles-Atherton).
β	Coeficiente que determina as inclinações das trajetórias magnéticas (modelo proposto).
β_0	Coeficiente igual a $1 + \beta B/B_S ^n$
δ	Coeficiente que assume o valor +1 para $dH / dt > 0$, e -1 para $dH / dt < 0$.
ε_k	Erro de relação para cada amostra de corrente secundária (erro amostral) (%).
ε_{kmax}	Valor máximo de ε_k para uma mesma onda de corrente secundária (%).
ε_c	Erro de relação composto da corrente secundária, %.
γ	Função de peso (modelo de Preisach).
ϕ	Fluxo magnético.
ϕ_k	Ângulo, em radianos ($k = 1, 2, \dots$)
ϕ_x	Fluxo magnético circundado por um caminho circular de corrente de raio x .
λ	Fluxo de enlace.
λ_R	Fluxo de enlace no ponto de remanência do laço de histerese.
λ_R	Fluxo de enlace no ponto de saturação do laço de histerese.
μ	Permeabilidade magnética.
μ_i	Permeabilidade magnética incremental.
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo.
ρ	Resistividade do material ferromagnético.
ς	Constante utilizada para modificação do coeficiente de perdas (modelo de Jiles-Atherton).
σ	Espessura de uma lâmina de material magnético.
θ	Ângulo de chaveamento ou ângulo de incidência do defeito.
ω	Frequência angular, rad/s.
ξ	Parâmetro que estabelece a inclinação da curva de magnetização na região de Rayleigh.

Abreviaturas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas.
ANSI	<i>American National Standards Institute.</i>
ATP	<i>Alternative Transients Program.</i>
CA	Corrente alternada.
CC	Corrente contínua.
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (processador digital de sinais).
EMTDC	Programa para cálculo de transitórios eletromagnéticos desenvolvido pelo <i>Manitoba HVDC Research Centre</i> , Canadá.
EMTP	<i>Electromagnetic Transients Program.</i>
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i> , interface que permite comunicação entre instrumentos de medição e controladores, normalizado pelo <i>IEEE</i> com a referência <i>IEEE-488</i> .
IEC	<i>International Electrotechnical Commission.</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers.</i>
LEM	Sensor que transforma corrente contínua ou alternada em tensão proporcional.
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology.</i>
PSPICE	Programa destinado ao projeto e simulação de circuitos elétricos, originalmente desenvolvido na Universidade de Berkeley, Estados Unidos
PU	Por unidade.
SI	Sistema Internacional de Unidades.
TC	Transformador de corrente.

Lista de Figuras e Tabelas

Figuras

Fig. 3.1. Representação simplificada do sistema primário	13
Fig. 3.2. Corrente assimétrica de curto-circuito	14
Fig. 3.3. (a) Transformador de corrente; (b) circuito elétrico equivalente simplificado	15
Fig. 3.4. Curva de magnetização linearizada por partes	15
Fig. 3.5. Fluxo de enlace λ no núcleo do TC em condição de curto-circuito no primário	18
Fig. 3.6. Fluxo de enlace e correntes primária (i_1), secundária (i_2) e de magnetização (i_m)	18
Fig. 3.7. Saturação causada pela componente CC de λ , $\theta = 0^\circ$	19
Fig. 3.8. Saturação causada pela componente CA de λ ($\theta = 84^\circ$, $Z_2 = 6,00 + j 0,10 \Omega$)	20
Fig. 3.9. Saturação causada pela componente CA de λ ($\theta = 84^\circ$, $Z_2 = 18,00 + j 0,10 \Omega$)	21
Fig. 3.10. Saturação causada pelas componentes CA e CC de λ ($\theta = 84^\circ$, $Z_2 = 5,00 + j 0,10 \Omega$)	21
Fig. 3.11. Curva de excitação secundária; TC com diferentes relações de transformação	22
Fig. 3.12. Curva de excitação secundária para diferentes TC's	23
Fig. 3.13. Definições de ponto de joelho – (a) <i>IEEE</i> ; (b) <i>IEC</i>	23
Fig. 4.1. Processo de magnetização inicial de um material ferromagnético	28
Fig. 4.2. Núcleo magnético excitado em corrente contínua	28
Fig. 4.3. Laço de histerese de um material ferromagnético	29
Fig. 4.4. Encurvamento das paredes dos domínios	30
Fig. 4.5. Trajetória descrita no plano $B - H$ com formação de laços menores e assimétricos	31
Fig. 4.6. Trajetórias no plano $B-H$ obtidas experimentalmente (Janssens, 1977)	32
Fig. 4.7. Trajetórias no plano $B-H$ obtidas experimentalmente (Frame <i>et al.</i> ,1982)	32
Fig. 4.8. Processo de acomodação de laços menores	33
Fig. 4.9. Famílias de trajetórias ascendentes e descendentes	33
Fig. 4.10. Trajetória assimétrica com fluxo decrescente	34
Fig. 4.11. Curvas de magnetização inicial e anisterética	35
Fig. 4.12. Característica de dipolo elementar proposta por Preisach	39
Fig. 4.13. Descrição do modelo de Preisach	39
Fig. 4.14. Correntes parasitas em uma lâmina	40
Fig. 4.15. Variação das perdas histeréticas, parasíticas clássicas, anômalas e totais	43
Fig. 5.1. Trajetórias assimétricas e laço maior de histerese	45

Fig. 5.2. Reator de núcleo magnético e circuito elétrico equivalente	47
Fig. 5.3. Curva de magnetização inicial e laço maior de histerese do transformador	49
Fig. 5.4. Laços para $U_e = 16 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	50
Fig. 5.5. Laços para $U_e = 16 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	51
Fig. 5.6. Laços para $U_e = 33 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	51
Fig. 5.7. Laços para $U_e = 33 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	52
Fig. 5.8. Laços para $U_e = 70 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	52
Fig. 5.9. Laços para $U_e = 70 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	53
Fig. 5.10. Laços para $U_e = 90 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	53
Fig. 5.11. Laços para $U_e = 90 \text{ V}$, $\theta = 90^\circ$	54
Fig. 5.12. Laços para $U_e = 33 \text{ V}$, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$ (religamento)	54
Fig. 5.13. Laços para $U_e = 33 \text{ V}$, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$ (religamento)	55
Fig. 5.14. Laços para $U_e = 60 \text{ V}$, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$ (religamento)	55
Fig. 5.15. Laços para $U_e = 60 \text{ V}$, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$ (religamento)	56
Fig. 5.16. Corrente de magnetização; $\theta = 90^\circ$	57
Fig. 5.17. Corrente de magnetização; $\theta = 0^\circ$	57
Fig. 5.18. Corrente de magnetização; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$, (religamento)	58
Fig. 5.19. Fluxo de enlace; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$, (religamento)	58
Fig. 5.20. Corrente de magnetização; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$, (religamento)	59
Fig. 5.21. Fluxo de enlace; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$, (religamento)	59
Fig. 5.22. Curvas de magnetização inicial obtidas para diferentes valores de ξ	60
Fig. 5.23. Laços menores obtidos para diferentes valores de β	61
Fig. 5.24. Laço com acentuada diferença entre as curvaturas dos ramos ascendente e descendente nas regiões de transição dos regimes não-saturado e saturado.	62
Fig. 5.25. Condição de operação não permitida (cruzamento do laço maior)	62
Fig. 5.26. Condição de operação permitida (sem cruzamento do laço maior)	63
Fig. 5.27. Variação de $\beta_0 = 1 + \beta B / B_S ^n$ para (a) $\beta = 0,3$, $n = 1$; (b) $\beta = 0,6$, $n = 1,5$	63
Fig. 5.28. Laços menores obtidos para diferentes valores de β e de n	64
Fig. 6.1. Representação simplificada do transformador de corrente	65
Fig. 6.2. Circuito equivalente do transformador de corrente	66
Fig. 6.3. Curva de magnetização inicial do TC	70
Fig. 6.4. Laços maiores do TC em 4 Hz e em 60 Hz	71
Fig. 6.5. Perdas magnéticas totais, em J / kg, em função da frequência; $B_m = 1,5 \text{ T}$	71
Fig. 6.6. Perdas magnéticas totais, em W / kg, em função do quadrado da tensão; $f = 60 \text{ Hz}$	72

Fig. 6.7. Laços menores λ versus i_m ; carga: $0,18 + j 0,15 \Omega$	72
Fig. 6.8. Laços menores λ versus i ($i = i_m + i_e + i_a$); carga: $0,18 + j 0,15 \Omega$	73
Fig. 6.9. Corrente primária, i_1 , e corrente secundária, i_2 ; carga: $0,55 + j 0,10 \Omega$	73
Fig. 6.10. Fluxo de enlace no secundário, λ ; carga: $0,55 + j 0,10 \Omega$	74
Fig. 6.11. Corrente primária, i_1 , e corrente de excitação, $i = i_m + i_e + i_a$, carga: $0,55 + j 0,10 \Omega$	74
Fig. 6.12. Corrente primária, i_1 , e corrente secundária, i_2 ; carga: $1,10 + j 0,35 \Omega$	75
Fig. 6.13. Fluxos de enlace no secundário, λ ; carga: $1,10 + j 0,35 \Omega$	75
Fig. 6.14. Corrente primária, i_1 , e corrente de excitação, $i = i_m + i_e + i_a$, carga: $1,10 + j 0,35 \Omega$	76
Fig. 6.15. Corrente primária, i_1 , e corrente secundária, i_2 ; carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$	76
Fig. 6.16. Fluxos de enlace no secundário, λ ; carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$	77
Fig. 6.17. Corrente primária, i_1 , e corrente de excitação, $i = i_m + i_e + i_a$, carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$	77
Fig. 6.18. Resistência de perdas anômalas, R_a ; carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$	78
Fig. 6.19. Correntes primária e secundária; carga: $2,40 + j 0,10 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$	79
Fig. 6.20. Correntes primária e secundária; carga: $0,65 + j 3,40 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$	79
Fig. 6.21. Correntes primária e secundária; carga: $0,58 + j 1,70 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$	80
Fig. 6.22. Correntes primária e secundária; carga: $2,50 + j 1,80 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$	80
Fig. 6.23. Correntes primária e secundária; carga: $1,52 + j 1,70 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$	81
Fig. 6.24. Correntes primária e secundária; carga: $2,40 + j 3,40 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$	81
Fig. 6.25. Curva de excitação secundária do TC de grande porte	82
Fig. 6.26. Curva de magnetização inicial e laço maior de histerese	83
Fig. 6.27. Defeito em ponto intermediário de uma linha de transmissão	84
Fig. 6.28. Laços assimétricos para carga de $0,40 + j 0,10 \Omega$	85
Fig. 6.29. Laços assimétricos para carga de $0,40 + j 0,70 \Omega$	85
Fig. 6.30. Laços assimétricos para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$	86
Fig. 6.31. Fluxo de enlace para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$	86
Fig. 6.32. Corrente de excitação para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$	87
Fig. 6.33. Corrente no secundário para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$	87
Fig. 6.34. Laços assimétricos para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$	88
Fig. 6.35. Fluxo de enlace no secundário para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$	88
Fig. 6.36. Corrente de magnetização para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$	89
Fig. 6.37. Corrente no secundário para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$	89
Fig. 6.38. Curvas correspondentes às equações (3.32), (3.34) e (3.35)	91
Fig. 7.1. Efeito de entreferro em núcleo magnético de liga Fe-Si	93
Fig. 7.2. Correntes; carga: $1,60 + j 0,10 \Omega$	96

Fig. 7.3. Fluxo de enlace; carga: $1,60 + j 0,10 \Omega$	96
Fig. 7.4. Erros amostrais; carga: $1,60 + j 0,10 \Omega$	97
Fig. 7.5. Correntes; carga: $0,50 + j 1,52 \Omega$	97
Fig. 7.6. Fluxo de enlace; carga: $0,50 + j 1,52 \Omega$	98
Fig. 7.7. Erros amostrais; carga: $0,50 + j 1,52 \Omega$	98
Fig. 7.8. Correntes; carga: $2,50 + j 1,50 \Omega$	99
Fig. 7.9. Fluxo de enlace; carga: $2,50 + j 1,50 \Omega$	99
Fig. 7.10. Erros amostrais; carga: $2,50 + j 1,50 \Omega$	100
Fig. 7.11. Correntes; carga: $1,40 + j 0,78 \Omega$	100
Fig. 7.12. Fluxo de enlace; carga: $1,40 + j 0,78 \Omega$	101
Fig. 7.13. Erros amostrais; carga: $1,40 + j 0,78 \Omega$	101
Fig. 7.14. Correntes; carga: $1,00 + j 1,25 \Omega$	102
Fig. 7.15. Fluxo de enlace; carga: $1,00 + j 1,25 \Omega$	102
Fig. 7.16. Erros amostrais; carga: $1,00 + j 1,25 \Omega$	103
Fig. 7.17. Correntes; carga: $0,70 + j 1,80 \Omega$	103
Fig. 7.18. Fluxo de enlace; carga: $0,70 + j 1,80 \Omega$	104
Fig. 7.19. Erros amostrais; carga: $0,70 + j 1,80 \Omega$	104
Fig. A.1. Montagem para registro da curva de magnetização inicial e dos laços maiores nas frequências de 4 Hz e de 60 Hz	116
Fig. A.2. Montagem para registro dos oscilogramas de corrente primária e secundária	117
Fig. A.2. Diagrama de chave síncrona analógica	118

Tabelas

Tabela 6.1. Tempos de saturação calculados pelos métodos 1, 2 e 3	90
Tabela 6.2. Tempos de saturação calculados pelos métodos 2 e 3	91
Tabela 7.1. Resumo de dados e resultados relativos às simulações da Fig. 7.1 a Fig. 7.18	97

Capítulo 1

Introdução

1.1 Justificativa e Relevância da Tese

A utilização de transformadores de corrente (TC's) com núcleo ferromagnético em sistemas de proteção de redes elétricas tem sido feita com sucesso há cerca de um século. Entretanto, ao longo dos anos, tornou-se necessário efetuar uma série de modificações no projeto desses dispositivos em virtude da contínua evolução da indústria da eletricidade. Nos modernos sistemas elétricos, a necessidade de transmissão de blocos de potência cada vez maiores implica em aumento das correntes de curto-circuito, exigência de eliminação mais rápida dos defeitos e requisitos de confiabilidade mais rígidos.

As correntes de defeito típicas apresentam duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra, contínua, com decréscimo exponencial, que impõem uma onda de fluxo assimétrica de elevado valor de pico aos núcleos magnéticos dos transformadores de corrente. Tal fluxo, superposto ao fluxo residual no núcleo, pode levar o TC a um elevado grau de saturação. Isto faz com que a forma de onda da corrente secundária fornecida aos dispositivos de proteção apresente-se distorcida durante os primeiros ciclos. Assim, podem surgir os seguintes problemas: os relés são sensibilizados indevidamente, principalmente relés diferenciais; os relés não são sensibilizados quando necessário, devido à forte saturação e distorção que reduz o valor eficaz da corrente secundária; os relés não são sensibilizados com rapidez suficiente, pelo motivo anteriormente citado; os localizadores de defeito não fornecem indicação precisa.

Isto pode implicar em uma maior extensão dos danos de natureza térmica e eletrodinâmica, perda de seletividade da proteção, perda de estabilidade do sistema e dificuldade em localizar o ponto de ocorrência do distúrbio, ocasionando prolongadas interrupções de fornecimento de energia. Conseqüentemente, todo o instrumental do serviço de proteção deve ser testado de modo cuidadoso antes de entrar em operação, no sentido de evitar maiores transtornos em situações de defeito.

Tradicionalmente, os testes são realizados em bancadas ou em modelos reduzidos de sistemas elétricos, que simulam de forma analógica os distúrbios aos quais os relés devem responder. Porém, tais modelos apresentam custos altos, dificuldade de operação e possibilidades limitadas.

A reprodução de redes elétricas reais não pode ser facilmente conseguida através de microgeradores, transformadores de tamanho reduzido e linhas de transmissão artificiais, notadamente no que diz respeito às constantes de tempo dos componentes. Tal dificuldade foi superada com o advento da tecnologia de relés baseados em microprocessador. 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 aumento de possibilidades de teste para um número praticamente ilimitado. Assim, torna-se possível considerar configurações mais complexas dos sistemas elétricos, bem como variar mais facilmente certos parâmetros que exercem influência crítica na atuação dos relés, como valores de fluxo residual nos núcleos dos transformadores e formas de características $B-H$ dos mesmos.

A importância da representação da histerese é um ponto que merece ser investigado, pois ela determina os valores de fluxo residual nos núcleos magnéticos. Isto se acentua nos casos em que TC's sem entreferro são usados em sistemas com religamento automático. Mesmo que os transitórios sejam de frequências baixas, julga-se importante incluir a representação das perdas dinâmicas no núcleo para determinar a influência das mesmas no grau de distorção das correntes no secundário, principalmente em situações onde não são atingidos altos níveis de saturação.

Nos últimos anos, observa-se considerável incremento no estado da arte de representação dos fenômenos não-lineares dos núcleos magnéticos, principalmente da histerese. Entretanto, diversos modelos requerem dados que não podem ser facilmente obtidos. Normalmente, não se dispõe dos dados em termos de valores de fluxo e de corrente de magnetização, levantados mediante variações lentas da excitação, mas de valores de indução e de intensidade de campo, característicos do material magnético empregado. Comumente, estes últimos são convertidos para valores correspondentes de fluxo e de corrente, através dos parâmetros geométricos do núcleo e do número de espiras dos enrolamentos. No caso de transformadores de potência, tal prática produz erros significativos, uma vez que, no processo de construção do núcleo, as lâminas são cortadas, havendo inserção de entreferros de comprimentos desconhecidos. Isto faz com que a característica de magnetização obtida divirja apreciavelmente da característica real (Elleuch e Poloujadoff, 1998). Afortunadamente, tal fato não ocorre no caso de transformadores de corrente, pois esses dispositivos normalmente apresentam geometria simples e relativa facilidade de obtenção dos dados requeridos para simulações do desempenho em regime transitório. Os TC's geralmente apresentam forma toroidal, sendo constituídos por uma tira inteiriça de liga ferro-silício de grãos orientados, enrolada de modo helicoidal. Caso haja inserção intencional de entreferros, os mesmos possuem comprimento equivalente conhecido.

Em face do exposto, julga-se relevante a realização de um aprofundamento no estudo do comportamento de transformadores de corrente nos regimes permanente e transitório, mediante desenvolvimento de um modelo que represente os fenômenos magnéticos citados, bem como implementar rotinas computacionais para investigações no campo da proteção de sistemas elétricos, principalmente em testes de relés e em processos de correção numérica de correntes distorcidas no secundário de TC's.

1.2 Objetivos e Contribuições

O objetivo deste trabalho é desenvolver um modelo de transformador de corrente de implementação simples, baseado em equações algébricas elementares e que requeira dados de entrada de fácil consecução e baixo esforço computacional, o que constitui características adequadas a aplicações em tempo real.

Outra característica estipulada é a capacidade de representar com verossimilhança os principais fenômenos relacionados ao núcleo magnético, possibilitando a reprodução precisa das correntes no enrolamento secundário, não somente em condições de regime permanente, mas também em regime de curto-circuito, com elevadas correntes no enrolamento primário.

O modelo de núcleo magnético apresentado consiste em um circuito elétrico equivalente formado pela associação em paralelo de três elementos:

- um indutor não-linear representado por um modelo de histerese proposto neste trabalho, capaz de reproduzir os fenômenos de magnetização inicial, saturação, remanência e as regras de fechamento e eliminação de laços menores, cuja caracterização é feita através da medição do laço maior de histerese, obtido com variações quase-estáticas da excitação;
- um resistor linear, associado às perdas parasíticas clássicas;
- um resistor não-linear, associado às perdas anômalas.

Os resistores do modelo são determinados por medição e separação das perdas magnéticas, com frequência variável.

Além da proposição do citado modelo de transformador de corrente, as demais contribuições são as seguintes:

- Estabelecimento de considerações acerca das vantagens e limitações dos principais modelos de histerese descritos na literatura. São feitas comparações entre o modelo de histerese proposto e os modelos de Preisach (Naidu, 1990) e Jiles-Atherton (Jiles e Atherton, 1986), reconhecidos como os que apresentam maior grau de importância na representação da histerese magnética.

- Desenvolvimento de rotinas computacionais baseadas nos três modelos considerados, que também podem ser utilizadas na simulação de fenômenos transitórios em transformadores de potência, como *inrush currents*, *chopping currents* e ferro-ressonância.
- Proposição de um método de correção de distorções em correntes no secundário de TC's, com base no modelo desenvolvido.
- Proposição de um método de cálculo do tempo de saturação do TC, o qual apresenta maior grau de precisão que o estabelecido pelo *IEEE PSRC (1976)*.
- Desenvolvimento de instrumentos e montagens de laboratório que poderão ser utilizados em trabalhos de pesquisa subseqüentes e em atividades de ensino.
- Publicação de trabalhos em revistas e congressos internacionais e nacionais.

1.3 Organização da Tese

Esta tese é estruturada da seguinte forma:

- Capítulo 2. Revisão Bibliográfica.

Descrição dos métodos de representação de núcleos magnéticos e da aplicação dos diversos modelos no estudo do desempenho de TC's em regime transitório.

- Capítulo 3. TC's em Regime Transitório – Análise Simplificada.

Análise introdutória do processo de distorção de correntes no secundário de TC's, utilizando-se representação simplificada do núcleo (perdas magnéticas desprezíveis e característica $B - H$ linearizada por partes). Cálculo do tempo em que o TC entra no estado de saturação. Estabelecimento de critério para evitar a saturação no núcleo.

- Capítulo 4. Materiais Ferromagnéticos.

Descrição dos fenômenos de saturação e histerese. Apresentação dos modelos de histerese formulados por Talukdar e Bailey (1976), Jiles e Atherton (1986) e Preisach (Naidu, 1990). Descrição dos fenômenos de perdas parasíticas clássicas e de perdas anômalas.

- Capítulo 5. Modelo de Histerese Proposto.

Apresentação do modelo de histerese proposto e estabelecimento de comparações entre os resultados obtidos por este modelo com os obtidos pelos modelos de Preisach e de Jiles-Atherton, considerando um reator de núcleo magnético, sem representação de perdas dinâmicas. Análise de situações de regime permanente e de energização inicial (*inrush*). Estabelecimento de medidas de precaução a serem tomadas na utilização do modelo.

- Capítulo 6. Modelos de Transformador de Corrente.

Apresentação e aplicação de dois modelos de transformador de corrente com representação da histerese pelo modelo proposto. Comparações com modelos onde a teoria de Preisach é utilizada na representação da histerese, bem como com resultados obtidos através de medições em laboratório. Cálculo dos tempos que o TC leva para entrar no estado de saturação, utilizando-se os seguintes métodos:

- observação das formas de onda das correntes primária e secundária, bem como do fluxo de enlace;
- aplicação da expressão apresentada pelo *IEEE PSRC (1976)*;
- aplicação do método iterativo de Newton – Raphson, sugerido pelo autor no Capítulo 3.

- Capítulo 7. Correção de Distorções em Correntes Secundárias.

Apresentação e aplicação de um método de correção de correntes distorcidas no secundário de TC's, aplicável a situações de operação em regime permanente e transitório.

- Capítulo 8. Conclusão.

Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

- Bibliografia.

- Apêndice

Descrição das montagens utilizadas em laboratório para caracterização do TC e para registro das formas onda de corrente primária e secundária. Listagem de rotina computacional destinada ao cálculo do fenômeno de histerese, escrita em linguagem FORTRAN.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Considerações Gerais

Os modelos de núcleos magnéticos apresentam variados níveis de complexidade e de precisão. Há casos em que o efeito de histerese pode ser desprezado, sendo suficiente representar a relação $B-H$ do material pela curva de saturação. Isto ocorre em estudos de fenômenos transitórios, onde são alcançados graus de saturação elevados e a remanência é pequena ou não constitui objeto de interesse da análise. Tal simplificação se respalda no fato de que as ligas ferro-silício de grãos orientados fabricadas atualmente apresentam laços de histerese estreitos (pequena coercitividade), verificando-se um afunilamento à medida que a saturação torna-se mais intensa, de modo a haver uma tendência em se confundirem com a curva de saturação. Entre as formas de representação desta curva, podem ser citadas as seguintes: interpolação linear (Trutt *et al.*, 1968), séries de Fourier (Trutt *et al.*, 1968; Pereira e Martinez, 1984), funções algébricas e transcendentais (Trutt *et al.*, 1968), funções racionais (Widger, 1969) e funções polinomiais (Prusty e Rao, 1980; Pereira e Martinez, 1984). Porém, tais representações não são satisfatórias para certos estudos, havendo casos em que a os fenômenos não-lineares que ocorrem no núcleo magnético devem ser considerados do modo mais acurado possível.

Este capítulo proporciona uma visão do estado da arte de modelagem dos fenômenos de saturação, histerese e perdas dinâmicas, bem como das formas de representação de transformadores de corrente, com aplicações no processo de correção de correntes distorcidas no enrolamento secundário, causadas pelos efeitos das propriedades não-lineares dos núcleos magnéticos.

2.2 Saturação e Histerese

Os modelos de histerese magnética existentes podem ser classificados em dois grupos. O primeiro é constituído por modelos baseados em propriedades físicas relacionadas aos aspectos microscópicos dos materiais, como alinhamento de domínios e movimentos de paredes. Para propósitos de engenharia, tais modelos não são viáveis, devido à dificuldade de obtenção de dados de entrada e de implementação em programas de cálculo de transitórios eletromagnéticos.

O segundo grupo é constituído por modelos associados a circuitos elétricos equivalentes, tendo como principal característica o fato de poderem ser facilmente implementados. Os dados de entrada requeridos são obtidos através de medições realizadas em ensaios de rotina.

O modelo de histerese de Jiles-Atherton (Jiles e Atherton, 1986; Thomas *et al.*, 2006) baseia-se em idéias estabelecidas acerca dos movimentos das paredes dos domínios magnéticos. Define-se “curva de magnetização anisterética” como sendo a curva de magnetização obtida em um sólido ideal, na ausência de locais prendedores, sem ocorrer o fenômeno de histerese. Esses locais consistem em fronteiras de grãos e regiões com impurezas não-magnéticas, rupturas ou tensões não-homogêneas. Para modelar esta curva, é normalmente escolhida a função de Langevin. A histerese é associada ao efeito de oposição ao livre movimento das paredes, produzido pela ação de uma espécie de viscosidade intermolecular entre elas e os locais prendedores. É suposto que a resistência ao movimento da parede é uniforme em todo o sólido, ou seja, é considerada uma mesma “energia média de prendimento” em cada local, levando-se em conta variações reversíveis na magnetização, causadas pelo encurvamento das paredes dos domínios, e variações irreversíveis, ocasionadas pelo movimento de translação das paredes na presença dos locais prendedores. As trajetórias no plano (M, H) são descritas por uma equação diferencial não-linear que envolve cinco constantes determinadas experimentalmente. Apesar de ter sido implementado no programa *PSPICE*, este modelo apresenta dificuldade na determinação dos cinco parâmetros de entrada. Além disso, na forma original, não há reprodução de importantes propriedades da histerese, como fechamento e remoção de laços menores. Outras formulações tornaram o modelo consistente (Jiles, 1992). Porém, as correções introduzidas baseiam-se em técnicas de ajuste de curvas, o que não condiz com a formulação inicial, essencialmente fundamentada em considerações físicas.

Em 1935, Preisach (*apud* Germy *et al.*, 1974) propôs um modelo onde é suposto que os materiais magnéticos são constituídos por dipolos elementares de característica retangular no plano $B-H$, caracterizados por dois parâmetros estatisticamente distribuídos (coercitividade e campo magnético de interação no local do dipolo devido à presença de dipolos vizinhos). A posteriori, este modelo foi desenvolvido e aplicado por diversos autores (Biorci e Pescetti, 1958; Coulson *et al.*, 1977; Doong e Mayergoyz, 1985; Mayergoyz, 1986; Germy *et al.*, 1974).

A formulação da teoria de Preisach envolve equações complicadas e funções que constituem certa dificuldade para o leitor iniciante. Poucos autores fornecem detalhes que facilitem o entendimento do modelo. Entre os trabalhos consultados, Naidu (1990) constitui a referência mais completa, clara e objetiva que trata da descrição e implementação da teoria de Preisach.

Um modelo de histerese foi desenvolvido por Chua e Stromsmoe (1970), que considera uma combinação em paralelo de um resistor e um indutor não-linear. Esse modelo apresenta uma limitação, pois sempre fornece um fluxo residual nulo após a desenergização (Naidu, 1995).

Semlyem e Castro (1975) propuseram um modelo baseado em uma aproximação hiperbólica da característica $B-H$, onde são realizados deslocamentos paralelos ao trecho da região saturada, gerando laços menores. Entretanto, esse modelo não descreve a evolução dos laços menores de modo verossímil. Outros modelos foram desenvolvidos com base em ajustes empiricamente realizados na trajetória $B-H$, a partir de observações em laboratório (O'Kelly, 1977; Zirka e Moroz, 1999).

Yamashita *et al.* (1975) formularam um modelo onde o laço $B-H$ é composto por características linearizadas, uma correspondente a um indutor saturável, sem histerese, e várias características de indutores com histerese, em forma de paralelogramo, apresentando diferentes níveis de saturação. Os indutores com histerese são associados a fontes de corrente e a chaves com abertura e fechamento controlados por corrente. Este modelo foi aperfeiçoado por Dick e Watson (1981), tendo sido incorporado ao *EMTP*. Considerações sobre a precisão de resultados não foram fornecidas pelos autores.

Talukdar e Bailey (1976) estabeleceram que as trajetórias no plano $B-H$ se processam ao longo de uma família de curvas ascendentes e outra família de curvas descendentes contidas em um laço maior (laço simétrico obtido com variações lentas da excitação, levando-se o material ao estado de saturação). Essas curvas convergem, respectivamente, para os pontos de saturação positiva e negativa. Porém, o modelo é falho em alguns aspectos, notadamente no fato de não proporcionar o fechamento de laços menores. O mesmo foi aperfeiçoado por Frame *et al.* (1982), sendo introduzidas correções que motivaram a sua incorporação ao *EMTP*. Esta última referência reporta que, na determinação do fluxo residual de um autotransformador, os resultados de simulações não apresentaram boa concordância com os obtidos através de medições.

Ray (1988) formulou um modelo onde a história magnética do material é descrita por um par de curvas consecutivas (*enclosure curves*), contidas no laço maior de histerese. São realizados ajustes nas trajetórias mediante funções de peso exponenciais, resultando em um algoritmo de considerável grau de complexidade. Apesar dos bons resultados apresentados, este modelo não se mostra simples de ser aplicado.

Tellinen (1998) desenvolveu uma forma simples de modelagem da histerese que requer como dado de entrada apenas uma função que descreve o laço maior. Porém, a mesma não reproduz as propriedades de fechamento e remoção de laços menores.

Menemenlis (1998) representou a histerese mediante uma expressão desenvolvida a partir da equação de Frölich, efetuando uma série de modificações. Laços menores são obtidos por uma expressão que envolve um parâmetro de ajuste, determinado através de medições em laboratório. Este modelo foi aplicado no estudo do comportamento transitório de transforma-dores de potencial eletromagnéticos e capacitivos, obtendo-se bons resultados.

Almeida *et al.* (2003) realizaram pesquisas relacionadas a sensores termoresistivos constituídos por películas de dióxido de vanádio. Os autores estudaram o comportamento histerético da resistência desse material em relação à temperatura e desenvolveram um modelo extensivo à histerese magnética. Face à simplicidade de formulação, à facilidade de implementação e ao pequeno tempo computacional requerido, este modelo mostra-se promissor em relação a aplicações relacionadas ao cálculo de transitórios em sistemas elétricos.

2.3 Perdas Dinâmicas

Sob o ponto de vista de circuitos elétricos, as perdas parasíticas clássicas e as perdas anômalas, que compõem as perdas dinâmicas, são representadas de diversas formas (Bertotti, 1988, Fiorillo e Novikov, 1990, Batistela, 2002). Classicamente, é utilizado um resistor linear; entretanto, outras representações são propostas.

Avila-Rosales e Alvarado (1982) propuseram um modelo de parâmetros variáveis com a frequência, o qual parte das equações de Maxwell para campos quase-estacionários, assumindo algumas hipóteses simplificadoras. O modelo foi sintetizado através de um circuito em escada. Outros autores realizaram desenvolvimentos que também levam em consideração as perdas dinâmicas, podendo ser citados Burais e Grellet (1982), Naidu (1991), De Leon e Semlyem (1994); Neves (1994); bem como Holmberg e Bergqvist (1997).

Jiles (1994) apresentou uma extensão do modelo proposto por Jiles e Atherton (1986), onde as citadas perdas são consideradas. Entretanto, o modelo apresenta dificuldade de utilização em programas de cálculo de transitórios eletromagnéticos, pois envolve equações diferenciais não-lineares de segunda ordem, bem como constantes cuja determinação requer considerável grau de esforço.

Zhu *et al.* (1993) representaram as perdas parasíticas clássicas e as perdas anômalas em núcleos magnéticos através de um resistor linear e de um resistor não-linear, respectivamente. Esses elementos são calculados a partir de expressões estabelecidas pelo modelo de Bertotti (1988), que descrevem as tais perdas em função da frequência.

2.4 Representação de Transformadores de Corrente

A primeira publicação relacionada ao estudo do desempenho dos TC's em regime transitório foi feita por Marshall e Lannguth (1929) (*apud* Wentz e Sonnemann, 1940). Estes últimos autores estudaram os efeitos causados por assimetria de correntes de defeito e sua influência no desempenho de TC's empregados em sistemas de proteção diferencial. Seeley (1943) investigou a influência do fluxo residual nesses sistemas. Sohier (1966) foi além, apresentando um desenvolvimento teórico baseado em um modelo linearizado e deduzindo uma expressão para o cálculo aproximado do tempo que o TC leva para alcançar o estado de saturação.

Wright (1968) constitui uma referência clássica no estudo dos TC's em regimes permanente e transitório. O autor dedica extensos desenvolvimentos à análise da influência do tipo de carga e do fluxo residual no núcleo magnético, analisando também o comportamento de TC's com o circuito primário representado por elementos de parâmetros distribuídos.

Wizniewsky (1972) e Smolinsky (1973) apresentaram sugestões para o projeto de TC's com intuito de melhorar o desempenho em regime transitório. Com o mesmo objetivo, Korponay (1978) estudou o desempenho de TC's com entreferro. Naidu e Swift (1986) apresentaram um modelo onde a curva de saturação é representada pelo método de linearização por partes.

O *IEEE PSRC* (1976) publicou um extenso e importante relatório onde foram abordados aspectos do desempenho de TC's em regime transitório. Também foram consideradas as influências desses transitórios em diferentes esquemas de proteção. A partir de um modelo linearizado, apresentou-se um conjunto de curvas para obtenção dos tempos de saturação dos TC's.

O *IEC* (2000) especificou quatro classes de transformadores de corrente para proteção (*TPS*, *TPX*, *TPY* e *TPZ*), bem como critérios de seleção, limites de erro em regimes permanente e transitório e métodos de teste para avaliação destes erros.

Nos trabalhos citados, a histerese e as perdas no núcleo não são consideradas, sendo a curva de saturação linearizada por partes. Apesar da simplicidade dos modelos, tais publicações constituem boa fonte de consulta preliminar para estudos aprofundados.

Representações mais precisas da curva de magnetização somente se tornaram possíveis através do emprego do computador. Funções dos mais diferentes tipos e graus de precisão foram usadas este fim (Krishnamoorthy e Venugopal, 1974; Pereira e Martinez, 1984).

Poljak e Kolibas (1988) geraram laços menores através de um conjunto de curvas obtidas por aproximação polinomial. Porém, o método proposto não é capaz de reproduzir as propriedades da histerese magnética do modo devido.

Um modelo de fácil aplicação foi proposto por Lucas *et al.* (1992) e implementado no programa *EMTDC*. Neste modelo, o ramo de magnetização é representado por um indutor não-linear com curva de saturação descrita por séries de potências não-inteiras. As perdas no núcleo são representadas por um resistor não-linear em paralelo com o ramo de magnetização.

Métodos de modelagem de núcleos magnéticos de TC's foram revisados por Tziouvaras *et al.* (2000). Neste artigo, são apresentados quatro modelos, inclusive os usados nos programas *EMTP*, *ATP* e *EMTDC*. No modelo de Jiles-Atherton, a curva anisterética é representada pela função de Frölich e pela função arco-tangente, além da função de Langevin.

Uma forma de aperfeiçoamento do modelo de Jiles–Atherton foi proposta por Annakkage *et al.* (2000), onde funções racionais são utilizadas para aproximar a curva anisterética. Os autores também propõem a modificação do coeficiente de perdas, k , o qual se torna variável, em função de um novo coeficiente e do grau de saturação do núcleo.

2.5 Correção de Distorções em Correntes Secundárias

Conrad *et al.* (1984), Kang *et al.* (1997) e Kang *et al.* (2004) apresentaram métodos de correção da corrente distorcida no enrolamento secundário do TC, onde esta última é integrada, obtendo-se o fluxo de enlace. Através do modelo de histerese desenvolvido por Frame *et al.* (1982), a corrente de magnetização é calculada e somada à corrente secundária distorcida, obtendo-se formas de onda semelhantes às formas de onda da corrente primária. No último trabalho citado, os autores utilizaram funções diferença de primeira, segunda e terceira ordem, que detectam pontos de inflexão nas formas de onda, característicos da operação do TC em regime de saturação. Deve ser observado que o método não leva em consideração as perdas dinâmicas. Isto faz com que o método seja adequado apenas a situações em que o núcleo atinge graus de saturação pronunciados, como ocorre em casos de curtos-circuitos no sistema primário.

Locci e Muscas (2001) propuseram um método de correção de correntes secundárias distorcidas com base em um modelo que considera os efeitos de histerese e de correntes parasitas. Entretanto, o modelo de histerese utilizado não é capaz de reproduzir as conhecidas propriedades apresentadas pelos laços menores (Tellinen, 1998). Além disso, a representação dos efeitos dinâmicos no núcleo é feita de modo simplificado, considerando uma parcela de corrente de perdas igual a uma constante de condutibilidade elétrica vezes a taxa da variação do fluxo em relação ao tempo. Os resultados apresentados pelos autores se limitam a casos de operação em regime permanente, onde não são alcançados elevados estágios de saturação.

Bittanti *et al.* (2001) apresentaram uma técnica onde a corrente primária pode ser reproduzida através da identificação dos parâmetros do TC pelo método dos mínimos quadrados a partir de medições de correntes distorcidas no secundário. Apesar do refinado tratamento matemático, os autores propõem um modelo de núcleo magnético que não reproduz importantes aspectos da histerese magnética em condições transitórias.

Li *et al.* (2002) propuseram um método onde a transformada de *wavelet* é empregada para reconhecer formas de onda distorcidas, sendo utilizada uma técnica de regressão no sentido de estabelecer no secundário do TC uma réplica fiel da corrente no enrolamento primário.

Técnicas de redes neurais artificiais são empregadas na correção em tempo real de correntes no secundário de TC's (Yu *et al.*, 2001; Zadeh *et al.*, 2006). Além de obterem resultados satisfatórios, os autores citam como vantagem do método o fato de que não há necessidade de modelar o núcleo magnético como é feito nos métodos convencionais, pois as características não-lineares do mesmo são assimiladas pela rede durante processo de treinamento.

2.6 Comentários

Foi realizada uma revisão das principais publicações relacionadas à modelagem de núcleos magnéticos, à representação de TC's e à correção de correntes distorcidas no secundário destes dispositivos. A conclusão a que se chega é que, a despeito da profusão de artigos que tratam de modelos de histerese e de perdas dinâmicas, não são muitos os trabalhos que aplicam as citadas ferramentas ao estudo de TC's. Levando em conta a relevância do tema, tal fato constitui motivação para que sejam efetuados desenvolvimentos visando o incremento do estado da arte de modelagem dos transformadores de corrente.

Capítulo 3

TC's em Regime Transitório

Análise Simplificada

3.1 Considerações Gerais

Apresenta-se uma análise do comportamento de TC's em regime de saturação onde são consideradas as seguintes simplificações: perdas magnéticas nulas e característica fluxo versus corrente de magnetização linearizada por partes. Isto permite a obtenção de solução analítica de uma equação diferencial que fornece o fluxo de enlace no secundário. Os efeitos de saturação causados pelas componentes alternada e contínua das correntes de curto-circuito são avaliados. Também são deduzidas expressões para o cálculo do tempo no qual o TC entra em saturação, bem como critério de estabelecimento do valor da impedância total imposta ao secundário.

3.2 Representação do Sistema Primário

Considera-se o caso em que ocorre um curto-circuito em uma linha de transmissão representada pelo circuito monofásico da Fig. 3.1, onde $u(t) = U_m \text{sen}(\omega t + \theta)$. Para $t = 0$, tem-se $u(0) = U_m \text{sen} \theta$, ou seja, o ângulo θ determina o valor da tensão no instante do curto-circuito, sendo denominado “ângulo de incidência do defeito”.

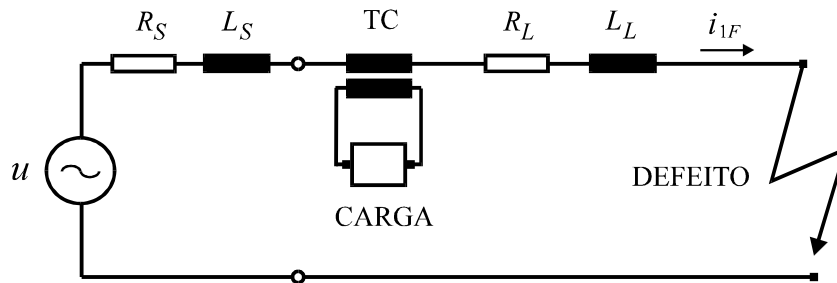


Fig. 3.1. Representação simplificada do sistema primário.

A impedância primária total é:

$$\mathbf{Z}_1 = Z_1 e^{j\phi_1} \quad (3.1)$$

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2} \quad (3.2)$$

$$R_1 = R_S + R_L \quad (3.3)$$

$$L_1 = L_S + L_L \quad (3.4)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_1}{R_1} \right) \quad (3.5)$$

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

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad (3.6)$$

Assim, pode-se escrever para o circuito:

$$L_1 \frac{di_{1F}}{dt} + R_1 i_{1F} = U_m \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (3.7)$$

Supondo que o curto-circuito indicado na Fig. 3.1 ocorre em $t = 0$ e que o valor instantâneo da corrente pré-falta é $i_{1F}(0) = I_0$, a solução de (3.7) é (Rao, 1979):

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} \text{sen}(\omega t + \theta - \phi_1) + \left[I_0 - \frac{U_m}{Z_1} \text{sen}(\theta - \phi_1) \right] e^{-t/T_1} \quad (3.8)$$

A corrente i_{1F} possui duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra contínua, com decréscimo exponencial, como mostra a Fig. 3.2.

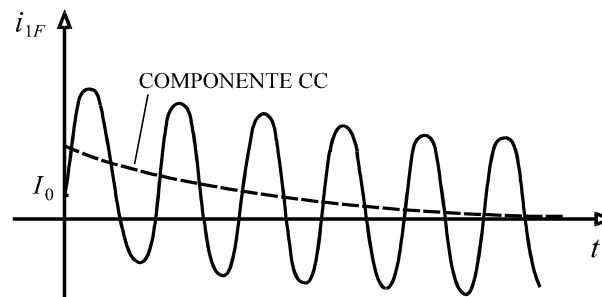


Fig. 3.2. Corrente assimétrica de curto-circuito.

A suposição de que $\theta - \phi_1 = -\pi/2$ em (3.8) representa a situação mais pessimista, uma vez que a componente contínua de i_{1F} assume o máximo valor possível. Em linhas de transmissão de alta tensão, o ângulo ϕ_1 torna-se mais próximo de 90° à medida que a tensão nominal das mesmas aumenta. Nestes sistemas, conclui-se que a máxima assimetria da corrente de curto-circuito (condição mais desfavorável de ocorrência do defeito) 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 (3.8); assim, resulta:

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) \quad (3.9)$$

3.3 Representação do Transformador de Corrente

3.3.1 Considerações Gerais

Neste modelo são desprezadas as capacitâncias dos enrolamentos, a resistência e a indutância do enrolamento primário e as perdas no núcleo. A Fig. 3.3 ilustra o circuito elétrico equivalente.

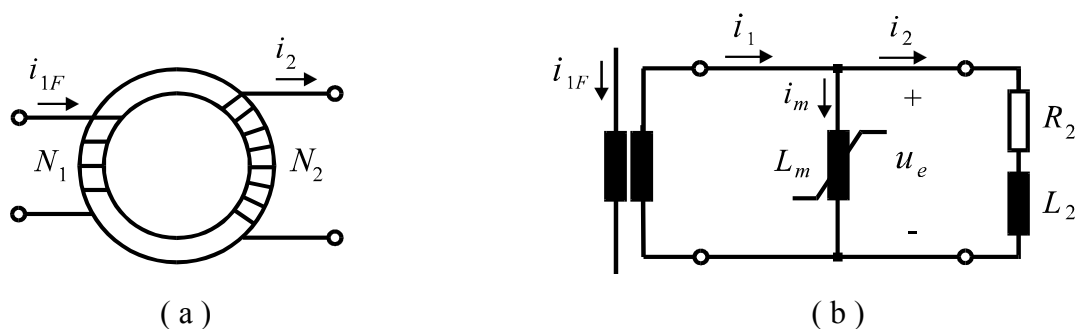


Fig. 3.3. (a) Transformador de corrente; (b) circuito elétrico equivalente simplificado.

Designa-se por N_1 e N_2 os números de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente; R_2 é a resistência do secundário e L_2 é a indutância de dispersão do referido enrolamento; L_m é a indutância de magnetização do núcleo. Outra aproximação consiste em linearizar por partes a curva de magnetização, como mostra a Fig. 3.4.

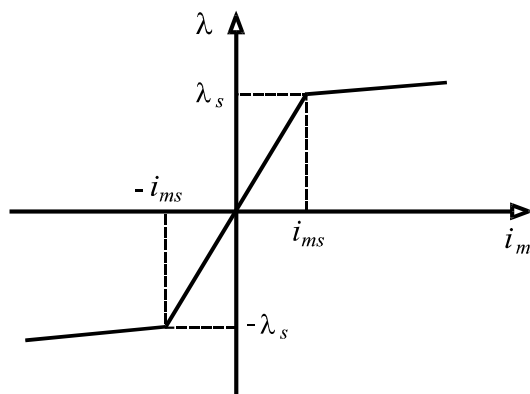


Fig. 3.4. Curva de magnetização linearizada por partes.

3.3.2 Desempenho em Regime Não-Saturado

Em relação ao circuito da Fig. 3.3 (b), considerando $-\lambda_s \leq \lambda \leq \lambda_s$, pode-se escrever para o fluxo de enlace no secundário:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \tag{3.10}$$

Sendo H a intensidade de campo, l o comprimento médio da trajetória magnética, B a densidade de fluxo, μ a permeabilidade magnética e A é a área de seção reta do núcleo, tem-se:

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

$$H = \frac{B}{\mu} = \frac{\lambda}{\mu N_2 A} \quad (3.12)$$

Substituindo (3.12) em (3.11):

$$i_2 = \frac{N_1}{N_2} i_{1F} - \left(\frac{l}{\mu N_2^2 A} \right) \lambda \quad (3.13)$$

A indutância de magnetização do núcleo é dada por:

$$L_m = \frac{\mu N_2^2 A}{l} \quad (3.14)$$

Fazendo $k_N = N_2 / N_1$, obtém-se de (3.13) e (3.14):

$$i_2 = \frac{i_{1F}}{k_N} - \frac{1}{L_m} \lambda \quad (3.15)$$

Substituindo (3.15) em (3.10), resulta:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 \frac{i_{1F}}{k_N} - \frac{R_2}{L_m} \lambda + L_2 \frac{1}{k_N} \frac{di_{1F}}{dt} - \frac{L_2}{L_m} \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.16)$$

Aplicando transformada de Laplace em (3.9) e em (3.16):

$$I_{1F}(s) = \frac{U_m}{Z_1} \left(\frac{1}{s + 1/T_1} - \frac{s}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (3.17)$$

$$\left(\frac{L_2 + L_m}{L_m} s + \frac{R_2}{L_m} \right) \lambda(s) = \frac{R_2 + s L_2}{k_N} I_{1F}(s) \quad (3.18)$$

Substituindo (3.17) em (3.18), obtém-se:

$$\frac{L_2 + L_m}{L_m} \left(s + \frac{R_2}{L_2 + L_m} \right) \lambda(s) = \frac{U_m L_2}{k_N Z_1} \left(s + \frac{R_2}{L_2} \right) \left(\frac{1}{s + 1/T_1} - \frac{s}{s^2 + \omega^2} \right) \quad (3.19)$$

A seguir, são consideradas as seguintes constantes:

$$k_1 = \frac{U_m}{k_N Z_1} \quad (3.20)$$

$$k_2 = \frac{R_2}{L_2} \quad (3.21)$$

$$k_3 = \frac{R_2}{L_2 + L_m} \quad (3.22)$$

$$k_4 = \frac{1}{T_1} \quad (3.23)$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (3.24)$$

$$Z_2' = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 (L_2 + L_m)^2} \quad (3.25)$$

$$\phi_2 = \cos^{-1} \left(\frac{R_2}{Z_2} \right) \quad (3.26)$$

$$\phi_3 = \tan^{-1} \left[\frac{\omega (L_2 + L_m)}{R_2} \right] \quad (3.27)$$

Das equações (3.19) até (3.27), efetuando algumas manipulações algébricas e retornando ao domínio do tempo, obtém-se (IEEE PSRC, 1976):

$$\lambda = k_1 L_m \left[\frac{R_2}{L_2 + L_m} \frac{e^{-k_3 t} - e^{-k_4 t}}{k_4 - k_3} + \frac{L_2}{L_2 + L_m} \frac{k_4 e^{-k_4 t} - k_3 e^{-k_3 t}}{k_4 - k_3} + \frac{L_2 k_3 (k_2 - k_3) e^{-k_3 t}}{(L_2 + L_m)(k_3^2 + \omega^2)} - \frac{Z_2}{Z_2'} \cos(\omega t + \phi_2 - \phi_3) \right] \quad (3.28)$$

Nesta análise, supõe-se que o TC opera inicialmente na região não-saturada, com indutância L_m constante, tal que $L_m \gg L_2$ e $\omega L_m \gg R_2$. Isto permite fazer $Z_2' \approx \omega L_m$ em (3.25) e $\phi_3 \approx \pi / 2$ em (3.27), bem como desprezar o segundo e o terceiro termo de (3.28); assim, tem-se:

$$\lambda = \frac{k_1 R_2}{\omega} \left[\omega \frac{e^{-k_3 t} - e^{-k_4 t}}{k_4 - k_3} - \frac{Z_2}{R_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad (3.29)$$

De (3.20) e (3.22), pode-se escrever:

$$k_1 = \frac{U_m}{k_N Z_1} = \frac{\sqrt{2} I_{1F}}{k_N} \quad (3.30)$$

$$k_3 = \frac{R_2}{L_2 + L_m} \cong \frac{R_2}{L_m} = \frac{1}{T_2} \quad (3.31)$$

I_{1F} é o valor eficaz da componente simétrica da corrente de curto-circuito e $T_2 = L_m / R_2$ é a constante de tempo secundária. Substituindo (3.23), (3.26), (3.30) e (3.31) em (3.29), resulta:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} I_{1F} R_2}{\omega k_N} \left[\frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad (3.32)$$

A equação (3.32) descreve a curva indicada com traço cheio na Fig. 3.5, que corresponde à soma de uma componente alternada senoidal com uma componente contínua transitória, associadas às componentes senoidal e exponencial de i_{1F} , respectivamente. Assim, o núcleo do TC pode estar submetido a dois diferentes tipos de sobrefluxo. Os fatores de influência no caso do sobrefluxo causado pela componente alternada de i_{1F} são: o valor eficaz desta componente e a impedância da carga ligada ao secundário. No caso do sobrefluxo causada pela componente contínua, além dos fatores citados, as constantes T_1 e T_2 são de fundamental importância.

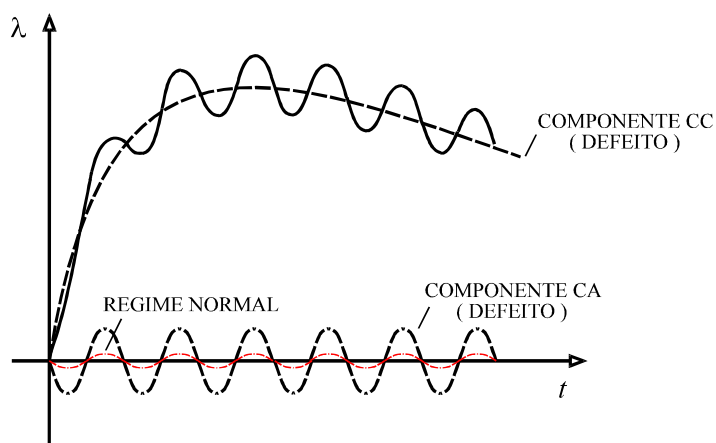


Fig. 3.5. Fluxo de enlace λ no núcleo do TC em condição de curto-circuito no primário.

3.3.3 Desempenho em Regime Saturado

Na Fig. 3.6, por simplicidade, considera-se um TC com carga puramente resistiva, assim como $N_1 = N_2$. Observa-se que o efeito de saturação no núcleo faz com que o fluxo imposto pela fonte não cresça muito além do valor λ_s indicado.

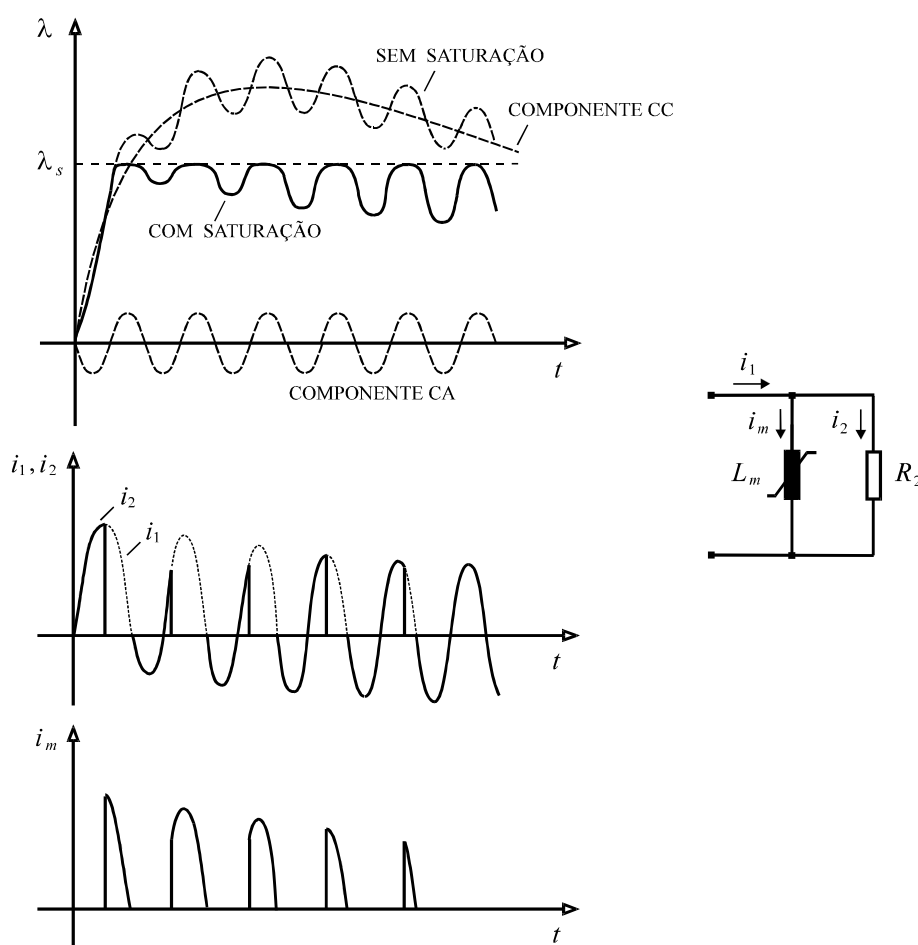


Fig. 3.6. Fluxo de enlace e correntes primária (i_1), secundária (i_2) e de magnetização (i_m).

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 de modo drástico. 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 .

Os TC's de proteção devem operar em regime normal com baixas densidades de fluxo no núcleo (menos de 0,1 T). As normas NBR 6856 – ABNT (1992) e *IEEE Std. C57.13* - (1993) estabelecem um fator de sobrecorrente igual a 20, permitindo que os TC's possam operar com correntes de curtos-circuitos na rede 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.

A Fig. 3.7 ilustra ondas de corrente primária e de correntes secundárias correspondentes a dois diferentes valores da impedância Z_2 ($1,10 + j 0,08 \Omega$ e $0,63 + j 0,90 \Omega$) ligada a um TC de relação nominal 1: 1, sendo $i_{1F} = i_1$. Neste caso, a constante de tempo primária é $T_1 = 26,5$ ms e o ângulo de incidência do defeito é $\theta = 0^\circ$.

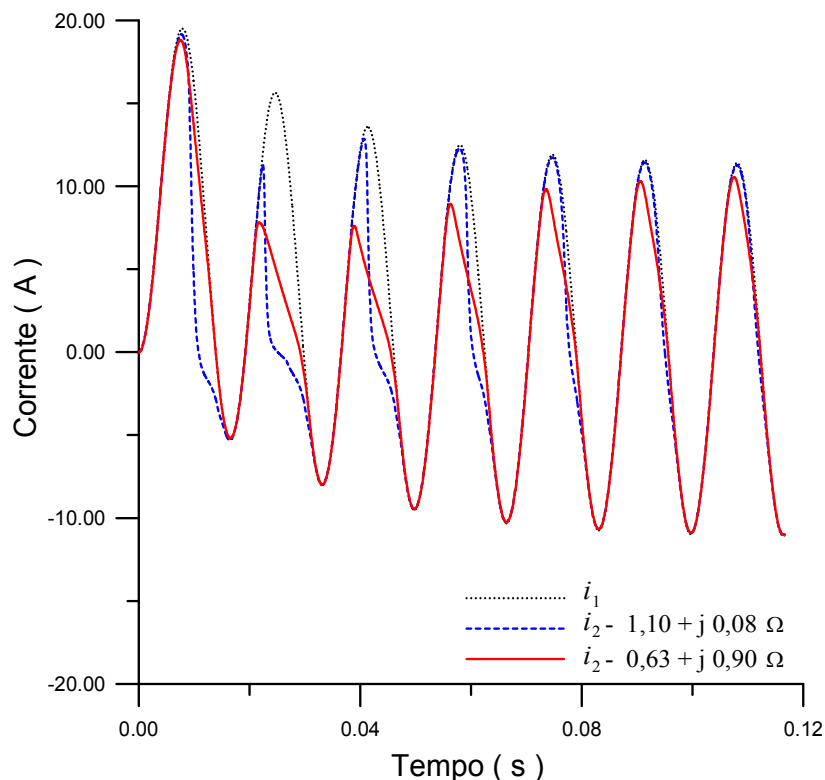


Fig. 3.7. Saturação causada pela componente CC de λ , $\theta = 0^\circ$.

Observa-se que a saturação é causada apenas pela componente CC do fluxo, pois à medida que o tempo aumenta, a mesma é atenuada e a onda da corrente de curto-circuito refletida para o secundário tende a assumir a forma senoidal. Assim, o TC acha-se adequadamente dimensionado apenas para a componente alternada de i_{1F} .

Outro fato importante é que, ao contrário do que ocorre em relação à impedância $1,10 + j 0,08 \Omega$, a corrente i_2 em $0,63 + j 0,90 \Omega$ não cai de modo rápido para zero durante os períodos em que o núcleo entra em regime de saturação. Isto se deve ao fato de que, na segunda impedância, o elevado valor da indutância implica em oposição a variações abruptas de i_2 .

Foi afirmado que a assimetria da corrente de curto-circuito é mínima quando o ângulo de incidência do defeito, θ , é próximo de 90° . A Fig. 3.8 ilustra um caso onde o curto-circuito ocorre para $\theta = 84^\circ$, o que praticamente implica na eliminação na componente CC da corrente primária. Porém, como a impedância da carga no secundário do TC é aumentada para $6,00 + j 0,10 \Omega$, há saturação em regime permanente, causada apenas pela componente alternada de i_1 .

Aumentando-se ainda uma vez a impedância da carga para $18,0 + j 0,10 \Omega$, a saturação torna-se mais intensa, causando maior grau de distorção em i_2 , como é indicado a Fig. 3.9.

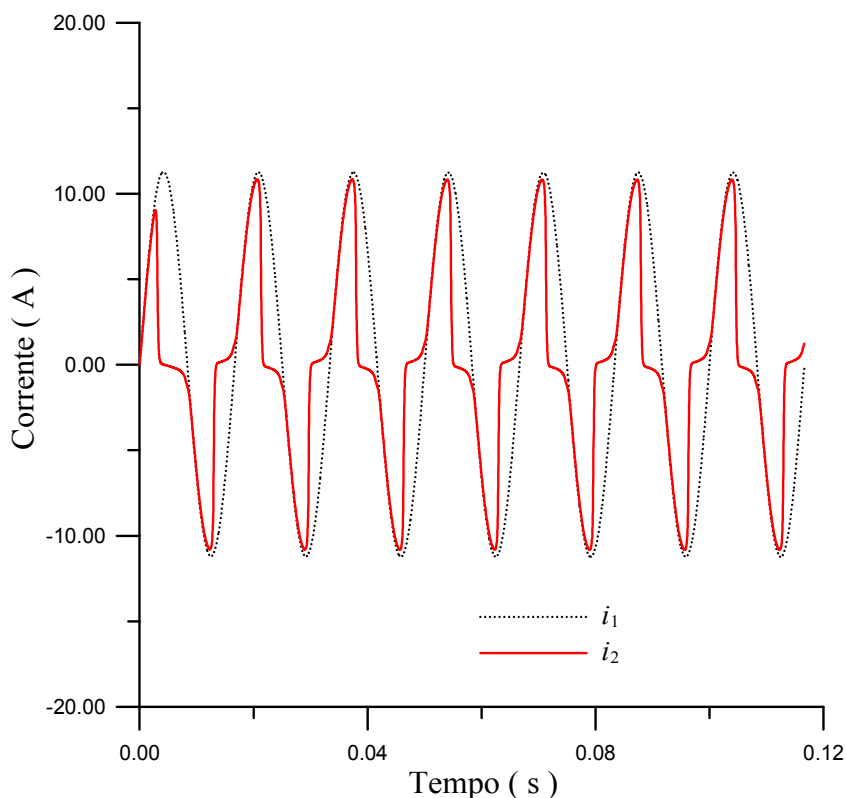


Fig. 3.8. Saturação causada pela componente CA de λ ($\theta = 84^\circ$, $Z_2 = 6,00 + j 0,10 \Omega$).

A Fig. 3.10 ilustra uma situação onde $\theta = 0^\circ$ e a impedância do TC é $Z_2 = 5,00 + j 0,10 \Omega$. Neste caso, os efeitos da assimetria da corrente e da alta impedância no enrolamento secundário fazem com que ocorram de modo simultâneo os fenômenos de saturação em CA e em CC.

A saturação causada pela componente CC do fluxo pode ser irrelevante em relação aos relés temporizados se o tempo de intervenção dos mesmos for tal que, no instante de atuação, a referida componente já se achar atenuada, o que não ocorre nos relés de atuação rápida.

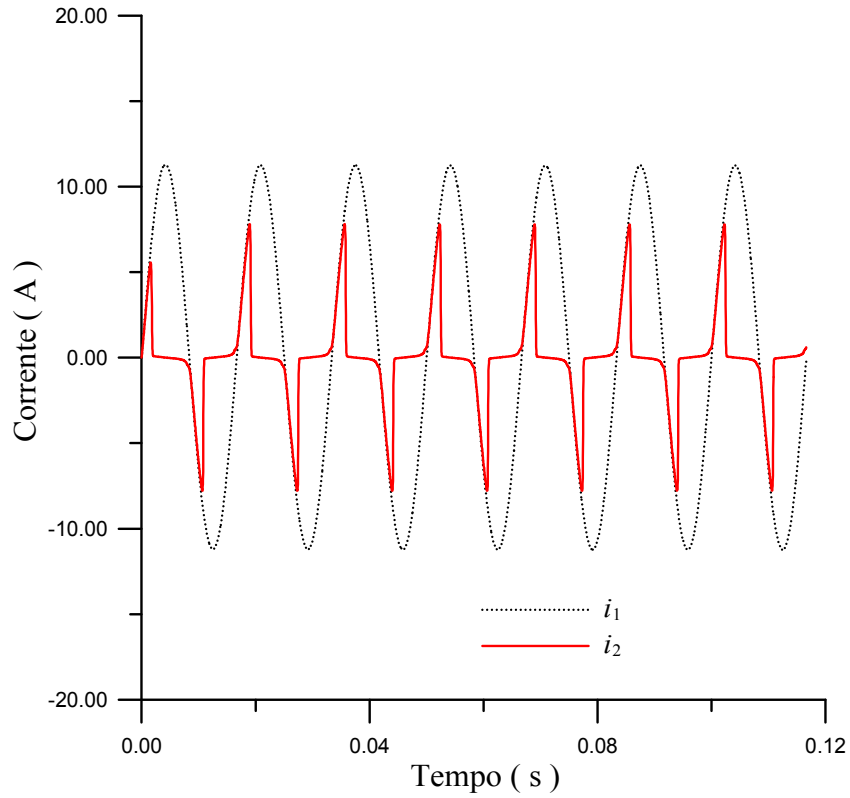


Fig. 3.9. Saturação causada pela componente CA de λ ($\theta = 84^\circ$, $Z_2 = 18,00 + j 0,10 \Omega$).

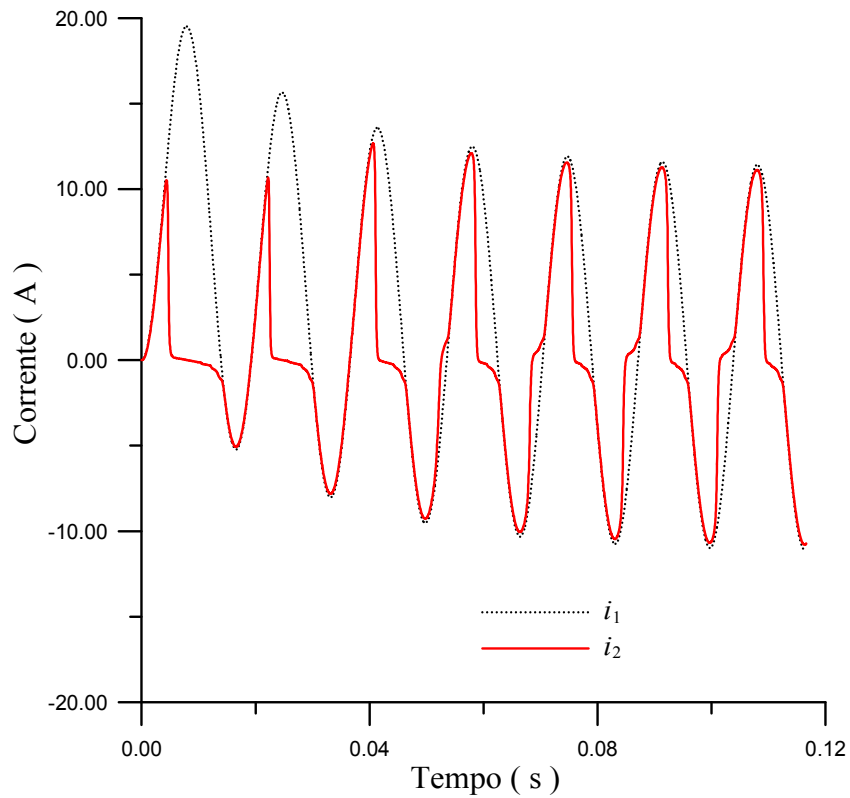


Fig. 3.10. Saturação causada pelas componentes CA e CC de λ ($\theta = 84^\circ$, $Z_2 = 5,00 + j 0,10 \Omega$).

3.4 Erros nos TC's de Proteção

3.4.1 Erro de Relação

O erro de fase não é levado em consideração nos TC's de proteção. Considerando a Fig. 3.3, a NBR 6856 da ABNT (1992) determina que o erro de relação percentual deva ser calculado por:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{I_m}{I_2} \quad (3.33)$$

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

3.4.2 Curva de Excitação Secundária e Erro de Relação

Os fabricantes fornecem curvas de U_e versus I_m (valores eficazes), chamadas “curvas de excitação secundária”, normalmente traçadas em escalas logarítmicas, como indica a Fig. 3.11.

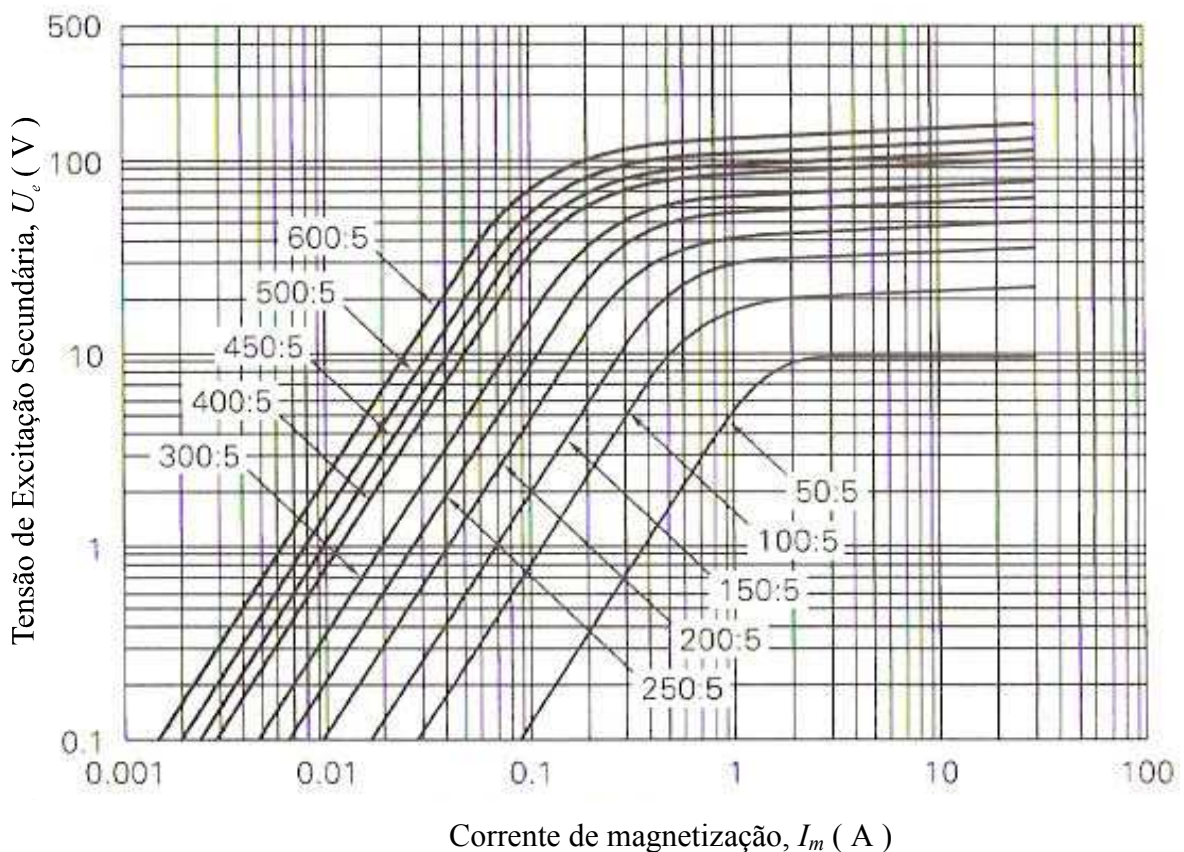


Fig. 3.11. Curva de excitação secundária; TC com diferentes relações de transformação.

No circuito da Fig. 3.3, para valores previamente estabelecidos da corrente e da impedância no enrolamento secundário, é efetuado o seguinte procedimento para o cálculo dos erros:

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

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

Etapa 3: Calculam-se os erros pela equação (3.33).

Caso a curva de excitação secundária não seja disponível, a mesma pode ser obtida por ensaio em laboratório, como é mostrado na Fig. 3.12. 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.

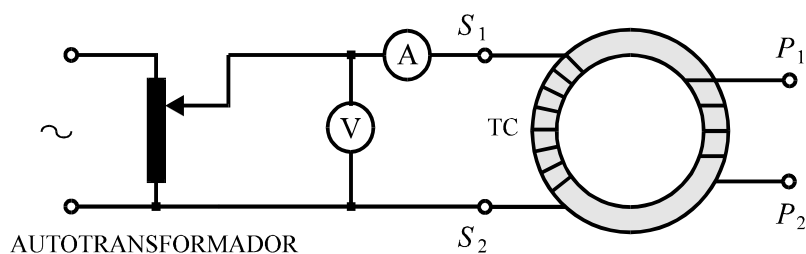


Fig. 3.12. Curva de excitação secundária para diferentes TC's.

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° . A norma do *IEC Std. 60044-1* (2000), mais adotada na Europa, define este ponto como aquele em que um acréscimo de 10% de U_e causa um acréscimo de 50% em I_m . Normalmente, o ponto de joelho definido pelo *IEC* situa-se acima do definido pelo *IEEE*, como é ilustrado na Fig. 3.13.

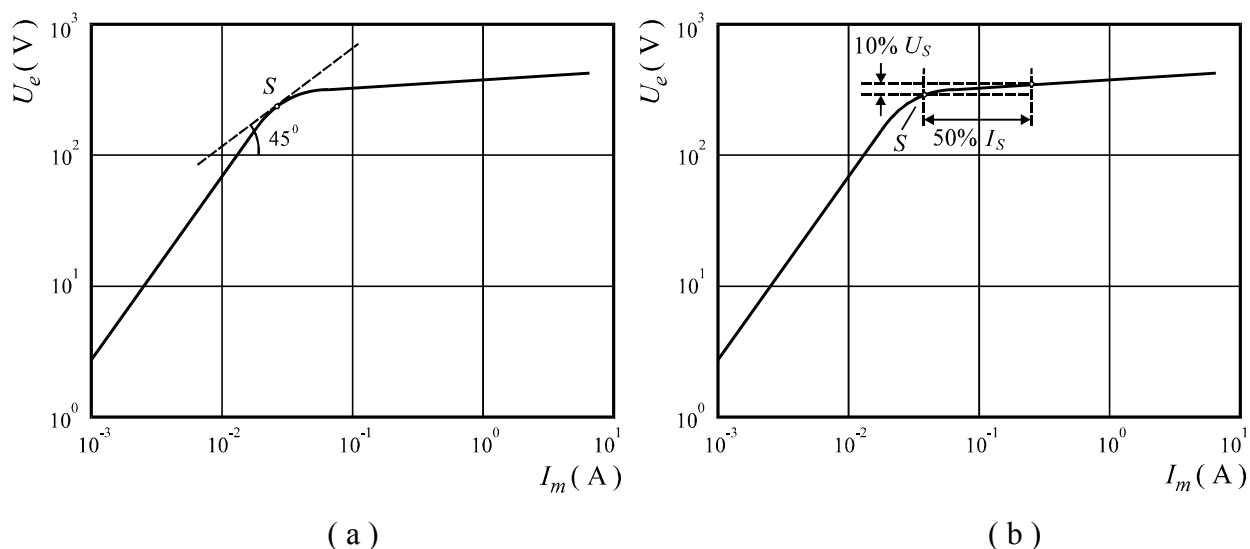


Fig. 3.13. Definições de ponto de joelho – (a) *IEEE* ; (b) *IEC*.

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

Uma observação importante é que a definição de erro apresentada baseia-se em representação fasorial da corrente, o que não faz sentido quando são considerados os instantes iniciais de um defeito, pois neste caso as ondas de corrente primária e secundária apresentam formas acentuadamente não senoidais. Para esta situação, são definidos no Capítulo 7 os conceitos de “erro amostral” e de “erro composto”.

3.4.3 Classes de Exatidão dos TC's de Proteção

A NBR 6856 - ABNT (1992) estabelece as classes de exatidão 5 e 10 para os TC's de proteção. Considera-se que um TC acha-se dentro de sua classe de exatidão quando o seu erro de relação percentual dado por (3.33) não exceda o valor especificado, desde a corrente secundária nominal I_{2N} até uma corrente igual a $20 I_{2N}$, para qualquer carga igual ou inferior à nominal.

3.5 Considerações Adicionais

Os TC's são capazes de reproduzir de forma precisa correntes de curtos-circuitos com componentes CC exponenciais por certo tempo antes do núcleo magnético saturar. O tempo que o TC leva para entrar no estado de saturação, t_S , é importante no projeto e aplicação de relés de proteção. A seguir, são desenvolvidas expressões que determinam t_S de modo aproximado.

As linhas de transmissão aéreas possuem constantes de tempo $T_1 = L_1/R_1$ cujos valores variam em função de suas tensões nominais, como é mostrado a seguir (WESTINGHOUSE, 1979):

- 69 a 230 kV – 4,6 a 15 ms;
- 230 kV e acima – 10 a 30 ms.

Por outro lado, os TC's usados nos referidos sistemas apresentam constantes de tempo $T_2 \gg T_1$ (um valor típico em 230 kV é $T_2 = L_m / R_2 = 5$ s). Assim, em relação à equação (3.32), tem-se:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} I_{1F} R_2}{\omega k_N} \left[\frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (1 - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad (3.34)$$

Outra aproximação (pessimista) consiste em fazer $\text{sen}(\omega t + \phi_2) = -1$, o que resulta em:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} I_{1F} R_2}{\omega k_N} \left[\frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (1 - e^{-t/T_1}) + \frac{1}{\cos \phi_2} \right] \quad (3.35)$$

O TC entrará no estado de saturação quando o fluxo de enlace no secundário for maior que

$$\lambda_s = \frac{\sqrt{2}U_s}{\omega} \quad (3.36)$$

onde U_s é a tensão do ponto de joelho da curva de excitação secundária, determinado de acordo com o critério da norma americana *IEEE Std. C57.13* (1993), descrito no item 3.4.2.

Designando como t_s o intervalo de tempo entre o instante de ocorrência do defeito e o instante em que o TC satura, tem-se de (3.35) e (3.36):

$$t_s = -T_1 \cdot \ln \left[1 - \frac{T_2 - T_1}{\omega T_1 T_2} \left(\frac{k_N U_s}{R_2 I_{1F}} - \frac{1}{\cos \phi_2} \right) \right] \quad (3.37)$$

Outro método para calcular t_s consiste em substituir (3.36) em (3.32), resultando em:

$$f(t_s) = \frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t_s/T_2} - e^{-t_s/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t_s + \phi_2) - \frac{k_N U_s}{R_2 I_{1F}} = 0 \quad (3.38)$$

Esta equação pode ser resolvida de modo iterativo pelo método de Newton-Raphson.

Um critério usual para prevenir o fenômeno de saturação dos TC's é descrito a seguir (Zocholl, 2004). O mesmo é desenvolvido a partir da expressão que fornece a tensão de excitação secundária, ou seja:

$$u_e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.39)$$

De (3.9) e (3.39), pode-se escrever para $t = t_s$:

$$\lambda_s = \frac{\sqrt{2} Z_2 I_{1F}}{k_N} \int_0^{t_s} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) dt \quad (3.40)$$

Substituindo (3.36) em (3.40) e resolvendo a integral:

$$U_s = \frac{Z_2 I_{1F}}{k_N} \left[\frac{\omega L_1}{R_1} (1 - e^{-t_s/T_1}) - \text{sen} \omega t_s \right] \quad (3.41)$$

Tomando o valor máximo do termo entre colchetes:

$$U_s = \frac{Z_2 I_{1F}}{k_N} \left(1 + \frac{X_1}{R_1} \right) \quad (3.42)$$

Associando o índice N aos valores nominais do TC, para que o mesmo não sature, deve cumprir-se a seguinte relação:

$$20 I_{2N} Z_{2N} \geq \frac{Z_2 I_{1F}}{k_N} \left(1 + \frac{X_1}{R_1} \right) \quad (3.43)$$

$$\frac{Z_2}{Z_{2N}} \leq \frac{20}{(1 + X_1/R_1)} \cdot \frac{k_N I_{2N}}{I_{1F}} = \frac{20}{(1 + X_1/R_1)} \cdot \frac{I_{1N}}{I_{1F}} \quad (3.44)$$

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

$$Z_{2, PU} \leq \frac{20}{(1 + X_1 / R_1) I_{1F, PU}}. \quad (3.45)$$

3.6 Comentários

O problema do surgimento de correntes distorcidas no secundário de transformadores de corrente deve-se às propriedades não-lineares dos núcleos magnéticos, sendo a saturação a mais importante. Tal propriedade foi considerada de forma simplificada neste capítulo, assumindo-se perdas magnéticas desprezíveis e curva de saturação composta por três segmentos de reta com diferentes inclinações nas regiões saturada e não-saturada. Como resultado, obteve-se uma expressão para o fluxo de enlace que também permite calcular o tempo que o núcleo leva para entrar em regime de saturação. Tal expressão descreve a curva de traço cheio da Fig. 3.5, de caráter meramente ilustrativo, a qual apresenta componentes CA e CC em escalas não necessariamente realísticas. Também foi descrito um critério para evitar que o TC sature, o qual se baseia na limitação da impedância imposta ao enrolamento secundário.

Apesar da simplicidade do modelo, a formulação exposta constitui excelente maneira de proporcionar uma visão preliminar do tema.

Capítulo 4

Materiais Ferromagnéticos

4.1 Considerações Gerais

Quando a intensidade de campo em um núcleo magnético é variada de modo quase-estático em uma ampla faixa de valores, o resultado é a ocorrência dos fenômenos de saturação e de histerese, o que causa perdas de energia. Em corrente alternada, quando a frequência aumenta, surgem as correntes parasitas (correntes de Foucault), classicamente calculadas supondo-se homogeneidade do material e uniformidade do fluxo na seção reta do núcleo. Porém, é constatado que as perdas magnéticas totais medidas são maiores que a soma das perdas histeréticas e das perdas parasíticas clássicas. A parcela em excesso é denominada “perdas anômalas”.

A seguir, apresenta-se um estudo destes fenômenos, com vistas à modelagem dos mesmos. Um tratamento rigoroso requer incursões na área de física do estado sólido, o que é evitado. A abordagem limita-se a aspectos compatíveis com os propósitos de um trabalho de engenharia.

4.2 Saturação

A saturação é o fenômeno mais importante que ocorre nos materiais ferromagnéticos. O mesmo se manifesta de modo que, após certo valor de intensidade de campo aplicado ao material, iguais incrementos desta grandeza implicam em acréscimos cada vez menores nos valores de densidade de fluxo. A Fig. 4.1 mostra o processo de magnetização de um material cujos grãos apresentam orientações espontâneas entre domínios vizinhos que formam ângulos de 90° entre si. A curva $B - H$ mostrada é denominada “curva de magnetização inicial”. Para esta característica não-linear, define-se “permeabilidade incremental” como sendo:

$$\mu_i = \frac{dB}{dH} \quad (4.1)$$

De 0 a A (zona de Rayleigh), estabelece-se o crescimento dos domínios mais alinhados segundo a direção do campo aplicado, realizado às expensas daqueles dispostos em direções menos concordantes. Nesta região da curva, os deslocamentos são reversíveis, ou seja, as paredes sofrem apenas um encurvamento sem que suas extremidades se despreguem dos locais onde se acham presas, podendo retornar à sua forma original se o campo for reduzido a zero.

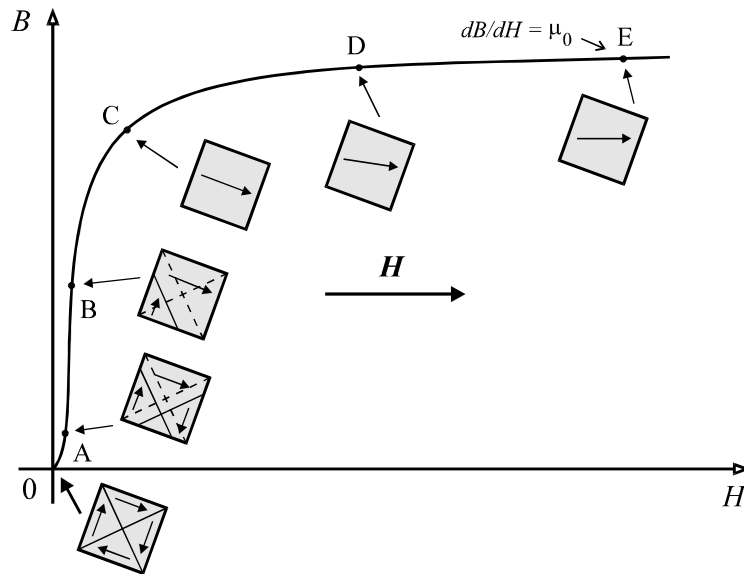


Fig. 4.1. Processo de magnetização inicial de um material ferromagnético.

De A a B prossegue o deslocamento das paredes dos domínios, despregando-se as mesmas dos locais prendedores. Entretanto, este processo é irreversível, pois se o campo for reduzido a zero, a curva $0AB$ não será mais percorrida. Isto implica no fenômeno de histerese, descrito mais adiante. A partir do ponto C, observa-se que iguais incrementos de H implicam em variações cada vez menores de B . Nesta região, o processo de magnetização é realizado pela rotação dos domínios. Assim, o material entra em estado de saturação. Ao ser atingido o completo alinhamento dos domínios, a permeabilidade incremental alcança o valor da permeabilidade no ar.

4.3 Histerese

4.3.1 Descrição Geral do Fenômeno

Na Fig. 4.2 é mostrado um núcleo toroidal inicialmente desmagnetizado. A fonte fornece tensão contínua, variável e reversível que, ao ser aumentada a partir de $H = 0$, leva o material ao estado de saturação.

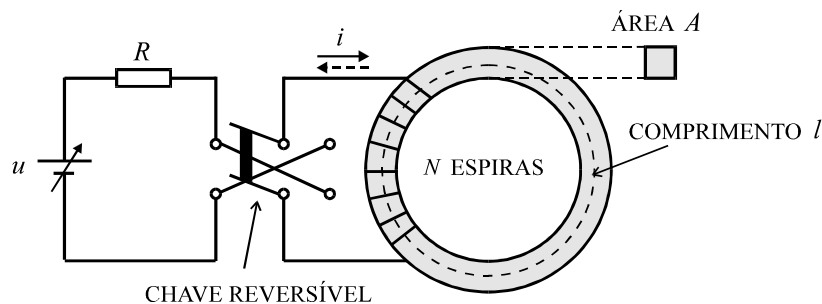


Fig. 4.2. Núcleo magnético excitado em corrente contínua.

Na Fig. 7.3, se H é reduzido a partir de S_+ , a trajetória descrita tende para o ponto R_+ , não coincidindo com a curva de magnetização inicial. Variando-se H de modo lento, cíclico e simétrico, é produzida uma curva sigmóide fechada, conhecida como "laço de histerese".

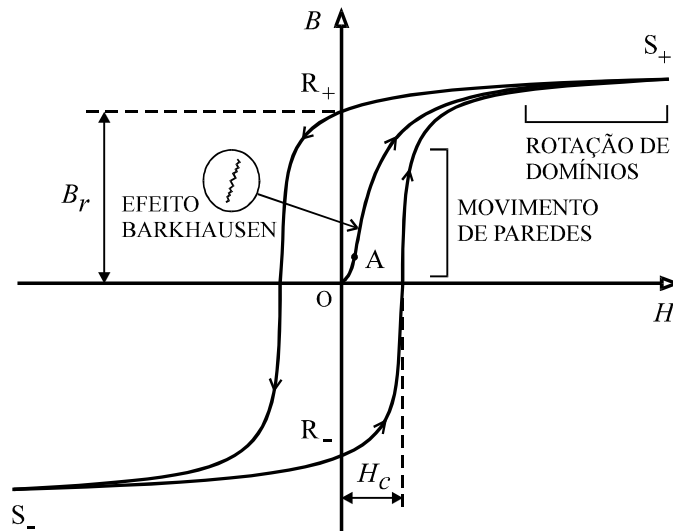


Fig. 4.3. Laço de histerese de um material ferromagnético.

Denomina-se “indução remanescente” a indução existente no material quando o campo magnético aplicado é reduzido a zero. Se o material foi anteriormente levado à saturação, a indução remanescente é chamado de “remanência” (B_r). Assim, a remanência é o máximo valor que a indução remanescente pode alcançar.

Denomina-se “força coercitiva” o valor do campo reverso necessário para anular a indução no material, a partir da indução remanescente. Se essa indução remanescente for igual à remanência, a força coercitiva denomina-se “coercitividade” (H_c).

4.3.2 Perdas por Histerese

Como foi descrito, o primeiro estágio do processo de magnetização de um material realiza-se com o encurvamento das paredes dos domínios, existindo um impedimento ao livre movimento das mesmas. Os fatores que contribuem para isto são as fronteiras dos grãos, as imperfeições cristalográficas e as partículas de impurezas não-magnéticas, denominadas “locais prendedores”. Assim, estabelece-se uma tendência de que as extremidades das paredes fiquem presas a esses locais, de modo que, para ocorrer desprendimento, haja necessidade de fornecimento de uma parcela extra de energia, correspondente às perdas por histerese. Para baixos campos magnéticos aplicados, as paredes de baixa energia, presas às fronteiras do grão, inicialmente assumem uma forma curva, como mostra a Fig. 4.4.

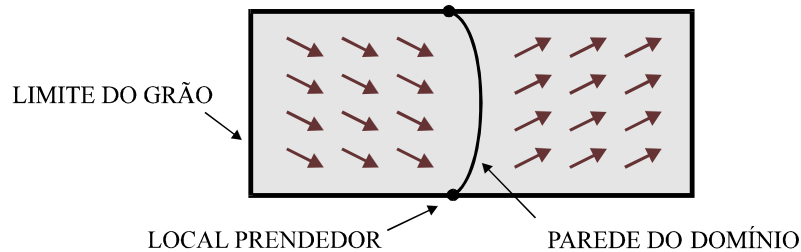


Fig. 4.4. Encurvamento das paredes dos domínios.

Esse processo é reversível, pois, ao se reduzir o campo para um valor nulo, a parede volta a sua posição original, desde que seu raio de curvatura não alcance um valor crítico. Tal comportamento caracteriza a região 0A do laço da Fig. 4.3. Além de A, a parede se desprende e salta para outros locais de prendimento, realizando-se um processo irreversível. Tal fenômeno, conhecido como “efeito Barkhausen”, pode ser detectado na forma de som (pequenos estalos) por um equipamento de áudio de alta sensibilidade. No caso das paredes de elevada energia, elas praticamente não se encurvam ao se desprenderem, assumindo uma forma aproximadamente planar enquanto o movimento se processa. Assim, pode-se dizer que a histerese decorre de uma espécie de viscosidade intermolecular a qual exerce uma oposição ao movimento das paredes de Bloch.

A área no interior do laço representa as perdas volumétricas, em J/m^3 (MIT, 1943). Nas especificações industriais de aços usados em aplicações elétricas, é mais usual fornecer as perdas, em W / kg , que podem ser calculadas pela fórmula empírica de Steinmetz:

$$p_h = k_1 f B_m^{k_2} \quad (4.2)$$

k_1 e k_2 são constantes que dependem do tipo de material magnético.

4.3.3 Histerese em Condições de Distorção e Assimetria

Quando o campo magnético aplicado varia de modo cíclico e simétrico, obtém-se um laço fechado e também simétrico. Ao se levar o material a um estado de saturação pronunciado, obtém-se o “laço maior de histerese” ou “laço limite”, onde estão contidas todas as possíveis trajetórias magnéticas simétricas e assimétricas.

Quando o material é magnetizado de forma assimétrica, a representação do efeito de histerese constitui uma tarefa de considerável grau de complexidade. A dificuldade de se obter um modelo preciso para tal efeito deve-se ao fato de que um mesmo valor de campo magnético aplicado pode corresponder a infinitos valores de indução magnética, dependentes da história do processo de magnetização. Nestas condições, uma trajetória típica é mostrada na Fig. 4.5, onde diferentes valores de pico de intensidade de campo ocasionam o surgimento de laços menores.

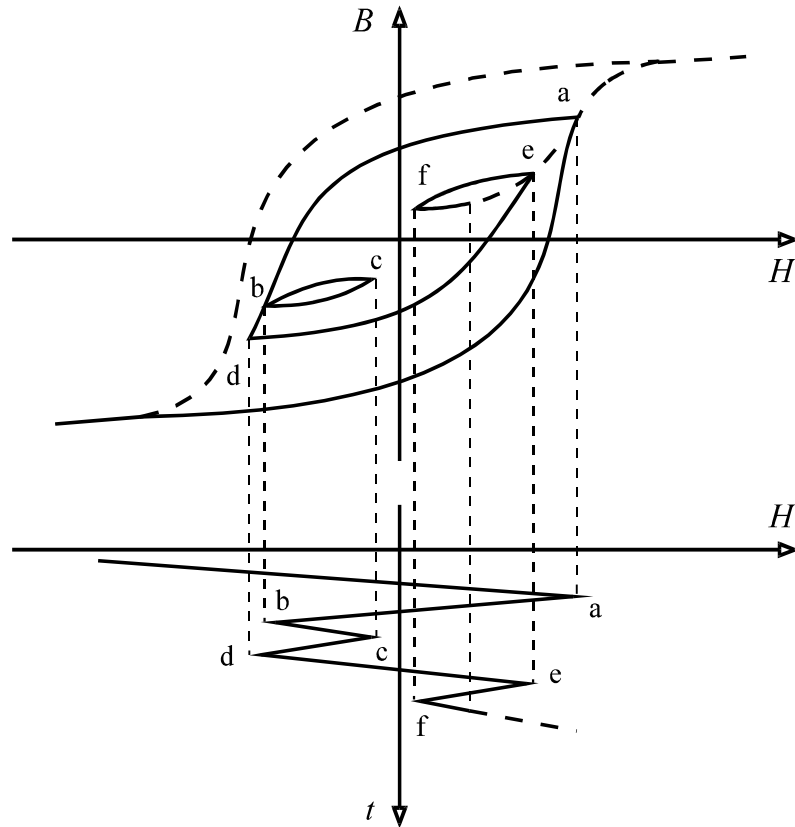


Fig. 4.5. Trajetória descrita no plano $B - H$ com formação de laços menores e assimétricos.

A fim de descrever o fenômeno de histerese em condições arbitrárias de excitação, foram realizadas medições em laboratório que permitiram o estabelecimento das regras de Madelung (Zirka e Moroz, 1995). Essas regras são citadas a seguir:

- Regra 1: Todas as trajetórias descritas no plano $B - H$ acham-se no interior do laço maior.
- Regra 2: A forma de qualquer uma dessas trajetórias depende apenas das coordenadas do último ponto no qual a dH / dt mudou de sinal (ponto de reversão).
- Regra 3: O alvo de cada trajetória é o penúltimo ponto de reversão, indicando que o lugar geométrico descrito no plano $B-H$ depende da história do processo de magnetização (regra de fechamento).
- Regra 4: Quando um laço menor é fechado e H continua a aumentar, o mesmo passa a não ter mais nenhuma influência nas trajetórias subsequentes. Assim, o laço menor é “esquecido” e a trajetória prossegue segundo o laço anteriormente originado (regra de remoção ou eliminação).

A Fig. 4.6 mostra conjuntos de trajetórias similares às obtidas em laboratório (Janssens, 1977). Observa-se que as trajetórias $a-b-c-d$ e $a'-c'-a'$ são praticamente coincidentes no trecho $c-b$. Isto corrobora a regra 2. Também é observado o cumprimento da regra 3.

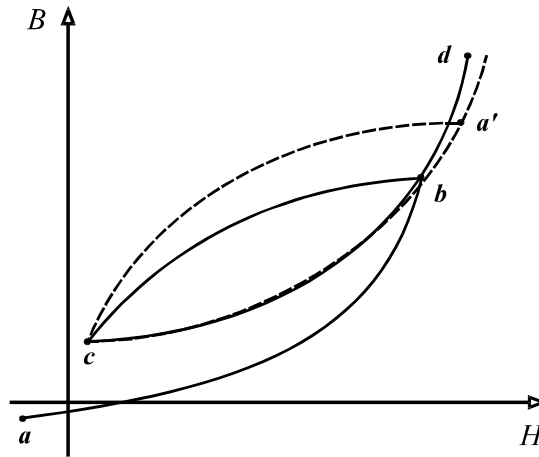


Fig. 4.6. Trajetórias no plano B - H obtidas experimentalmente (Janssens, 1977).

A Fig. 4.7 mostra trajetórias obtidas experimentalmente (Frame *et al.*,1982).

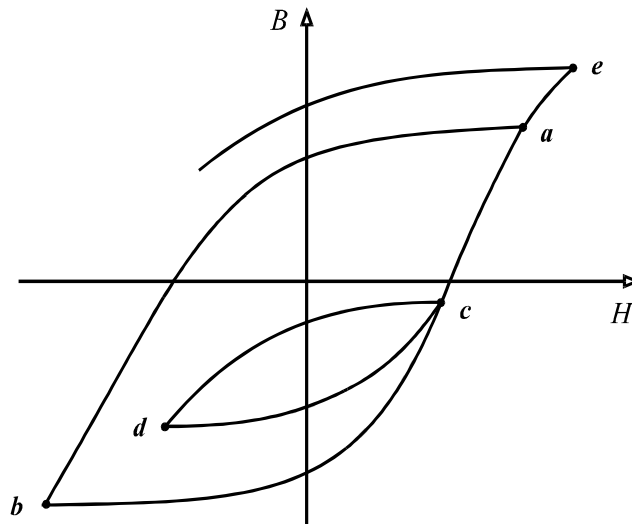


Fig. 4.7. Trajetórias no plano B - H obtidas experimentalmente (Frame *et al.*,1982).

Iniciando no ponto a , H é reduzido até se alcançar b ; posteriormente, H é aumentado. Após passar por c e d , a trajetória ascendente aproxima-se novamente de c , que ainda é o penúltimo ponto de reversão. Após passar por c , a trajetória segue perfazendo o laço a - b - c - a , anteriormente iniciado, como se o laço c - d - c não tivesse existido. Isto confirma as regras 3 e 4.

Entretanto, para pequenas variações de H em regiões próximas aos extremos do laço, a regra 3 não é obedecida, como mostra a Fig. 4.8. Observa-se que, ao invés de coincidirem, os laços menores se cruzam, até que ocorra um processo de estabilização denominado “acomodação”, característico de pequenas variações cíclicas de H . Este fenômeno torna-se notável em amostras de películas magnéticas e de ferrites (Hodgdon, 1988), podendo ser ignorado no caso de materiais ferromagnéticos policristalinos (Janssens, 1977).

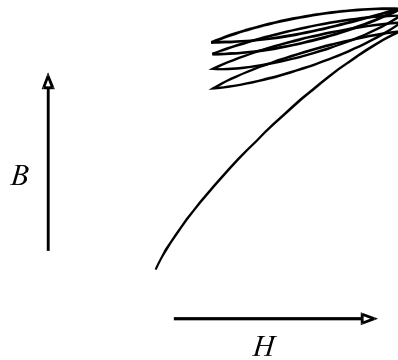


Fig. 4.8. Processo de acomodação de laços menores.

4.3.4 Modelo de Talukdar-Bailey

O modelo proposto por Talukdar e Bailey (1976) parte da suposição de que todas as trajetórias assimétricas estão contidas no laço maior (laço limite). De acordo com a Fig. 4.9, além dos pontos S_+ e S_- , a característica de magnetização é definida por curvas singulares.

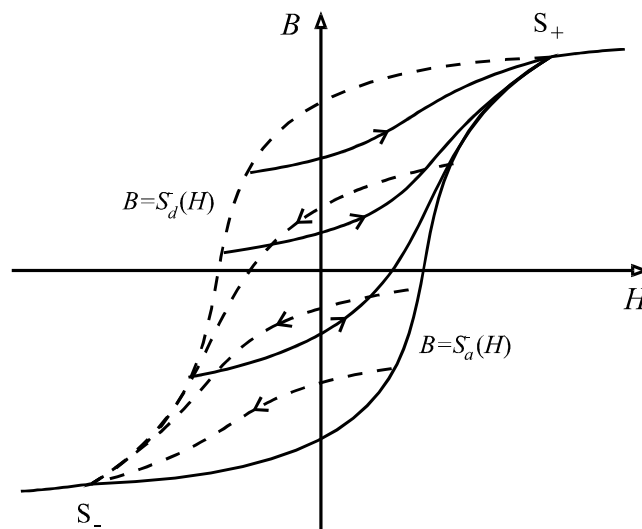


Fig. 4.9. Famílias de trajetórias ascendentes e descendentes.

As trajetórias assimétricas são classificadas em duas famílias, descritas do seguinte modo:

- uma família de curvas com valores crescentes de fluxo, as quais convergem para o ponto de saturação positiva (curvas ascendentes);
- uma família de curvas com valores decrescentes de fluxo, as quais convergem para o ponto de saturação negativa (curvas descendentes).

Devido às condições de simetria do laço maior, tem-se:

$$S_d(H) = -S_a(-H) \quad (4.3)$$

$$S_a(H) = -S_d(-H) \quad (4.4)$$

S_d e S_a são, respectivamente, funções que aproximam o ramo descendente e o ramo ascendente do laço de histerese. Desta forma, conhecendo-se apenas um conjunto de pontos de um dos ramos, pode-se determinar S_d e S_a mediante técnicas de ajuste de curvas.

Na Fig. 4.10 é considerado o caso em que $dB/dt < 0$. O problema consiste em determinar a trajetória assimétrica $B = S_d(H)$ para o fluxo decrescente, a partir do último ponto de reversão de H , de coordenadas (H_T, B_T) .

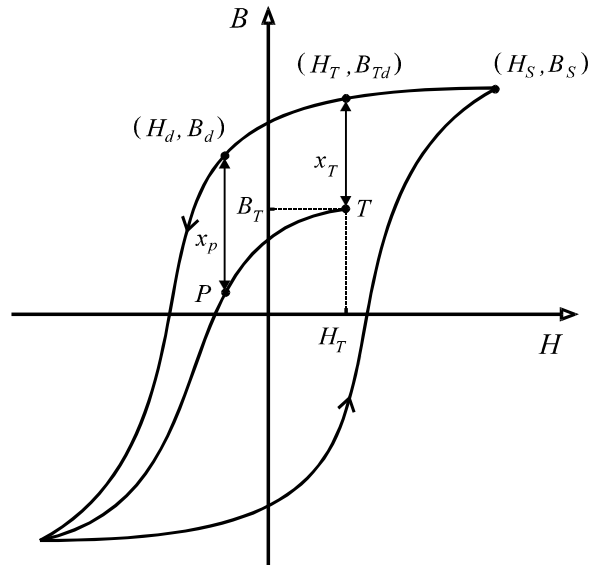


Fig. 4.10. Trajetória assimétrica com fluxo decrescente.

Seja $P(H, B)$ um ponto qualquer da trajetória e $T(H_T, B_T)$ o último ponto de reversão. Para esses pontos, são consideradas as seguintes relações:

$$x_p = B_d - B \quad (4.5)$$

$$x_T = B_{Td} - B_T \quad (4.6)$$

É estabelecido que a trajetória assimétrica apresenta um distanciamento do ramo descendente do laço maior que varia linearmente com H ; assim:

$$x_p = x_T \frac{H + H_s}{H_T + H_s} \quad (4.7)$$

Combinando (4.5), (4.6) e (4.7), resulta:

$$B = B_d - (B_{Td} - B_T) \left(\frac{H + H_s}{H_T + H_s} \right) \quad (4.8)$$

Em relação às trajetórias ascendentes, é suposto que elas tendem para o ponto de saturação positiva, de coordenadas (H_s, B_s) . De modo análogo ao caso anterior, chega-se a:

$$B = B_a + (B_{Ta} - B_T) \left(\frac{H - H_s}{H_T - H_s} \right) \quad (4.9)$$

Assim, conhecidas as coordenadas do último ponto de reversão e as funções que aproximam o laço maior de histerese, é possível determinar as trajetórias assimétricas no interior do laço.

Este modelo apresenta algumas imprecisões. A principal consiste na suposição de que todas as trajetórias ascendentes convergem para o ponto de saturação positiva e que todas as trajetórias descendentes convergem para o ponto de saturação negativa. Em decorrência, não são reproduzidas propriedades importantes do efeito de histerese em condições transitórias, como a regra de fechamento de laços menores. Ademais, laços menores às vezes cruzam o laço maior, contrariando a premissa de que todas as trajetórias estão contidas neste último (Naidu, 1995).

4.3.5 Modelo de Jiles-Atherton

O modelo de Jiles-Atherton baseia-se em considerações físicas relativas aos movimentos das paredes dos domínios. Em sua concepção, os autores 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;
- a resistência a variações na magnetização é suposta uniforme, ou seja, assume-se uma energia de prendimento média por cada local prendedor.

A formulação básica do modelo de Jiles-Atherton (Jiles e Atherton, 1986) e uma formulação modificada (Jiles *et al.* 1992) são apresentadas a seguir.

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. Como mostra a Fig. 4.11, tal curva situa-se acima da curva de magnetização inicial, aproximando-se desta última à medida que o campo aumenta.

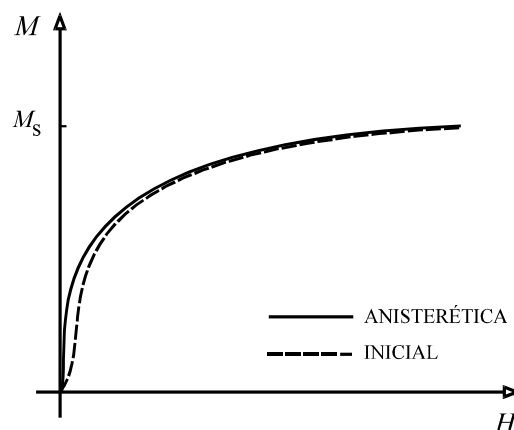


Fig. 4.11. Curvas de magnetização inicial e anisterética.

Para modelar esta curva, os autores escolheram a função de Langevin modificada, ou seja:

$$M_a = M_s \left[\coth\left(\frac{H + \alpha M}{a}\right) - \frac{a}{H + \alpha M} \right] \quad (4.10)$$

H - campo aplicado ao material ferromagnético, em A/m.

M - magnetização no material, em A/m.

M_s - magnetização de saturação, em A/m.

α - constante de interação magnética entre domínios, adimensional.

a - coeficiente que caracteriza a forma da curva, em A/m.

Uma das premissas do modelo é que a magnetização M pode ser expressa em termos de uma componente de magnetização reversível, M_r , associada à flexão das paredes, adicionada a outra componente de magnetização irreversível, M_i , associada ao movimento de translação das mesmas na presença dos locais prendedores, ou seja:

$$M = M_r + M_i \quad (4.11)$$

Partindo de considerações acerca da energia necessária para a parede se desprezar dos locais prendedores, foi determinada a componente de magnetização irreversível, dada por:

$$\frac{dM_i}{dH} = \frac{M_a - M_i}{\delta k - \alpha (M_a - M_i)} \quad (4.12)$$

k - constante de perdas ou constante de prendimento das paredes dos domínios, em A/m.

δ - coeficiente que assume o valor +1 para $dH/dt > 0$, e -1 para $dH/dt < 0$.

Após algumas hipóteses simplificadoras, os autores ainda estabeleceram que, para flexões não muito pronunciadas, a componente de magnetização reversível varia linearmente com a diferença entre a magnetização anisterética e a magnetização irreversível, ou seja:

$$M_r = c (M_a - M_i) \quad (4.13)$$

O parâmetro c é denominado “constante de flexão das paredes dos domínios, adimensional”.

Das equações (4.11), (4.12) e (4.13), resulta para a susceptibilidade diferencial dM/dH :

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_a - M}{\delta k - \frac{\alpha}{1-c} (M_a - M)} + c \frac{dM_a}{dH} \quad (4.14)$$

Jiles *et al.* (1992) observaram que a equação (4.14) pode fornecer soluções sem significado físico. A mesma normalmente apresenta uma susceptibilidade diferencial negativa 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.

Nessas condições, as paredes dos domínios permanecem ligadas aos locais prendedores, de modo que $dM_i/dH = 0$. Entretanto, ainda ocorrem variações reversíveis na magnetização, pois as paredes, antes elasticidas, passam a se distender quando o campo é reduzido. Isto significa que, quando H decresce a partir da extremidade do laço até que M_i alcance M_a , a variação de M é praticamente reversível, ou seja, $dM/dH = dM_r/dH$. Assim, tem-se a seguinte formulação:

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_a - M}{\delta k - \frac{\alpha}{1-c}(M_a - M)} + c \frac{dM_a}{dH} \quad \text{para } \delta (M_a - M_i) > 0 \quad (4.15)$$

$$\frac{dM}{dH} = c \frac{dM_a}{dH} \quad \text{para } \delta (M_a - M_i) < 0 \quad (4.16)$$

$$M_a = M_s \left[\coth\left(\frac{H_e}{a}\right) - \frac{a}{H_e} \right] \quad \text{para } H \neq 0, M \neq 0 \quad (4.17)$$

$$\frac{dM_a}{dH_e} = M_s \left\{ \frac{1}{a} \left[1 - \coth^2\left(\frac{H_e}{a}\right) \right] + \frac{a}{H_e^2} \right\} \quad \text{para } H \neq 0, M \neq 0 \quad (4.18)$$

$$H_e = H + \alpha M \quad (4.19)$$

Observa-se que a função de Langevin, da forma $\coth(x) - 1/x$, não pode ser calculada na origem, devendo ser expandida em série de Taylor; assim, para $|H_e/a| < 0,1$, tem-se:

$$M_a = \frac{M_s H_e}{a} \left[\frac{1}{3} - \frac{H_e^2}{45 a^2} + \frac{2 H_e^4}{945 a^4} - \dots \right] \quad (4.20)$$

$$\frac{dM_a}{dH_e} = \frac{M_s}{a} \left[\frac{1}{3} - \frac{H_e^2}{15 a^2} + \frac{10 H_e^4}{945 a^4} - \dots \right] \quad (4.21)$$

Quando se utiliza a função de Langevin na geração de laços obtidos experimentalmente, observa-se que as discrepâncias mais acentuadas situam-se na região de mudança do estado de não-saturação para o de saturação. Uma forma de melhorar o ajuste foi proposta por Annakkage *et al.* (1999), a qual consiste em modificar o parâmetro k do seguinte modo:

$$k' = k \left[1 - \zeta (M / M_s)^2 \right] \quad (4.22)$$

Com $\zeta = 0,96$, os autores usaram funções racionais na aproximação da curva anisterética. Os resultados foram melhores que os obtidos pela função de Langevin.

Uma dificuldade na aplicação do modelo de Jiles-Atherton consiste em determinar as constantes M_s , a , α , k e c . Para isto, Jiles e Thoeke (1989) e Jiles *et al.* (1992) desenvolveram expressões fundamentando-se no significado físico dos parâmetros. Prigozy (1993) sugeriu um método baseado em tentativa e erro, utilizando laços $B-H$ do material como gabarito.

Brachtendorf *et al.* (1997) utilizaram o método dos mínimos quadrados, impondo a condição de mínimo local e resolvendo as equações pelo método de Newton. Lederer *et al.* (1999) empregaram uma técnica de otimização baseada em têmpera simulada (*simulated annealing*). Wilson *et al.* (2001) utilizaram algoritmos genéticos.

Na falta de rotinas baseadas nos métodos de otimização mais eficientes, pode-se utilizar o método de significação física dos parâmetros como aproximação inicial. Refinamentos podem ser realizados através do método do gabarito. Tal prática mostra-se viável, uma vez que, para as ligas ferro-silício, esses parâmetros variam dentro de faixas não muito largas.

4.3.6 Modelo de Preisach

A teoria de Preisach é tida como um dos mais notáveis desenvolvimentos no estado da arte de representação do fenômeno de histerese, constituindo uma ferramenta matemática destinada a representar não somente a histerese magnética, mas também outros tipos, como a ferroelétrica. Embora tenha sido inicialmente aplicada na área do micromagnetismo, ela pode ser descrita de uma maneira puramente matemática. Partindo-se de sua concepção básica até a formulação de um modelo aplicável a problemas práticos, o caminho percorrido é bastante extenso. Porém, na forma final, as equações são simples e os dados de entrada podem ser facilmente obtidos (Naidu, 1990). Além disso, as principais propriedades da histerese podem ser reproduzidas, como as regras de fechamento e remoção de laços menores.

A teoria de Preisach estabelece que os materiais ferromagnéticos sejam constituídos por pequenos dipolos que apresentam um laço de histerese da forma retangular, caracterizado por dois parâmetros, h_m e h_c , como mostra a Fig. 4.12.

O parâmetro h_c é a coercitividade apresentada pelo laço do dipolo, sendo $h_c > 0$. O parâmetro h_m corresponde ao campo magnético criado no local do dipolo pelos dipolos vizinhos.

O modelo de Preisach pode ser representado por um conjunto infinito de transdutores elementares de histerese que apresentam característica idêntica à mostrada na Fig. 4.12, dispostos como mostra a Fig. 4.13. Cada transdutor apresenta uma função de transferência, G , dada por:

$$\begin{aligned} G(H) &= +B_s \quad \text{para } H > h_m + h_c \\ &= -B_s \quad \text{para } H < h_m - h_c \end{aligned} \quad (4.23)$$

$\gamma(h_c, h_m)$ é uma função de peso, de modo que, para uma mesma excitação H , a resposta $B(H)$ é a soma ponderada das respostas dos transdutores individuais; assim,

$$B(H) = \iint \gamma(h_c, h_m) G(H) dh_c dh_m \quad (4.24)$$

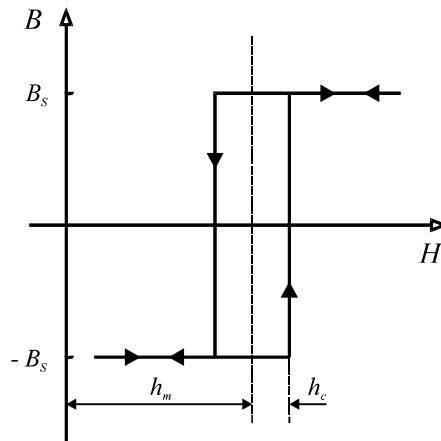


Fig. 4.12. Característica de dipolo elementar proposta por Preisach.

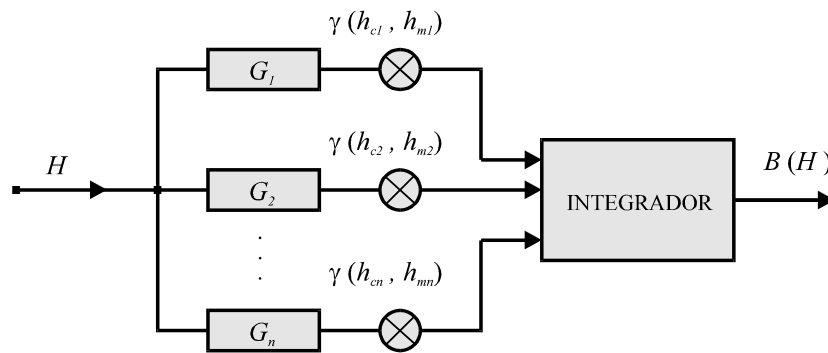


Fig. 4.13. Descrição do modelo de Preisach.

Na formulação proposta por Naidu (1990), as variáveis (h_c, h_m) são transformadas em outro par de variáveis, obtendo-se um modelo capaz de gerar qualquer tipo de trajetória de histerese. Como dado de entrada, é requerido um conjunto de pontos de um dos ramos do laço maior, ou da função que o aproxima. A seguir, são apresentadas as equações deste modelo, além de considerações acerca do processo de implementação computacional.

A partir da função que descreve o ramo descendente do laço maior, $B_d(H)$, determina-se a curva de magnetização inicial, descrita pela seguinte expressão:

$$B(H) = \frac{1}{B_d(H)} \left[\frac{B_d(H) - B_d(-H)}{2} \right]^2 \quad (4.25)$$

Na descrição dos laços menores, são estabelecidas as seguintes funções de distribuição:

$$F(H) = \frac{B_d(H) + B_d(-H)}{2\sqrt{B_d(H)}} \quad , \quad H \geq 0 \quad (4.26)$$

$$F(H) = \sqrt{-B_d(H)} \quad , \quad H < 0 \quad (4.27)$$

A trajetória ascendente que parte de um ponto de reversão (B_1, H_1) é dada por:

$$B(H) = -B_d(-H) - B_d(H_1) + B_1 + 2F(-H_1)F(H), \quad H \geq H_1 \quad (4.28)$$

A trajetória descendente que parte de um ponto de reversão (B_2, H_2) é descrita por:

$$B(H) = B_d(H) + B_d(-H_2) + B_2 - 2F(H_2)F(-H), \quad H \leq H_2 \quad (4.29)$$

Para registro da história magnética do material, este modelo requer uma pilha que é iniciada vazia, sendo nela armazenadas as coordenadas (B, H) dos pontos de retorno. Ao ser encontrado um desses pontos, o mesmo é posto na posição superior. O fechamento de um laço menor implica na remoção dos dois últimos pontos onde há reversão da trajetória. Isto ocorre quando o módulo do último valor calculado de H ultrapassa o módulo de H correspondente ao penúltimo ponto de reversão. Assim, as coordenadas desses dois últimos pontos são retiradas do topo da pilha e o fechamento do laço não exerce influência no futuro estado magnético do material.

4.4 Perdas Parasíticas Clássicas

4.4.1 Descrição Geral do Fenômeno

Na Fig. 4.14 é mostrada uma lâmina de material ferromagnético de espessura σ , onde se supõe uniforme a densidade de fluxo \mathbf{B} na seção reta indicada. Supondo \mathbf{B} variável com o tempo, irão surgir correntes que circulam em planos perpendiculares à direção do campo aplicado no material, denominadas "correntes parasitas" ou "correntes de Foucault".

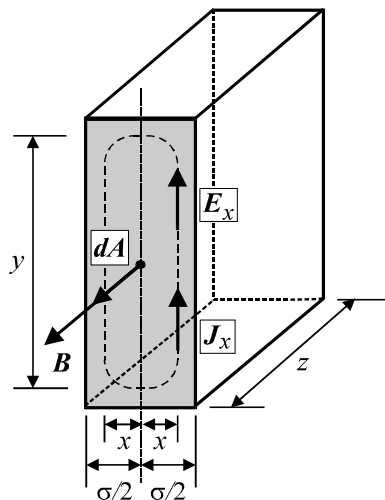


Fig. 4.14. Correntes parasitas em uma lâmina.

A trajetória de corrente indicada pela linha tracejada encerra um fluxo ϕ_x , dado por:

$$\phi_x = \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.30)$$

Anota-se como $d\mathbf{A}$ o vetor elemento de área, perpendicular ao plano da trajetória.

Integrando, tem-se:

$$\phi_x = 2xy \cdot B \quad (4.31)$$

A lei de Faraday estabelece que:

$$\oint \mathbf{E}_x \cdot d\mathbf{l} = -\frac{d}{dt} \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (4.32)$$

Designa-se como \mathbf{E}_x o campo elétrico; $d\mathbf{l}$ é o vetor elemento de comprimento ao longo da trajetória de corrente pontilhada. Como $y \gg x$, pode-se escrever:

$$E_x \cdot 2y = \frac{d\phi_x}{dt} \quad (4.33)$$

Substituindo (4.31) em (4.33):

$$E_x = x \cdot \frac{dB}{dt} \quad (4.34)$$

Sendo ρ a resistividade do material, o vetor densidade de corrente é dado por:

$$\mathbf{J}_x = \frac{\mathbf{E}_x}{\rho} \quad (4.35)$$

De (4.34) e (4.35), a uma distância x do plano central da lâmina, tem-se para J_x :

$$J_x = \frac{x}{\rho} \cdot \frac{dB}{dt} \quad (4.36)$$

A equação (4.36) indica que densidade de corrente é máxima na superfície externa ($x = \sigma / 2$) e nula no centro da lâmina. Este fenômeno, conhecido como "efeito pelicular", agrava o problema de perda de energia, pois há redução na área de seção reta efetiva do material.

4.4.2 Cálculo das Perdas Parasíticas Clássicas

As perdas instantâneas de potência em todo o volume da lâmina são dadas por:

$$P_i(t) = \int_V \rho \cdot J_x^2 \cdot dV \quad (4.37)$$

Substituindo (4.36) em (4.37), obtém-se:

$$P_i(t) = \int_{-\sigma/2}^{\sigma/2} \rho \cdot \left(\frac{x}{\rho} \cdot \frac{dB}{dt} \right)^2 yz \cdot dx \quad (4.38)$$

Integrando, têm-se as perdas instantâneas em todo o volume de um núcleo de várias lâminas:

$$P_e(t) = \frac{\sigma^2}{12\rho} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 Al \quad (4.39)$$

Designa-se por A a seção reta do núcleo; l é o comprimento médio da trajetória magnética.

Se $B = B_m \text{ sen } \omega t$, as perdas médias são dadas por:

$$P_m = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sigma^2 \omega^2 B_m^2}{12\rho} \cos^2 \omega t \, d\omega t \right] Al \quad (4.40)$$

$$P_m = \frac{(\sigma \omega B_m)^2}{24\rho} Al \quad (4.41)$$

Fazendo $\omega = 2\pi f$ e dividindo ambos os membros de (4.41) pelo produto dAl , onde d é a densidade do material, obtém-se as perdas parasíticas, p_e , em W / kg.

$$p_e = \frac{(\pi \sigma f B_m)^2}{6\rho d} \quad (4.42)$$

Fazendo $K_e = \sigma^2 / (12 \rho d)$ em (4.39) e em (4.42), resulta:

$$P_e(t) = K_e \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dAl \quad (4.43)$$

$$\frac{P_e}{f} = 19,7392 K_e B_m^2 f \quad (4.44)$$

A relação p_e / f representa as perdas de energia em J / kg.

À medida que B varia de modo cada vez mais lento, as correntes parasitas induzidas no material diminuem de intensidade. Quando estas correntes tornam-se desprezíveis, obtém-se um laço que corresponde à histerese pura (laço estático). Porém, em corrente alternada, o laço tende a tornar-se mais largo, devido às correntes parasitas (laço dinâmico). Isto pode ser explicado da seguinte maneira: as correntes parasitas produzem uma força magnetomotriz oposta àquela produzida pela bobina. Para que seja mantido o mesmo valor de B é necessário que o valor eficaz da corrente na bobina cresça, ocorrendo o mesmo com o campo magnético H aplicado.

4.5 Perdas Anômalas

4.5.1 Descrição Geral do Fenômeno

Considerando as equações (4.2) e (4.44), a soma das perdas histeréticas e das perdas parasíticas, em J/kg, denominadas “perdas clássicas”, p_{he}/f , é dada por:

$$\frac{P_{he}}{f} = k_1 B_m^{k_2} + 19,7392 K_e B_m^2 f \quad (4.45)$$

Conforme (4.45), p_{he}/f varia linearmente em relação a f . Entretanto, medições realizadas em laboratório indicam que as perdas são maiores que as calculadas pela referida equação.

Boon e Robey (1968) realizaram estudos experimentais sobre os movimentos das paredes dos domínios e concluíram que as perdas magnéticas totais são maiores que a soma das perdas dadas por (4.45). Isto é indicado na Fig. 4.15, onde a curva superior representa as perdas totais, em J/kg. A parcela que excede o valor calculado por (4.45) corresponde às chamadas “perdas anômalas” ou “perdas em excesso”. Elas apresentam maior taxa de crescimento entre 0 e 30 Hz, chegando a representar aproximadamente 50% das perdas totais (Sharp e Overshott, 1974).

Ainda não há uma explicação completa para a origem das perdas anômalas (Nozawa *et al.*, 1996; Bohn, 2004). Entretanto, cita-se como uma das causas principais a magnetização não-uniforme nos grãos (Overshott, 1976). Isto se torna óbvio quando é observado que não foi considerada a variação de B em relação à variável x no cálculo da integral de (4.38).

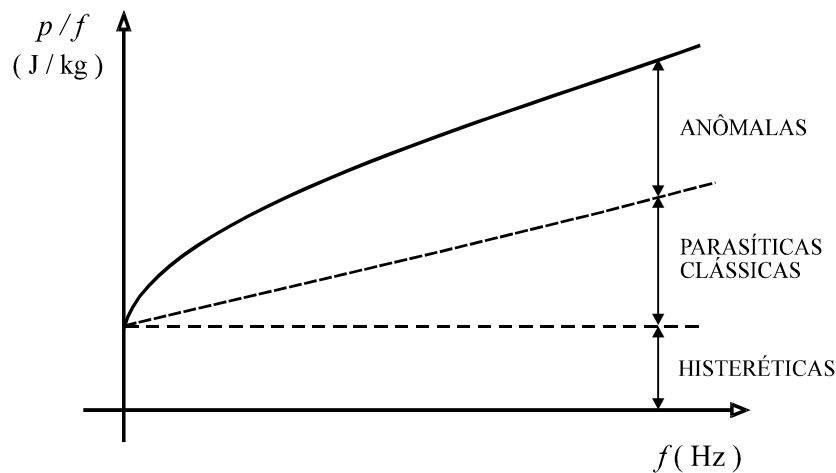


Fig. 4.15. Variação das perdas histeréticas, parasíticas clássicas, anômalas e totais.

4.5.2 Cálculo das Perdas Anômalas

Considerando K_a como sendo o coeficiente de perdas anômalas, Fiorillo e Novikov (1990), com base nos desenvolvimentos de Bertotti (1988), estabeleceram que as perdas anômalas instantâneas, em watts, são dadas por:

$$P_a(t) = K_a \left| \frac{dB}{dt} \right|^{3/2} dAl \quad (4.46)$$

Para $B = B_m \text{ sen } \omega t$, $\omega = 2\pi f$, as perdas anômalas médias valem:

$$P_a = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} K_a |2\pi f B_m \cos \omega t|^{3/2} d(\omega t) \right] dAl \quad (4.47)$$

Resolvendo a integral e dividindo por $d.A.l.f$, são obtidas as perdas anômalas, em J/kg:

$$\frac{P_a}{f} = 8,7634 K_a B_m^{3/2} f^{1/2} \quad (4.48)$$

4.6 Perdas Magnéticas Totais

De (4.45) e (4.48), as perdas magnéticas totais, em J / kg, valem:

$$\frac{P}{f} = k_1 B_m^{k_2} + 19,7392 K_e B_m^2 f + 8,7634 K_a B_m^{3/2} f^{1/2} \quad (4.49)$$

A equação (4.49) descreve a curva superior da Fig. 4.15. Através de uma rotina de ajuste de curvas, é possível determinar as constantes desta equação para determinado valor de B_m , separando-se os diferentes tipos de perdas. Para esta finalidade, pode ser empregado o método de Levenberg-Marquardt (Press *et al.*, 1989).

4.7 Comentários

Este capítulo proporcionou uma revisão dos principais fenômenos de caráter não-linear que ocorrem nos materiais magnéticos. A abordagem é limitada ao escopo de um tratado de engenharia, servindo de base para o entendimento dos principais modelos existentes e dos desenvolvimentos efetuados nos capítulos subseqüentes.

Capítulo 5

Modelo de Histerese Proposto

5.1 Considerações Gerais

Este capítulo propõe um modelo de histerese baseado em técnicas de ajuste de curvas, bem como comparações entre resultados de simulações com ele realizadas e resultados obtidos através dos modelos de Preisach e de Jiles-Atherton. A escolha destes últimos foi motivada pelo fato de serem reconhecidos como os mais importantes tratados de modelagem da histerese magnética. Por simplicidade, considera-se um reator de núcleo magnético sem representação de perdas dinâmicas, levando-se em conta, além da histerese, os efeitos relacionados aos enrolamentos (resistência e reatância de dispersão).

5.2 Descrição do Modelo Proposto

A Fig. 5.1 mostra laços menores e parte do ramo descendente do laço maior de histerese. A formulação deste modelo tem como ponto de partida o trabalho de Talukdar e Bailey (1976). Em relação a trajetória descendente entre os pontos de retorno $P_{k-1} - P_{k-2}$, considera-se a distância vertical x_k entre um ponto intermediário P_k e o ponto P_k' do ramo descendente do laço maior. A idéia central consiste em supor que x_k varia de acordo com a seguinte relação:

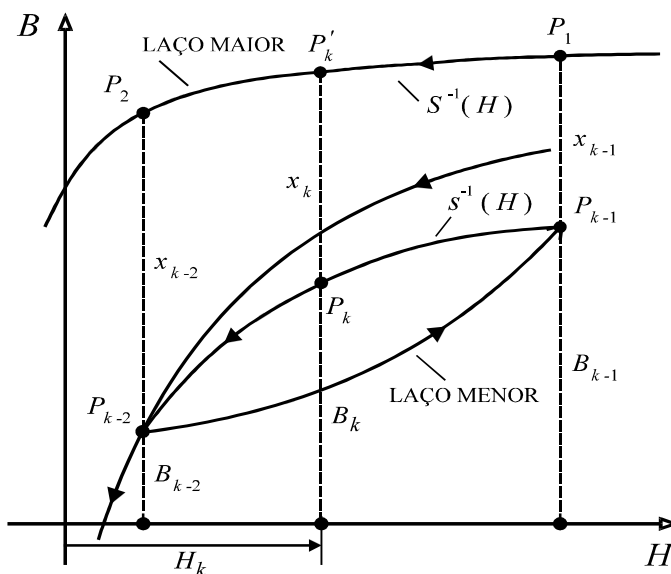


Fig. 5.1. Trajetórias assimétricas e laço maior de histerese.

$$x_k = x_{k-2} + (x_{k-1} - x_{k-2}) \left(\frac{B_k - B_{k-2}}{B_{k-1} - B_{k-2}} \right)^{1+\beta} |B_k / B_s|^n \quad (5.1)$$

O parâmetro B_s é a indução magnética a partir do qual o núcleo entra em estado de saturação; x_{k-1} e x_{k-2} são, respectivamente, as distâncias verticais entre os pontos de retorno P_{k-1} e P_{k-2} e o ramo ascendente do laço maior de histerese; B_k , B_{k-1} e B_{k-2} são os valores dos fluxos de enlace nos pontos P_k , P_{k-1} e P_{k-2} ; β e n são constantes que dependem do material do núcleo. O ramo descendente do laço maior é aproximado pela função $H = S(B)$. Considerando os pontos P_k e P_k' , tem-se o valor de H correspondente a B_k ; s é a função que descreve a trajetória considerada.

$$H = s(B_k) = S(B_k + x_k) \quad (5.2)$$

Os parâmetros β e n estabelecem diferentes inclinações para as trajetórias, sendo determinados através de tentativas, comparando-se as trajetórias geradas pelas equações (5.1) e (5.2) com trajetórias obtidas por medições em laboratório.

Raciocínio análogo aplica-se à geração de trajetórias assimétricas ascendentes no interior do laço maior, considerando o ramo ascendente do mesmo.

Para que seja obedecida a regra de fechamento e eliminação dos laços assimétricos, deve-se gerar uma pilha que registre a história magnética do núcleo, como é feito no modelo de Preisach

O laço maior de histerese pode ser representado através da seguinte função:

$$H = S(B) = a_1 \cdot \tan(B / a_2) \pm a_3 \quad (5.3)$$

As constantes a_1 , a_2 e a_3 são determinadas através de rotinas de ajuste de curvas.

Para aproximar a curva de magnetização inicial no primeiro quadrante, a equação (5.3) é modificada para a seguinte forma:

$$H = a_1 \cdot \tan(B / a_2) \pm a_3 (1 - e^{-\xi B}) \quad (5.4)$$

O parâmetro ξ reproduz a região da curva mais próxima da origem (região de Rayleigh), a qual apresenta valores crescentes de permeabilidades incrementais.

Uma limitação apresentada pelas aproximações feitas por (5.3) e (5.4) é que, dependendo da faixa de variação do campo aplicado e da forma do laço, elas podem não proporcionar boa precisão. Isto pode ser contornado aproximando-se a curva de magnetização inicial e o laço maior por seqüências de pontos levantados experimentalmente, com valores de H crescentes e igualmente espaçados. Assim, pontos situados entre dois pontos consecutivos fornecidos são determinados através de rotina de busca em tabela ordenada (Press *et al.*, 1989), empregando-se também o método de interpolação linear. Neste caso, não é necessário estipular o valor de ξ .

O Apêndice contém a listagem de uma rotina que descreve este modelo, em FORTRAN.

5.3 Modelo de Reator com Núcleo Magnético

5.3.1 Representação da Histerese pelo Modelo de Jiles-Atherton

O circuito elétrico equivalente de um reator de núcleo magnético é mostrado na Fig. 5.2. R e L representam, respectivamente, a resistência e a reatância de dispersão dos enrolamentos. O indutor não-linear é associado aos efeitos saturação e de histerese. As perdas parasíticas e as perdas anômalas são supostas desprezíveis.

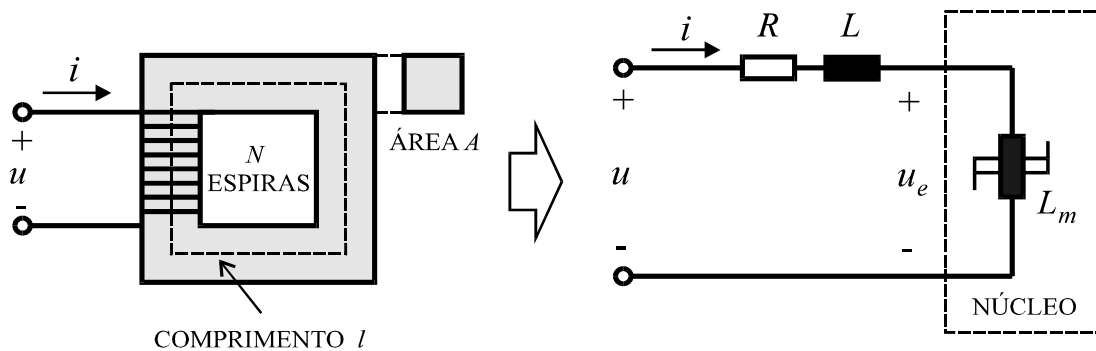


Fig. 5.2. Reator de núcleo magnético e circuito elétrico equivalente.

O comportamento do circuito da Fig. 5.2 é descrito pelas seguintes equações:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} + Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = u(t) \quad (5.5)$$

$$\lambda(t) = NAB(t) \quad (5.6)$$

$$i(t) = (l/N) H(t) \quad (5.7)$$

$$B(t) = \mu_0 [H(t) + M(t)] \quad (5.8)$$

$$u(t) = U_m \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (5.9)$$

O ângulo θ , denominado “ângulo de chaveamento”, determina o valor instantâneo da tensão da fonte no instante da energização. Combinando essas equações, obtém-se:

$$\frac{dH(t)}{dt} = \frac{u(t) - \frac{Rl}{N} H(t)}{\frac{Ll}{N} H(t) + \mu_0 NA \left(1 + \frac{dM(t)}{dH(t)} \right)} \quad (5.10)$$

$$\frac{dM(t)}{dt} = \frac{dM(t)}{dH(t)} \frac{dH(t)}{dt} \quad (5.11)$$

$$B(t) = \mu_0 [H(t) + M(t)] \quad (5.12)$$

As equações (5.10), (5.11) e (5.12), juntamente com as equações (4.15) a (4.21) (Capítulo 4), que descrevem o modelo de Jiles-Atherton, constituem um sistema não-linear cuja solução é determinada pelo método de Runge-Kutta de quarta ordem.

5.3.2 Representação da Histerese pelo Modelo de Preisach

De (5.5), (5.6) e (5.7), pode-se escrever:

$$N A \frac{dB(t)}{dt} + \frac{Rl}{N} H(t) + \frac{Ll}{N} \frac{dH(t)}{dt} = u(t) \quad (5.13)$$

Integrando ambos os membros, obtém-se:

$$N A [B(t) - B(0)] + \frac{Rl}{N} \int_0^t H(t) dt + \frac{Ll}{N} [H(t) - H(0)] = \int_0^t u(t) dt \quad (5.14)$$

Assumindo um passo de tempo h , tem-se pelo método do trapézio:

$$N A [B(\tau) - B(0)] + \frac{Rl}{N} \left\{ A_1 + \frac{h}{2} [H(\tau) + H(\tau - h)] \right\} + \frac{Ll}{N} [H(\tau) - H(0)] = A_2 + \frac{h}{2} [u(\tau) + u(\tau - h)] \quad (5.15)$$

$$A_1 = \int_0^{\tau-h} H(t) dt \quad (5.16)$$

$$A_2 = \int_0^{\tau-h} u(t) dt \quad (5.17)$$

Considerando também as equações (4.25) a (4.29), que descrevem o modelo de Preisach, obtém-se um sistema não-linear, que é resolvido pelo método de Newton-Raphson, com $h = 1 \mu s$.

5.3.3 Representação da Histerese pelo Modelo Proposto

Neste caso, as equações (5.15), (5.16) e (5.17) são válidas, sendo também utilizadas (5.1) e (5.2), que descrevem o modelo de histerese magnética proposto neste trabalho.

5.4 Apresentação e Análise de Resultados

5.4.1 Dados de Entrada Requeridos pelos Modelos

Foi considerado um transformador monofásico tipo núcleo envolvente constituído por uma liga ferro-silício de grãos não-orientados, com os seguintes dados (Apolônio *et al.*, 2004):

- Tensão nominal do enrolamento primário: 70 V.
- Tensão nominal do enrolamento secundário: 127 V.

- Número de espiras do primário: 48.
- Número de espiras do secundário: 88.
- Área de seção reta da coluna central do núcleo: $44,4 \times 10^{-4} \text{ m}^2$.
- Comprimento médio da trajetória magnética: 0,57 m.
- Fator de empilhamento: 0,95.
- Resistência do enrolamento primário: 0,0162 Ω .
- Resistência do enrolamento secundário: 0,0882 Ω .
- Reatância de dispersão dos enrolamentos: desprezíveis.

A curva de magnetização inicial e o laço de histerese são mostrados na Fig. 5.3.

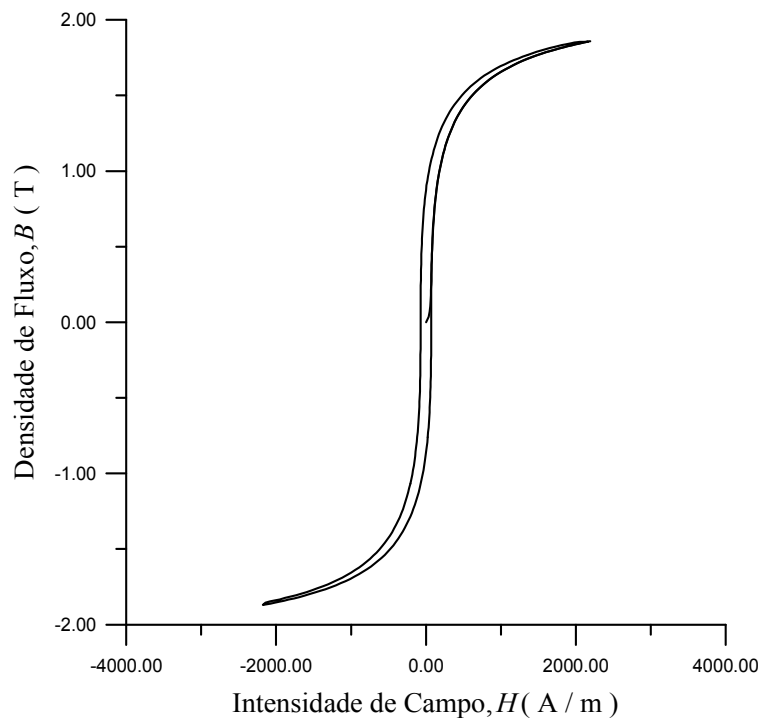


Fig. 5.3. Curva de magnetização inicial e laço maior de histerese do transformador.

Os autores citados determinaram os parâmetros do modelo de Jiles-Atherton através do método de pesquisa direta de Hooke-Jeeves (Marchesi, 1988), associado à técnica denominada “têmpera simulada” (*simulating annealing*) (Press *et al.*, 1989), minimizando o erro quadrático entre os resultados calculados de B e de H e os resultados determinados em laboratório. Assim, obteve-se: $M_s = 1,72 \times 10^6 \text{ A/m}$; $a = 470 \text{ A/m}$; $\alpha = 81,72 \times 10^{-5}$; $c = 0,136$; $k = 81,9 \text{ A/m}$.

Em relação ao modelo proposto, a curva de magnetização inicial foi aproximada de acordo com a equação (4.25), ao invés de (5.4), pois esta curva não é fornecida (Apolônio *et al.*, 2004).

Na aproximação do ramo superior do laço de histerese, ao invés da equação (5.3), utilizou-se o método de linearização por partes, com busca em tabela ordenada (Press *et al.*, 1989).

5.4.2 Comparação com os Modelos de Jiles-Atherton e de Preisach

Foram comparados resultados obtidos pelo modelo proposto e pelos modelos de Jiles-Atherton e de Preisach, para diferentes condições de chaveamento no lado do primário (tensão nominal de 70 V). Para o circuito, considerou-se $R = 1 \Omega$ e $L = 0,265$ mH. Para o modelo, estabeleceu-se $\beta = 0,9$ e $n = 1$.

Como o transformador considerado não se achava disponível para teste, a escolha dos valores de β e n foi feita de modo que as trajetórias magnéticas apresentassem máxima concordância as geradas pelo modelo de Preisach.

Inicialmente, foram considerados valores de tensão da fonte (U_e) iguais a 16 V, 33 V, 70 V e 90 V, bem como $B(0) = 0$ e $\theta = 90^\circ$. Os resultados são mostrados a seguir (Fig. 5.4 a Fig. 5.11).

A seguir, foram realizadas simulações com $U_e = 33$ V, considerando energização inicial (1 ciclo, $\theta_1 = 0^\circ$), desligamento (1 ciclo) e religamento (1 ciclo, $\theta_2 = 0^\circ$). As trajetórias de histerese resultantes são mostradas na Fig. 5.12 e na Fig. 5.13.

Finalmente, considerou-se energização inicial (1 ciclo, $\theta_1 = 0^\circ$), desligamento (1 ciclo) e religamento (1 ciclo, $\theta_2 = 180^\circ$). Os resultados são mostrados na Fig. 5.14 e na Fig. 5.15.

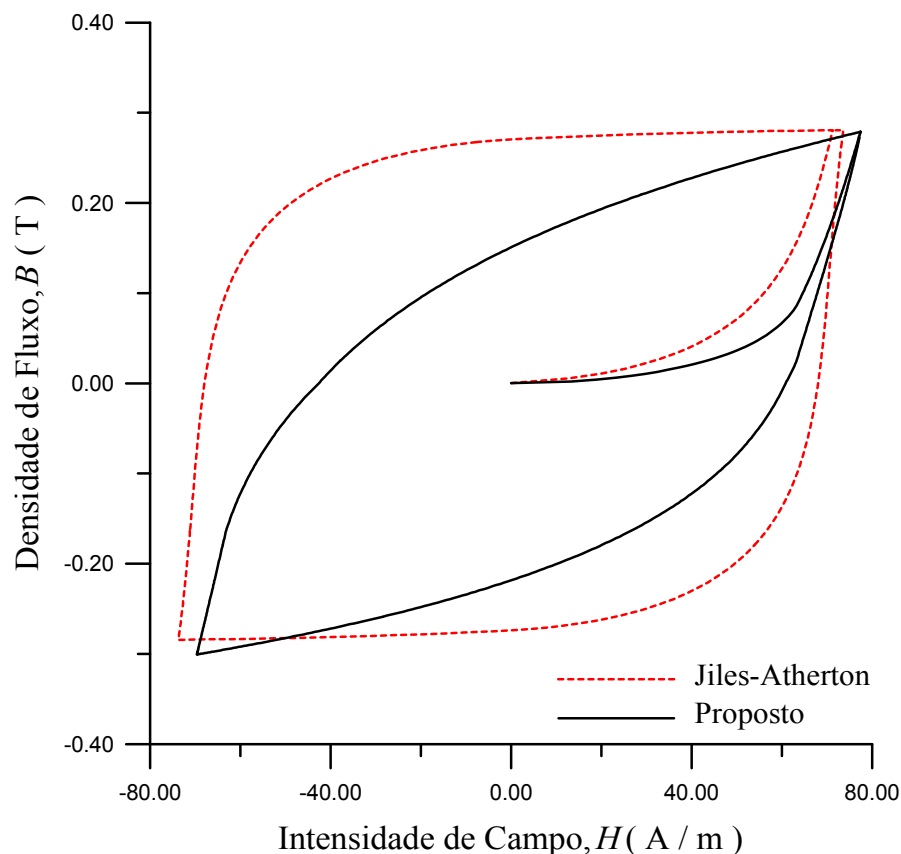


Fig. 5.4. Laços para $U_e = 16$ V, $\theta = 90^\circ$.

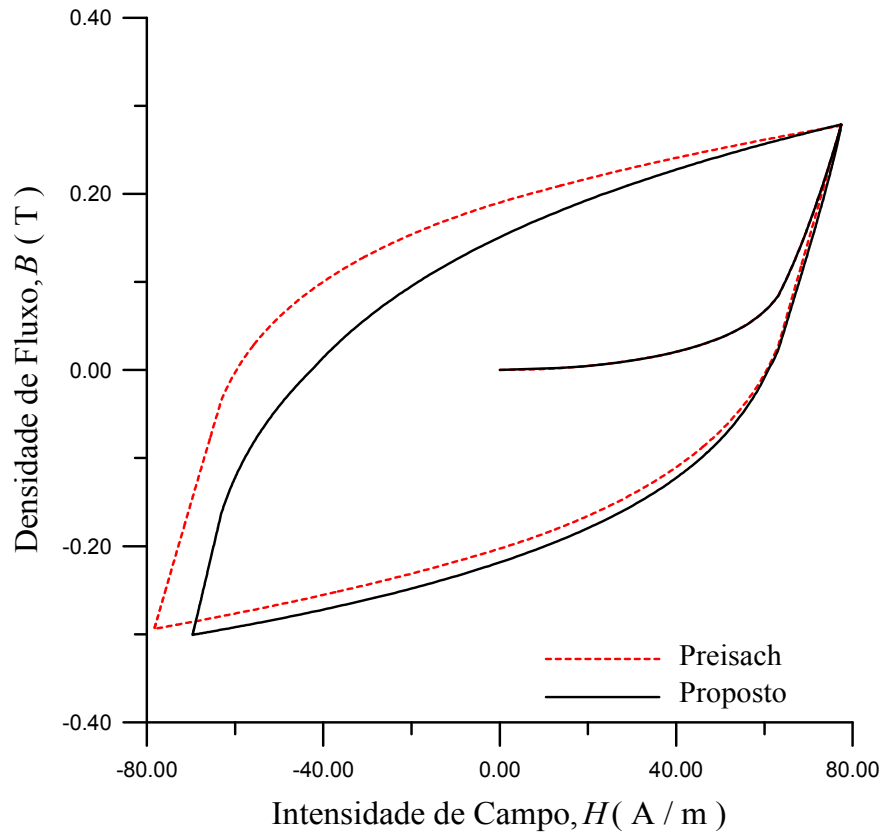


Fig. 5.5. Laços para $U_e = 16$ V, $\theta = 90^\circ$.

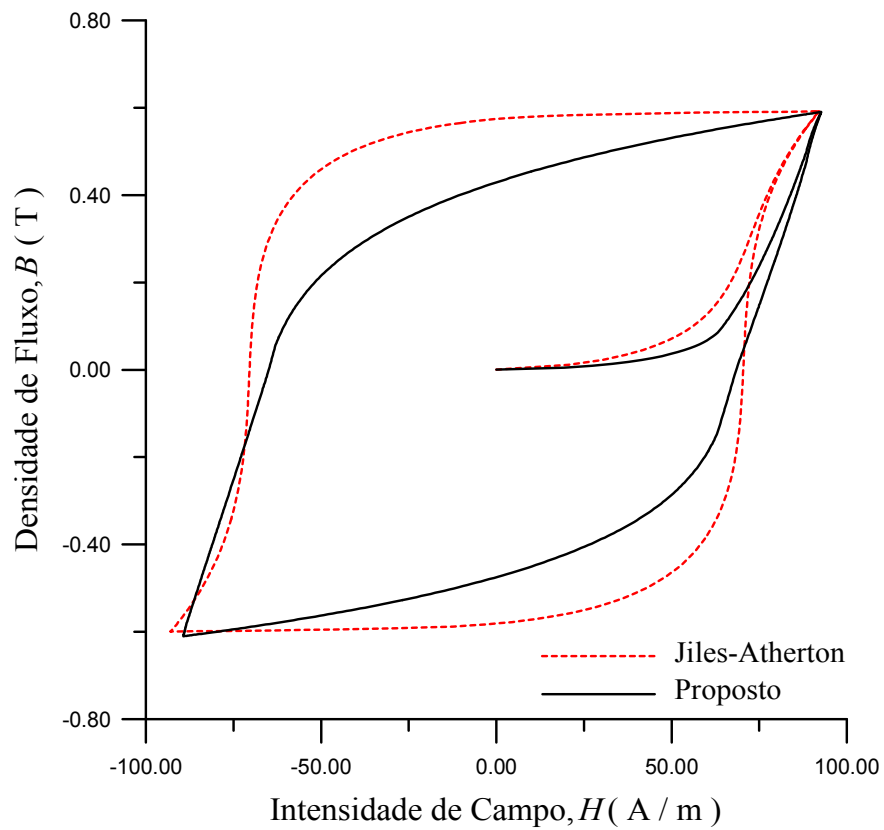


Fig. 5.6. Laços para $U_e = 33$ V, $\theta = 90^\circ$.

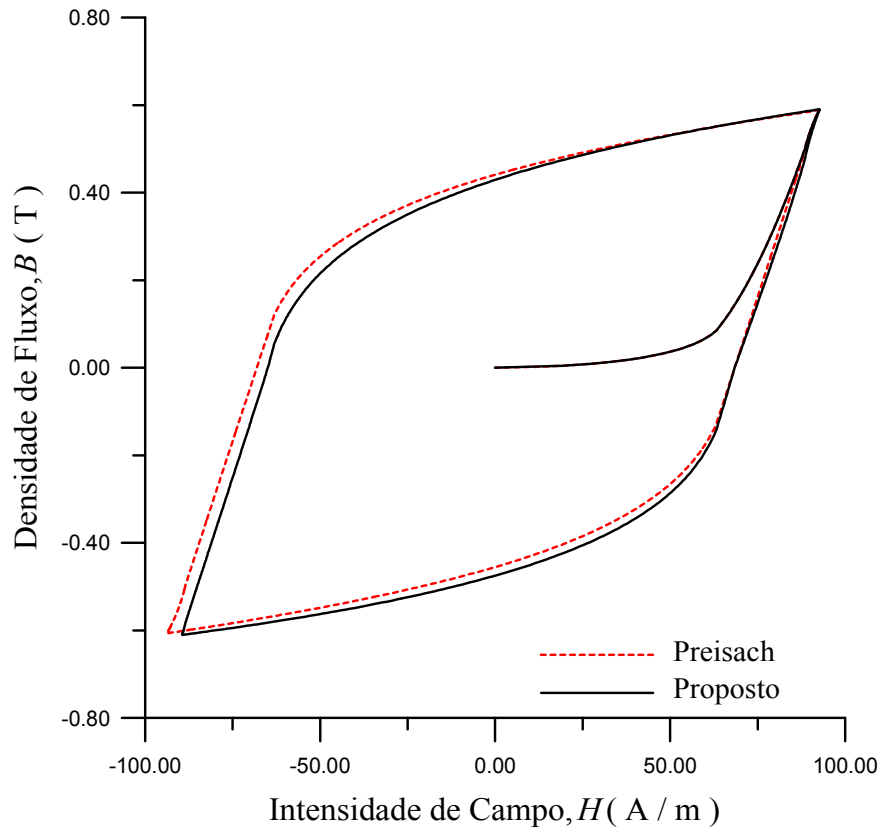


Fig. 5.7. Laços para $U_e = 33$ V, $\theta = 90^\circ$.

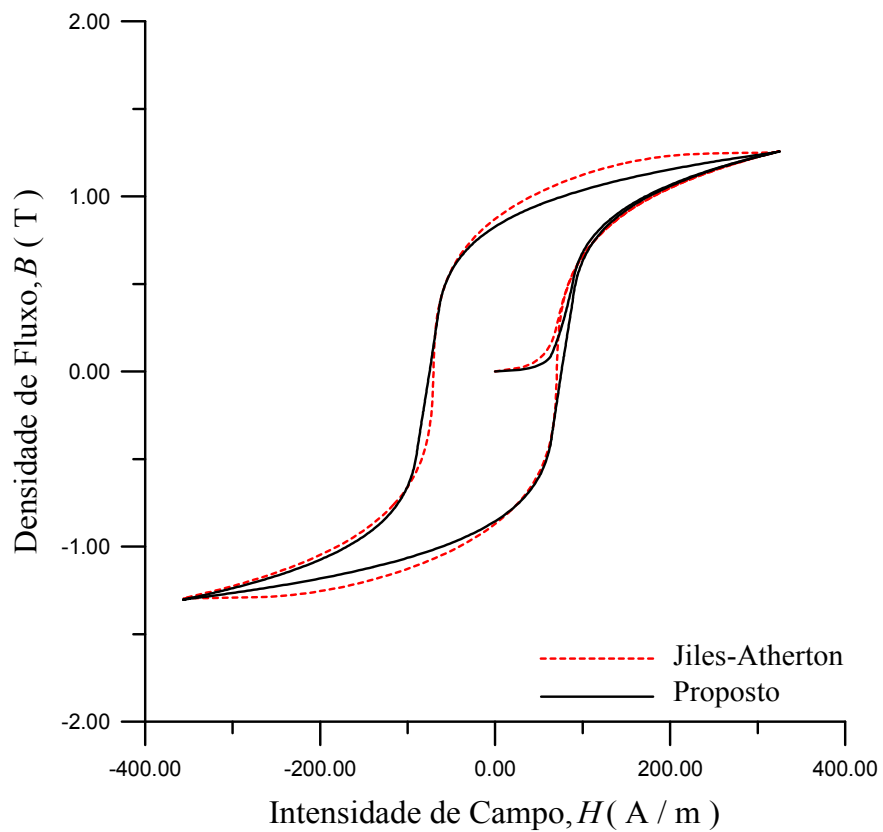


Fig. 5.8. Laços para $U_e = 70$ V, $\theta = 90^\circ$.

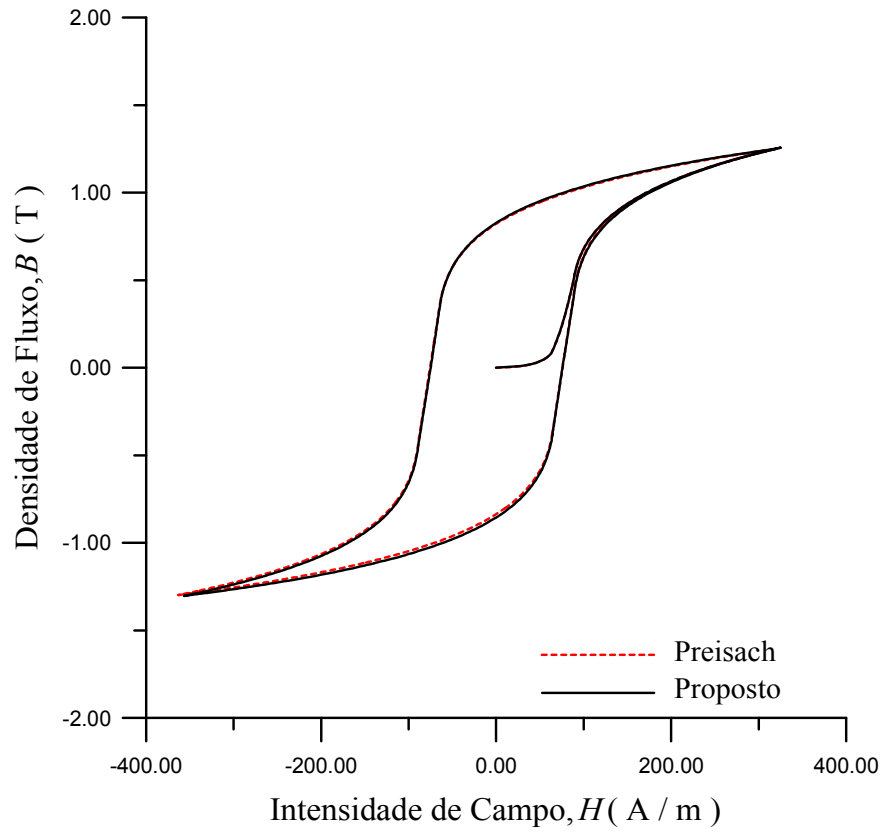


Fig. 5.9. Laços para $U_e = 70$ V, $\theta = 90^\circ$.

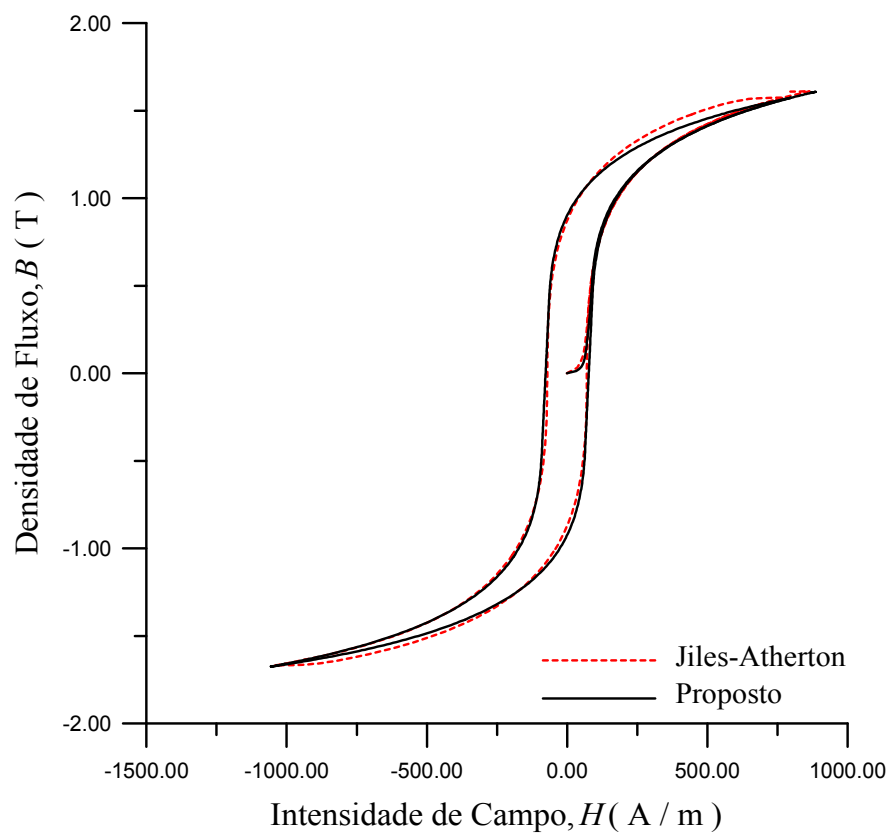


Fig. 5.10. Laços para $U_e = 90$ V, $\theta = 90^\circ$.

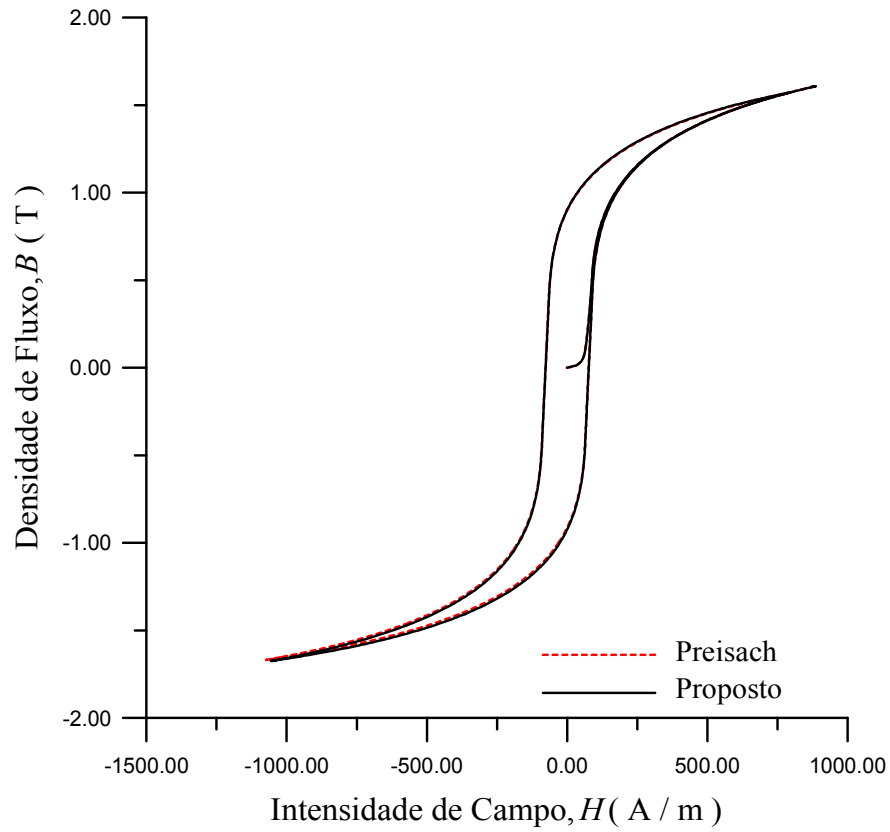


Fig. 5.11. Laços para $U_e = 90$ V, $\theta = 90^\circ$.

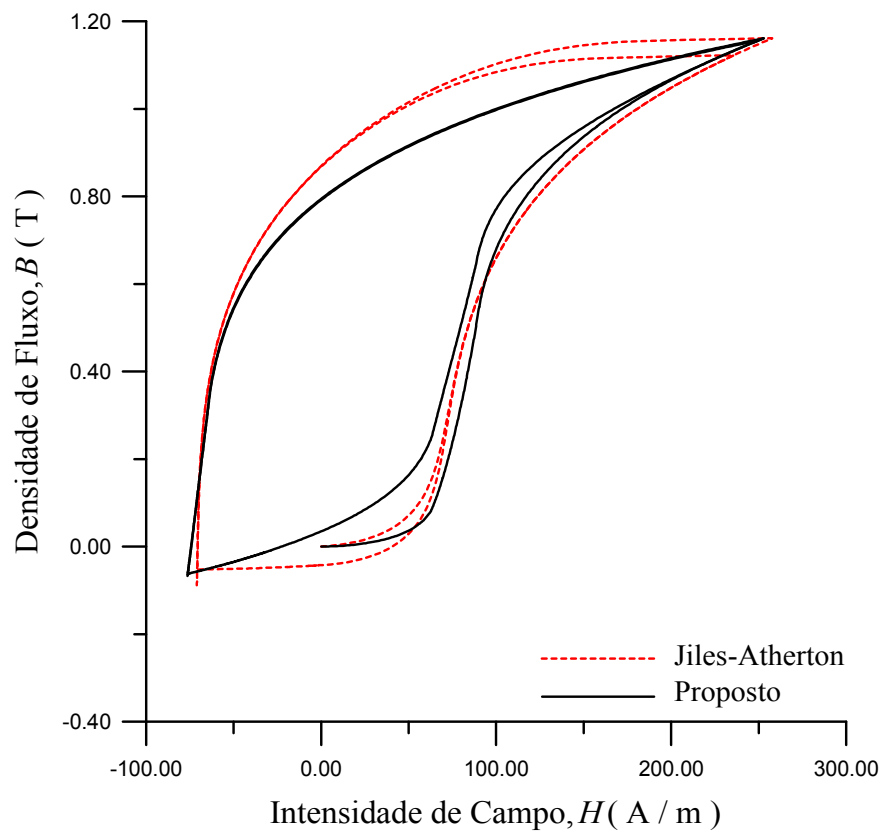


Fig. 5.12. Laços para $U_e = 33$ V, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$ (religamento).

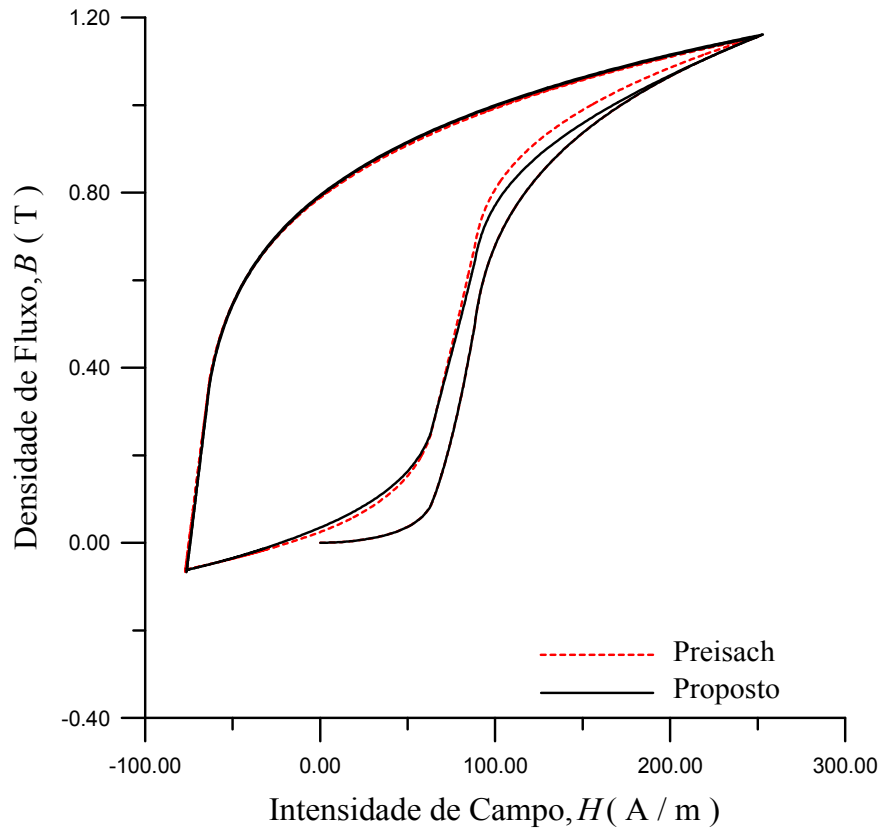


Fig. 5.13. Laços para $U_e = 33$ V, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$ (religamento).

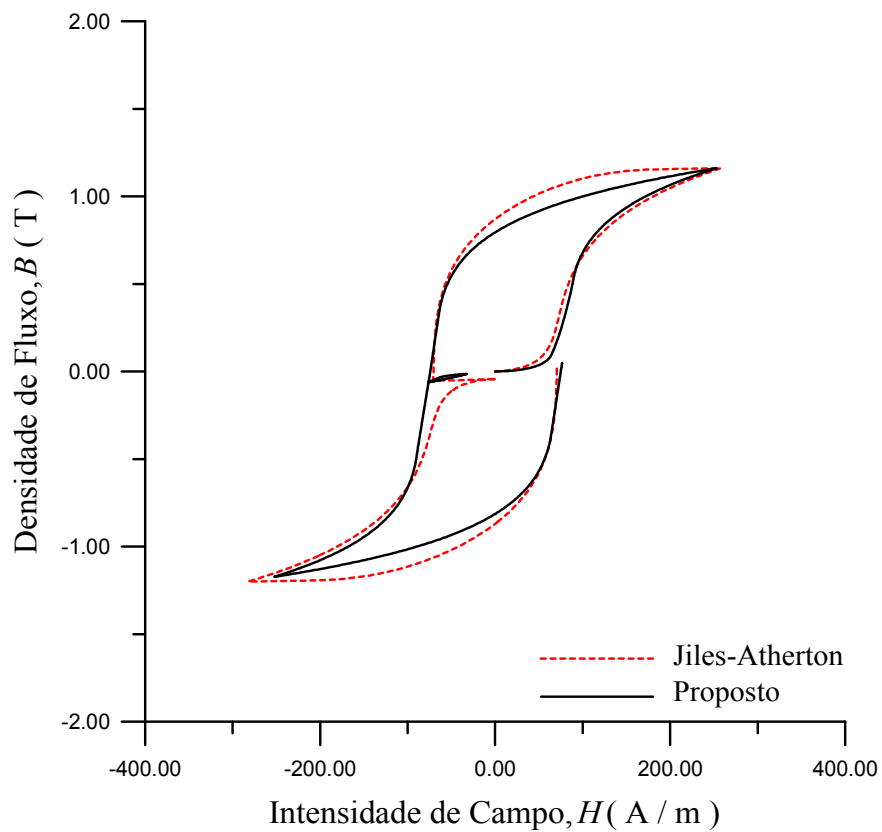


Fig. 5.14. Laços para $U_e = 60$ V, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$ (religamento).

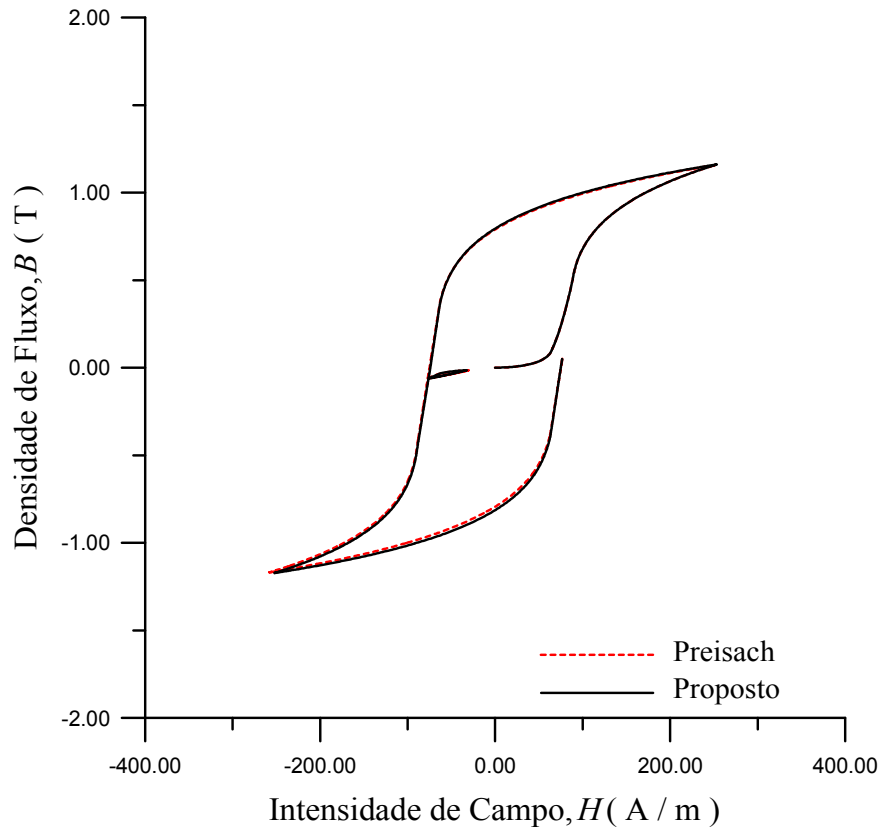


Fig. 5.15. Laços para $U_e = 60$ V, $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$ (religamento).

Observa-se que é boa a concordância entre o modelo proposto e o de Preisach. Porém, isto não ocorre com o de Jiles-Atherton. Jiles *et al.* (1992) reportam soluções sem significado físico nas regiões de saturação, de modo que a equação (4.14) fornece valores negativos para dM/dt . Para tornar o modelo consistente, os autores propuseram que fosse considerada apenas a componente relacionada ao processo de magnetização reversível, expressa pelo termo $c \, dM_d/dt$, como foi explicado no item 4.3.5, Capítulo 4. Porém, eliminando-se esta inconsistência, permanece ainda a incapacidade de reprodução do comportamento magnético do material em regiões próximas às extremidades do laço. Outra limitação do modelo Jiles-Atherton é que, na sua formulação original, não se verificam as propriedades de fechamento e remoção de laços menores, como pode ser observado na Fig. 5.14.

5.4.3 Cálculo de Correntes de *Inrush*

A Fig. 5.16 e Fig. 5.17 mostram simulações de energização do transformador pelo lado de 70 V, com valores de θ iguais a 90° e 0° , para $U_e = 70$ V, $R = 4,0$ Ω e $L = 5,3$ mH. A influência do fluxo residual no núcleo é avaliada nas simulações na Fig. 5.18 e Fig. 5.19, considerando energização, com $\theta_1 = 0^\circ$, desligamento e religamento, com $\theta_2 = 0^\circ$. A Fig. 5.20 e Fig. 5.21 mostram simulações onde θ_2 foi alterado para 180° .

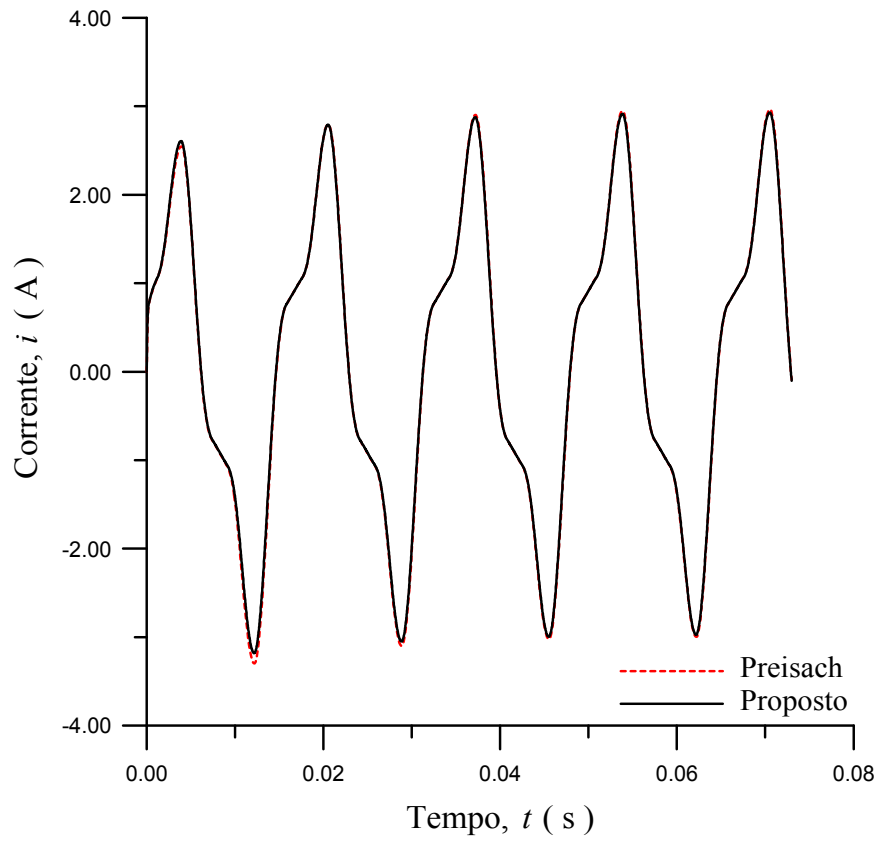


Fig. 5.16. Corrente de magnetização; $\theta = 90^\circ$.

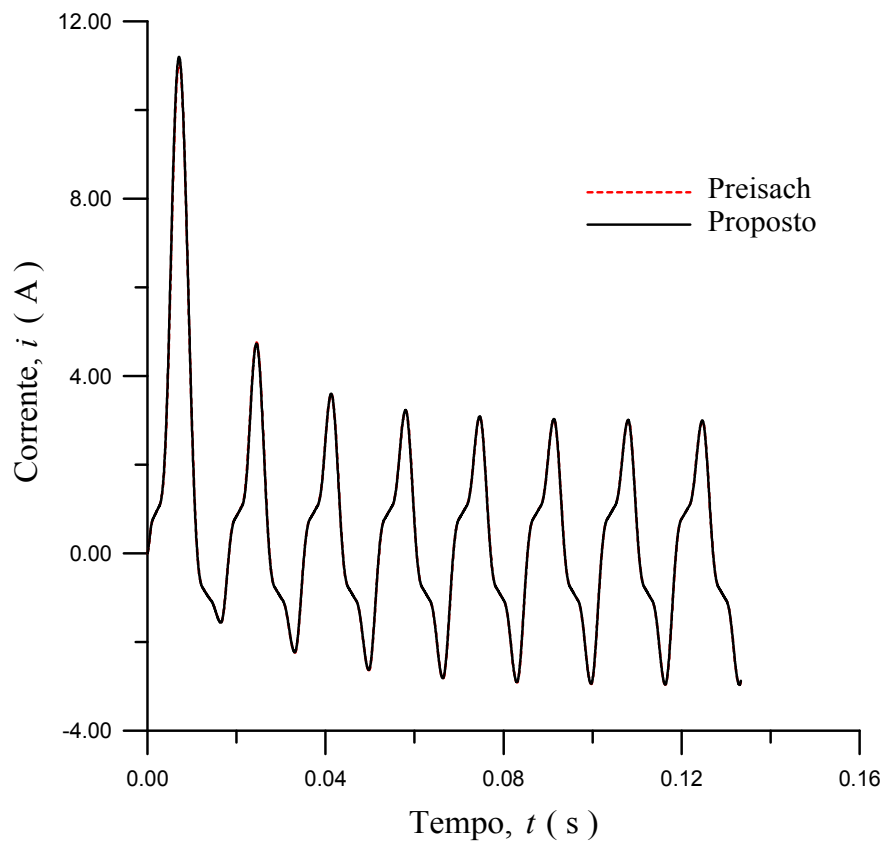


Fig. 5.17. Corrente de magnetização; $\theta = 0^\circ$.

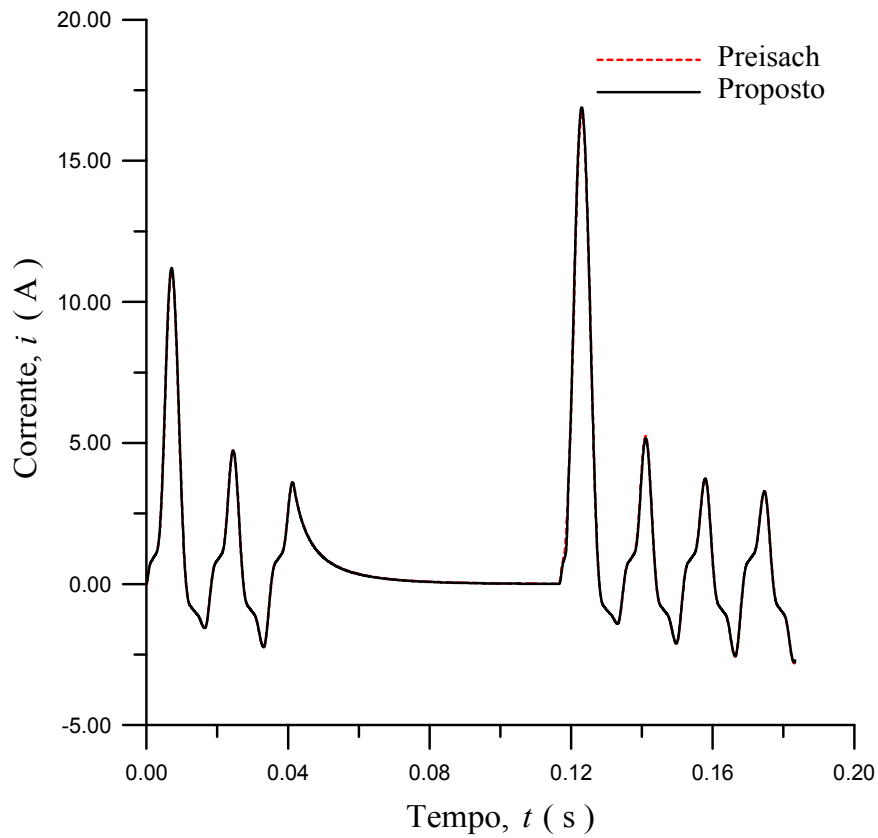


Fig. 5.18. Corrente de magnetização; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$, (religamento).

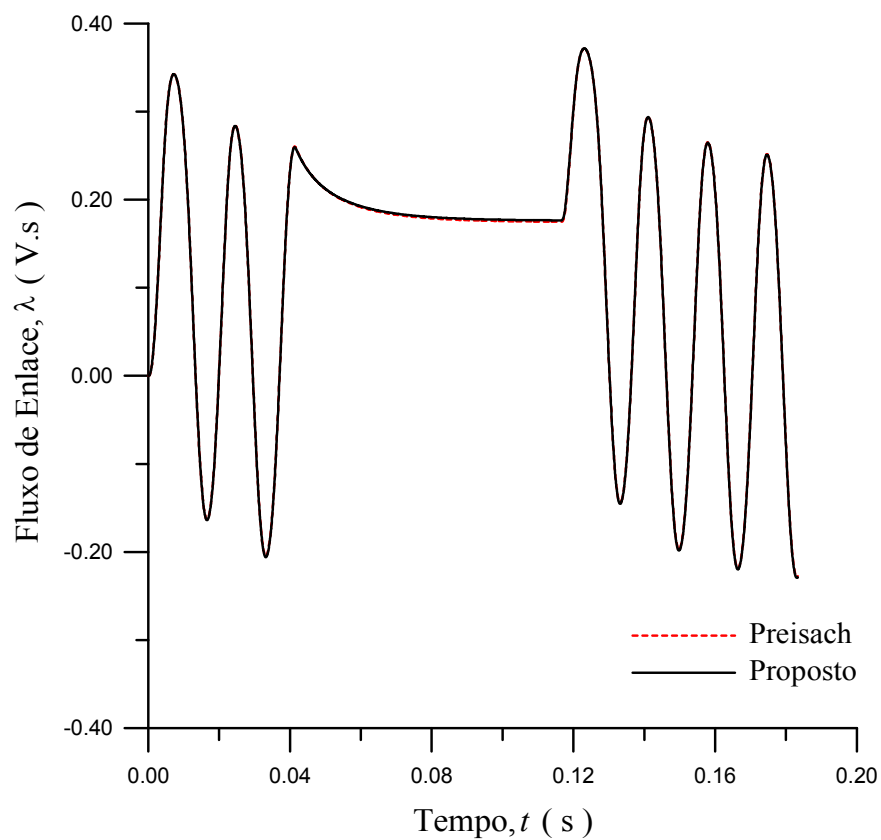


Fig. 5.19. Fluxo de enlace; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 0^\circ$, (religamento).

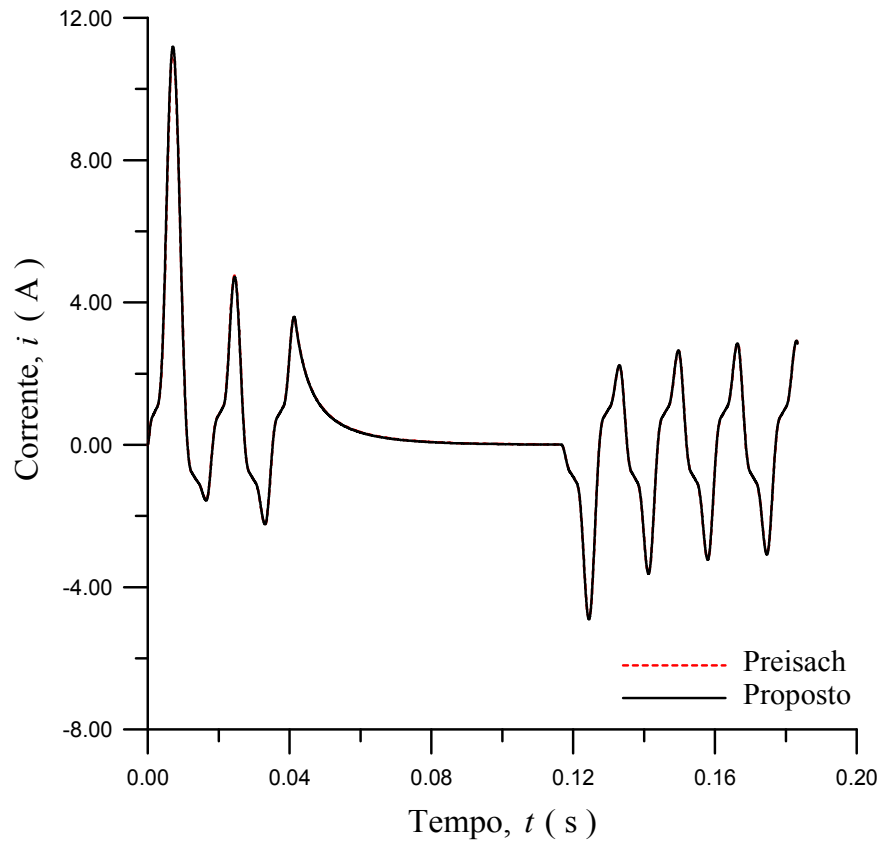


Fig. 5.20. Corrente de magnetização; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$, (religamento).

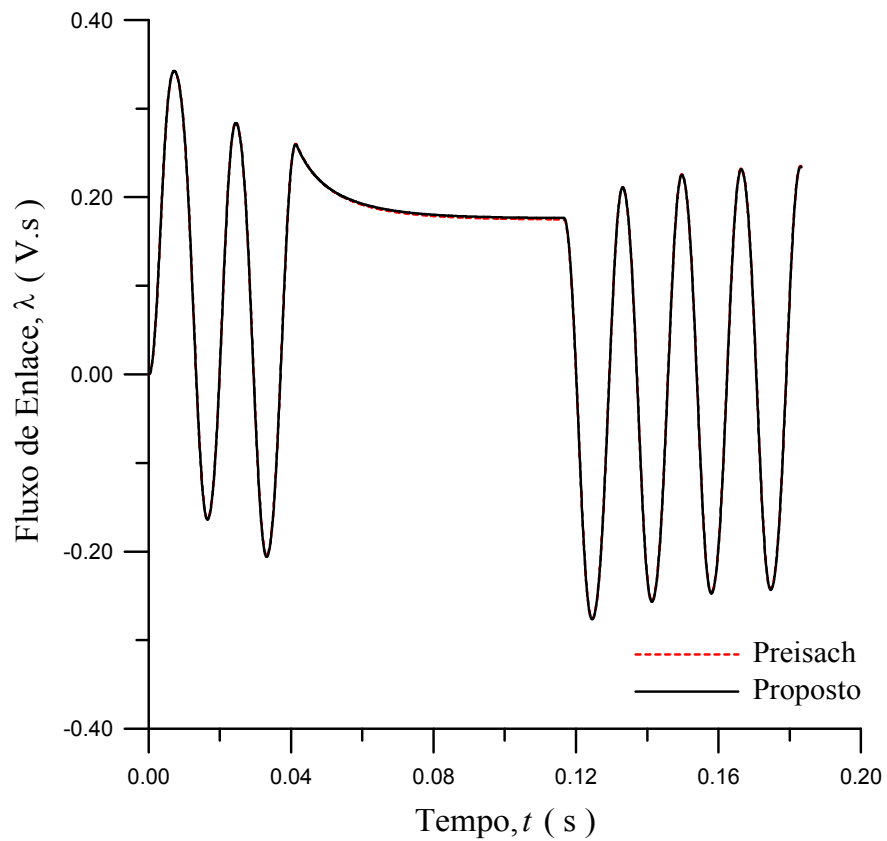


Fig. 5.21. Fluxo de enlace; $\theta_1 = 0^\circ$ (energização), $\theta_2 = 180^\circ$, (religamento).

Na Fig. 5.18, a corrente alcança um elevado valor no período de religamento, pois o fluxo imposto pela fonte cresce com mesma polaridade do fluxo residual no núcleo, como mostra a Fig. 5.19. Na Fig. 5.20, a corrente cresce menos no religamento, uma vez que λ varia no sentido de reduzir o fluxo que remanesce no núcleo após o desligamento (Fig. 5.21).

5.4.4 Considerações Adicionais Acerca do Modelo Proposto

Estabelecendo os valores dos parâmetros das equações (5.3) e (5.4) em $a_1 = 15,3$, $a_2 = 1,14$ e $a_3 = 38,2$, são feitas as considerações expostas a seguir.

Através da modificação da constante ξ , pode-se reproduzir a curva de magnetização inicial de modo mais realístico que o modelo de Preisach considerado, que proporciona um valor nulo de permeabilidade incremental na origem (Liorzu *et al.*, 2000). A Fig. 5.22 mostra curvas de magnetização inicial para os valores de ξ iguais a 5, 15 e 25 na equação (5.4).

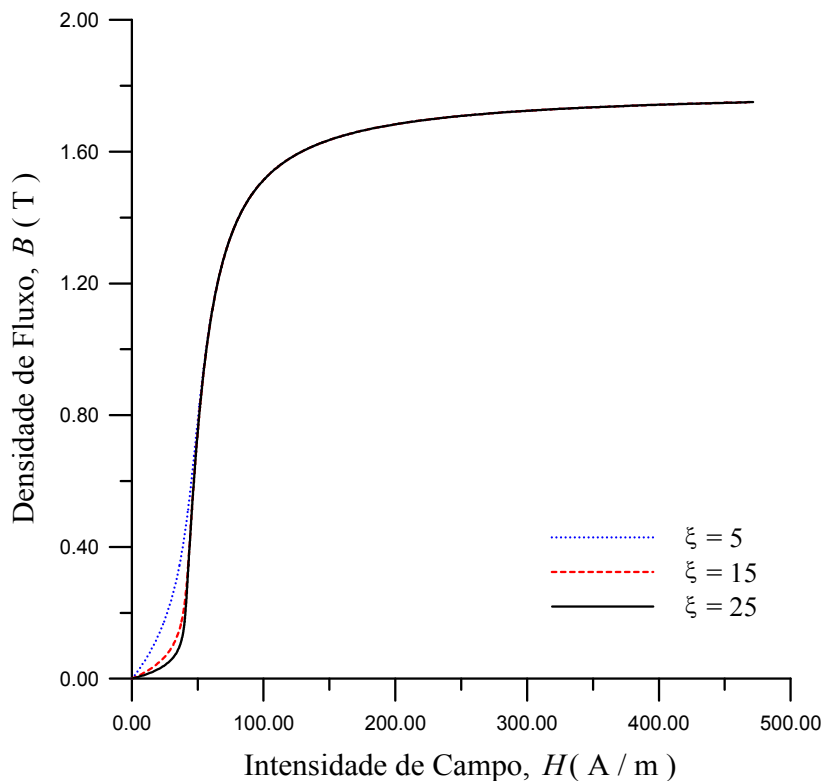


Fig. 5.22. Curvas de magnetização inicial obtidas para diferentes valores de ξ .

O estabelecimento dos valores de β e n requer registro de trajetórias magnéticas em laboratório. Tal processo não constitui grande problema, uma vez que o modelo não é muito sensível a variações deste parâmetro. Em graus de saturação moderados, as ligas ferro-silício de grãos orientados analisadas apresentaram valores situados em uma faixa estreita. Além disso, a necessidade de determinação de β e n confere ao modelo um caráter menos arbitrário.

Ao se modificar β , obtêm-se diferentes curvaturas e inclinações dos laços menores. A Fig. 5.23 mostra laços gerados para três valores de β (0, 1,7 e 4), para o seguinte caso:

$$B(t) = 1,14 \{ \sin t + 0,3 [\sin(5t + 1) - \sin(1)] \} \quad (5.18)$$

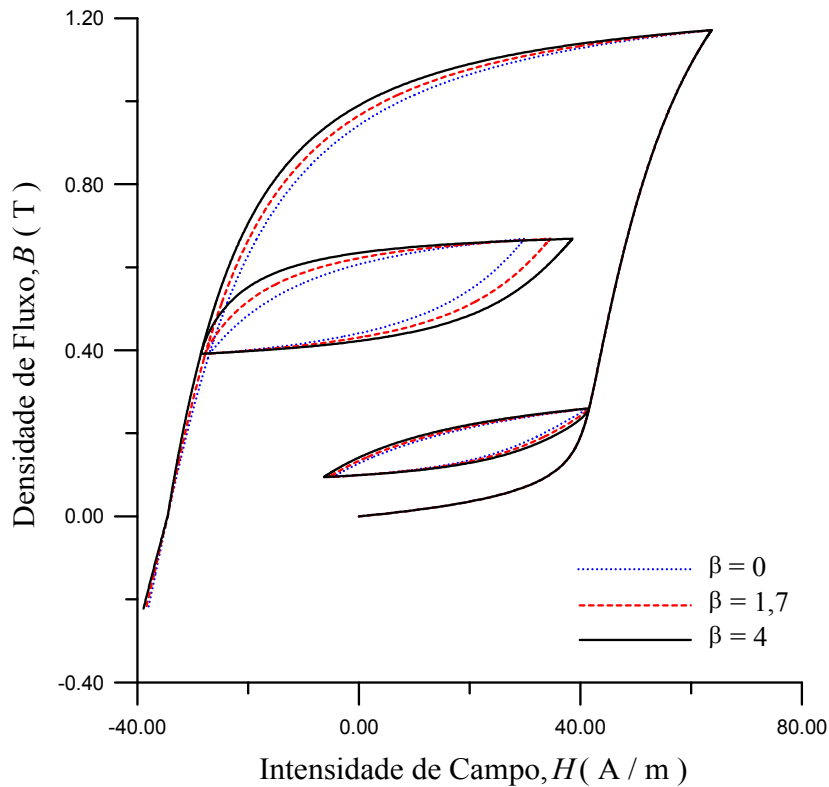


Fig. 5.23. Laços menores obtidos para diferentes valores de β .

Outra importante observação deve ser feita em relação ao valor de β , quando há uma acentuada diferença entre as curvaturas das regiões de joelho dos ramos ascendente e descendente do laço maior, como ilustra a Fig. 5.24. Simulações realizadas com $\beta = 0,3$ mostraram resultados satisfatórios para o núcleo pouco saturado. Entretanto, em simulações em que o núcleo atinge níveis de saturação mais pronunciados, observa-se que trajetórias assimétricas cruzam o laço maior, como mostra a Fig. 5.25. Uma solução para corrigir este modo de operação não permitido consiste em fazer $\beta = 0,6$ quando a zona de saturação é atingida. Assim, o cruzamento não mais ocorre, como mostra a Fig. 5.26. As discrepâncias entre as trajetórias contidas na região não-saturada do laço são desprezíveis, pois elas são bem menos extensas que as localizadas na região saturada.

A segunda maneira de contornar o problema consiste em impor restrições no sentido de que, ao serem detectados os cruzamentos, os valores de B situem-se sobre o ramo ascendente ou sobre o ramo descendente do laço maior, conforme seja o valor de dH/dt .

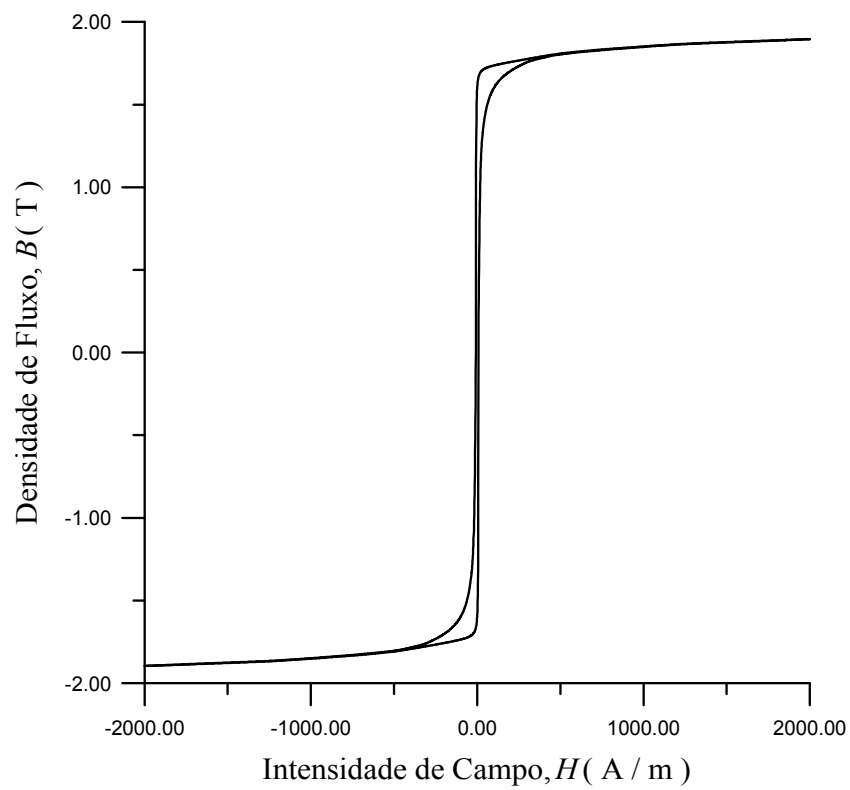


Fig. 5.24. Laço de com acentuada diferença entre as curvaturas dos ramos ascendente e descendente nas regiões de transição dos regimes não-saturado e saturado.

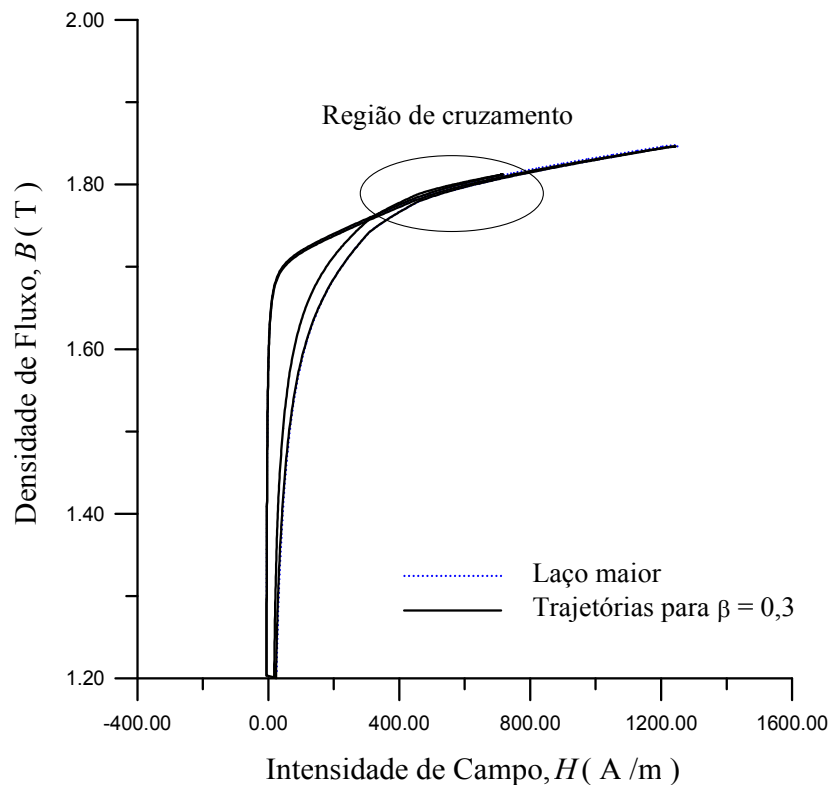


Fig. 5.25. Condição de operação não permitida (cruzamento do laço maior).

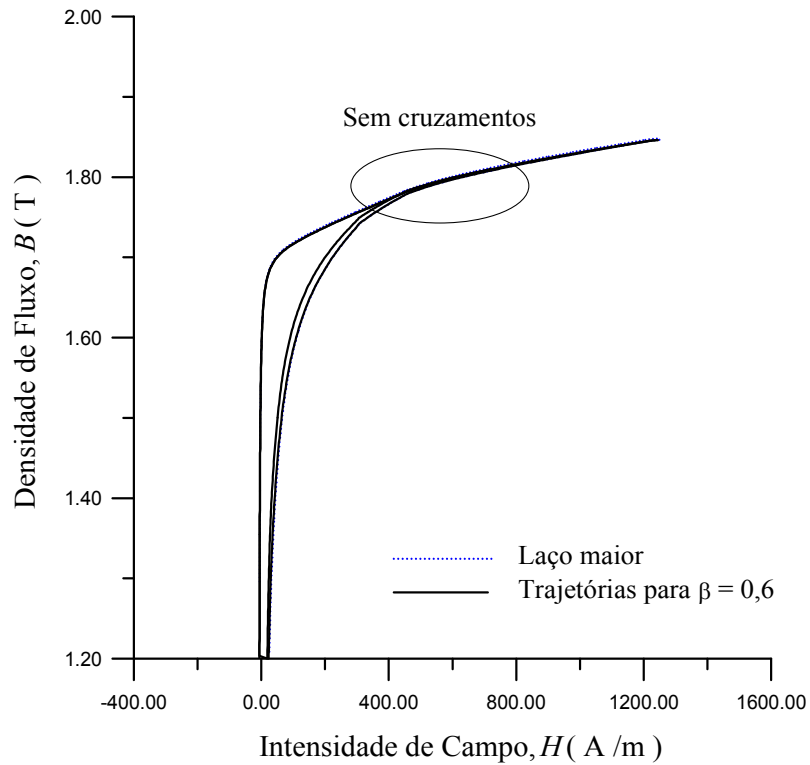


Fig. 5.26. Condição de operação permitida (sem cruzamento do laço maior).

O terceiro modo de contornar o problema dos cruzamentos do laço consiste em fazer $n \neq 1$ na equação (5.1). Assim, o expoente $\beta_0 = 1 + \beta |B / B_S|^n$ da referida equação varia de modo não-linear em função de B , como mostra a Fig. 5.27, onde $B_S = 1,9 \text{ T}$, $\beta = 0,6$ e $n = 1,5$.

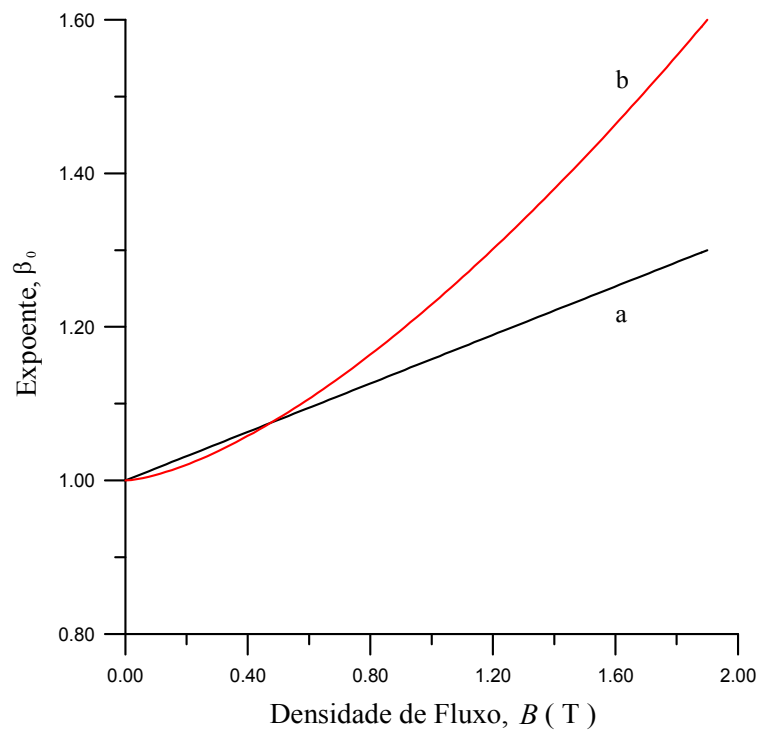


Fig. 5.27. Variação de $\beta_0 = 1 + \beta |B / B_S|^n$ para (a) $\beta = 0,3, n = 1$; (b) $\beta = 0,6, n = 1,5$.

Observa-se que para valores mais baixos de B os valores do expoente $\beta_0 = 1 + \beta |B / B_S|^n$ não diferem de modo apreciável para as situações (a) e (b), ou seja, as formas das trajetórias contidas na região não-saturada do laço são praticamente coincidentes em ambos os casos. Entretanto, à medida que B aproxima-se da região saturada, os valores de β_0 para $\beta = 0,6$ e $n = 1,5$ tornam-se cada vez maiores que os obtidos com $\beta = 0,3$ e $n = 1$. Isto faz com que as trajetórias permaneçam confinadas no interior do laço, de modo a ser obtido um resultado praticamente igual ao mostrado na Fig. 5.26.

Para valores moderados de densidade de fluxo, é mostrado na Fig. 5.28 que os resultados obtidos para $\beta = 0,3$ e $n = 1$ são praticamente iguais aos correspondentes a $\beta = 0,6$ e $n = 1,5$.

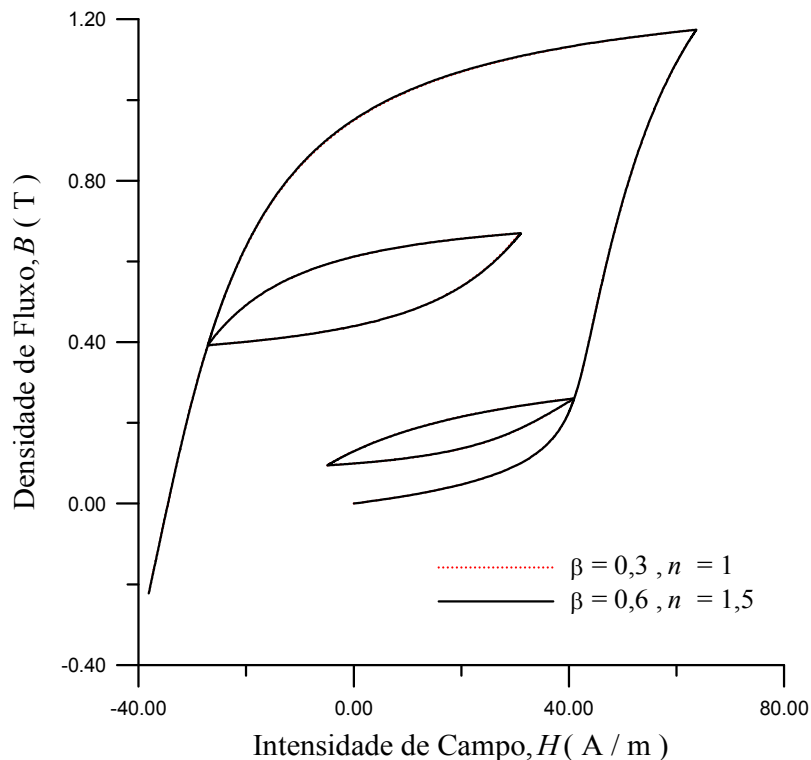


Fig. 5.28. Laços menores obtidos para diferentes valores de β e de n .

5.5 Comentários

O modelo de histerese proposto apresenta simplicidade de formulação e de implementação, requer dados de entrada de fácil obtenção e proporciona resultados muito próximos dos fornecidos pelo modelo de Preisach. Isto suscita motivação para que seja empregado como ferramenta na realização de investigações relacionadas não apenas a TC's, mas também a outras áreas no campo da engenharia elétrica, mais especificamente nos estudos citados no Capítulo 8 (Conclusão).

Capítulo 6

Modelos de Transformador de Corrente

6.1 Considerações Gerais

São apresentados circuitos elétricos destinados a reproduzir as propriedades não-lineares de transformadores de corrente. Inicialmente, considera-se apenas a saturação e a histerese no núcleo magnético, sendo estes fenômenos representados pelo modelo proposto, descrito no Capítulo 5. Em seguida, apresenta-se um modelo mais completo, onde as perdas dinâmicas são consideradas por um resistor linear (perdas parasíticas clássicas) e por um resistor não-linear (perdas anômalas). Os resultados são comparados com os obtidos pela teoria de Preisach e com resultados de medições em laboratório.

Também são feitas considerações acerca do tempo em que o TC entra em regime de saturação. No método proposto pelo *IEEE PSRC* (1976), a componente senoidal da corrente de defeito é substituída pelo valor -1 (hipótese pessimista). Como alternativa, é proposto um processo de cálculo que utiliza o método de Newton-Raphson, considerando-se a variação senoidal da componente CA da corrente de curto-circuito.

6.2 Modelo sem Representação de Perdas Dinâmicas

A Fig. 6.1 mostra o circuito equivalente de um TC, onde o comportamento do indutor não-linear é descrito pelo modelo de histerese proposto; i_1 é a corrente primária refletida para o lado do secundário; R_2 e L_2 são, respectivamente, a resistência e a indutância da carga. A resistência e a indutância de dispersão do enrolamento primário são desprezadas.

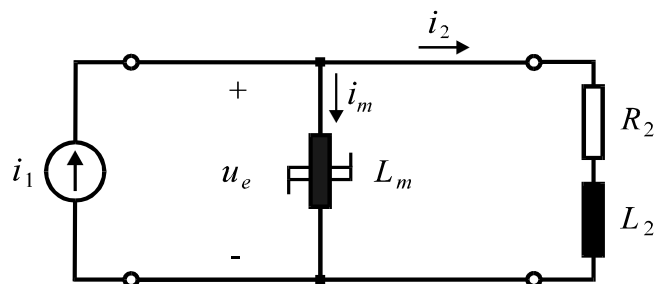


Fig. 6.1. Representação simplificada do transformador de corrente.

Assim, são escritas as seguintes equações para o circuito da Fig. 6.1:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = u_e(t) \quad (6.1)$$

$$L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + R_2 i_2(t) = u_e(t) \quad (6.2)$$

$$i_2(t) + i_m(t) = i_1(t) \quad (6.3)$$

$$i_m(t) = s[\lambda(t)] \quad (6.4)$$

A função s descreve o modelo de histerese proposto. Integrando (6.1) e (6.2), obtém-se:

$$\lambda(t) - \lambda(0) = \int_0^t u_e(t) dt \quad (6.5)$$

$$L_2 [i_2(t) - i_2(0)] + R_2 \int_0^t i_2(t) dt = \int_0^t u_e(t) dt \quad (6.6)$$

Utilizando o método de integração trapezoidal, as equações discretizadas do circuito são:

$$\lambda(\tau) - \lambda(0) = A_1 + \frac{h}{2} [u_e(\tau) + u_e(\tau - h)] \quad (6.7)$$

$$L_2 [i_2(\tau) - i_2(0)] + R_2 \left\{ A_2 + \frac{h}{2} [i_2(\tau) + i_2(\tau - h)] \right\} = A_2 + \frac{h}{2} [u_e(\tau) + u_e(\tau - h)] \quad (6.8)$$

$$i_2(\tau) + i_m(\tau) = i_1(\tau) \quad (6.9)$$

$$i_m(\tau) = s[\lambda(\tau)] \quad (6.10)$$

onde h é o degrau de tempo considerado e as constantes A_1 e A_2 são dadas por:

$$A_1 = \int_0^{\tau-h} u_e(\tau) d\tau \quad (6.11)$$

$$A_2 = \int_0^{\tau-h} i_2(\tau) d\tau \quad (6.12)$$

A equação (6.10) descreve o modelo proposto. O sistema não-linear é resolvido pelo método de Newton, com $h = 1 \mu s$. O desempenho do TC da Fig. 6.1 também é descrito pelo modelo de Preisach, substituindo-se (6.10) pelas equações (4.25) a (4.29), trocando-se B por λ e H por i_m .

6.3 Modelo com Representação de Perdas Dinâmicas

A Fig. 6.2 mostra o circuito equivalente de um TC, onde as perdas parasíticas clássicas e as perdas anômalas correspondem, respectivamente, a um resistor linear, R_e , e a um resistor não-linear, R_d . O indutor não-linear é representado pelo modelo de histerese proposto neste trabalho.

Para a indução magnética, pode-se escrever:

$$\frac{dB(t)}{dt} = \frac{1}{N_2 A} \frac{d\lambda(t)}{dt} = \frac{u_e(t)}{N_2 A} \quad (6.13)$$

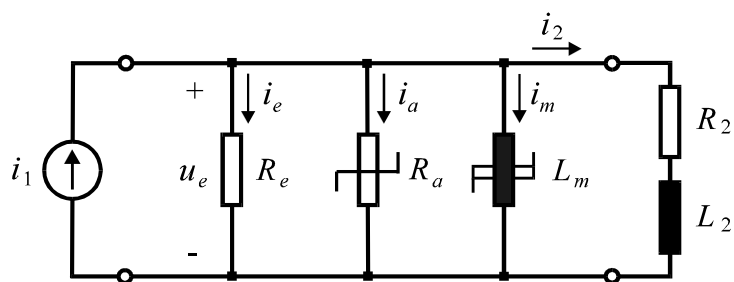


Fig. 6.2. Circuito equivalente do transformador de corrente.

Designa-se como A a área de seção reta do núcleo e N_2 é o número de espiras do secundário.

Foi estabelecido no Capítulo 4 que as perdas parasíticas clássicas e as perdas anômalas instantâneas no núcleo magnético são dadas por (Fiorillo e Novikov, 1990):

$$P_e(t) = K_e \left[\frac{dB(t)}{dt} \right]^2 dAl \quad (6.14)$$

$$P_a(t) = K_a \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^{3/2} dAl \quad (6.15)$$

O parâmetro d é a densidade do material do núcleo e l é o comprimento médio da trajetória magnética.

Substituindo (6.13) em (6.14), têm-se:

$$P_e(t) = K_e \frac{[u_e(t)]^2}{N_2^2 A} dl \quad (6.16)$$

Considerando que

$$R_e = \frac{[u_e(t)]^2}{P_e(t)} \quad (6.17)$$

a resistência de perdas parasíticas clássicas é dada por:

$$R_e = \frac{N_2^2 A}{K_e dl} \quad (6.18)$$

Substituindo (6.13) em (6.15), têm-se:

$$P_a(t) = K_a \frac{|u_e(t)|^{3/2}}{N_2^{3/2} A^{1/2}} dl \quad (6.19)$$

Uma vez que

$$R_a = \frac{[u_e(t)]^2}{P_a(t)} \quad (6.20)$$

resulta, para a resistência de perdas anômalas:

$$R_a = K \sqrt{|u_e(t)|} \quad (6.21)$$

$$K = \frac{\sqrt{N_2^3 A}}{K_a dl} \quad (6.22)$$

Assim, são escritas as seguintes equações para o circuito da Fig. 6.2:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = u_e(t) \quad (6.23)$$

$$L_2 \frac{di_2(t)}{dt} + R_2 i_2(t) = u_e(t) \quad (6.24)$$

$$i_2(t) + i_m(t) + i_a(t) + \frac{u_e(t)}{R_e} = i_1(t) \quad (6.25)$$

$$u_e(t) = K \sqrt{|u_e(t)|} i_a(t) \quad (6.26)$$

$$i_m(t) = s[\lambda(t)] \quad (6.27)$$

A função s descreve o modelo de histerese proposto. Integrando ambos os membros de (6.23) e (6.24), obtém-se:

$$\lambda(t) - \lambda(0) = \int_0^t u_e(t) dt \quad (6.28)$$

$$L_2 [i_2(t) - i_2(0)] + R_2 \int_0^t i_2(t) dt = \int_0^t u_e(t) dt \quad (6.29)$$

Utilizando o método de integração trapezoidal, as equações discretizadas do circuito são:

$$\lambda(\tau) - \lambda(0) = A_1 + \frac{h}{2} [u_e(\tau) + u_e(\tau - h)] \quad (6.30)$$

$$L_2 [i_2(\tau) - i_2(0)] + R_2 \left\{ A_2 + \frac{h}{2} [i_2(\tau) + i_2(\tau - h)] \right\} = A_2 + \frac{h}{2} [u_e(\tau) + u_e(\tau - h)] \quad (6.31)$$

$$i_2(\tau) + i_m(\tau) + i_a(\tau) + \frac{u_e(\tau)}{R_e} = i_1(\tau) \quad (6.32)$$

$$u_e(\tau) = K \sqrt{|u_e(\tau)|} i_a(\tau) \quad (6.33)$$

$$i_m(\tau) = s[\lambda(\tau)] \quad (6.34)$$

Designa-se por h o degrau de tempo considerado; as constantes A_1 e A_2 são dadas por:

$$A_1 = \int_0^{\tau-h} u_e(\tau) d\tau \quad (6.35)$$

$$A_2 = \int_0^{\tau-h} i_2(\tau) d\tau \quad (6.36)$$

O sistema não-linear é resolvido pelo método de Newton-Raphson, com $h = 1 \mu s$.

6.4 Ensaaios e Simulações para um TC de Pequeno Porte

Medições em laboratório foram realizadas com objetivo de levantar as características de um TC de núcleo toroidal, constituído por liga ferro-silício de grãos orientados, fabricado pela ACESITA (tipo E005). O mesmo apresenta os seguintes dados:

- Corrente primária nominal: 1 A.
- Corrente secundária nominal: 1 A.
- Relação de espiras: 60 / 60.
- Diâmetro médio: 0,125 m.
- Área de seção reta: 0,001 m².
- Espessura de laminação: 0,3 mm.
- Fator de empilhamento: 0,96.
- Peso do núcleo: 3 kg.
- Resistência dos enrolamentos: 0,2 Ω.
- Fator de sobrecorrente: 20.
- Carga secundária nominal: 1,15 Ω.

Foram determinados os laços maiores de histerese e a curva de magnetização inicial, em termos do fluxo de enlace, λ , *versus* corrente de excitação, i ($i = i_m + i_e + i_a$), em 4 Hz e em 60 Hz. Em 4 Hz, as perdas dinâmicas no núcleo são pequenas, de modo que o laço registrado pode ser assumido como o laço de histerese pura, sem que se incorra em erro apreciável (neste caso, $i_e \cong i_m$). Os resultados das medições são mostrados na Fig. 6.3 e na Fig. 6.4.

A Fig. 6.5 mostra a curva de perdas (J / kg) em função da frequência (Hz), para uma indução senoidal com valor de pico $B_m = 1,5$ T. Os parâmetros de (4.49) foram calculados através de uma rotina de ajuste de curvas baseada no método de Levenberg-Marquardt (Press *et al.*, 1989). Os resultados são os seguintes:

- $p_h / f = 7,73 \times 10^{-3}$ J / kg;
- $K_e = 2,076 \times 10^{-6}$;
- $K_a = 6,590 \times 10^{-6}$.

Na frequência de 60 Hz, as perdas histeréticas, parasíticas clássicas e anômalas são:

- $p_h = 0,464$ W / kg;
- $p_e = 0,332$ W / kg;
- $p_a = 0,493$ W / kg.

Em 60 Hz e a 1,5 T, as perdas totais calculadas são 1,289 W/kg; de acordo com o fabricante (ACESITA), tais perdas são iguais a 1,280 W/kg. A Fig. 6.6 mostra as perdas magnéticas totais em 60 Hz, para tensões entre 0 e 30 V. Em 23 V, as perdas medidas são 1,295 W.

Nas simulações a seguir, considera-se um curto-circuito no final de uma linha de transmissão cuja impedância em série é $Z_L = 1,44 + j 14,4 \Omega$ ($T_1 = 26,5$ ms). No extremo emissor acha-se ligada uma fonte de tensão de 115 V, 60 Hz. Considera-se $\lambda(0) = 0$, $\beta = 0,3$ e $n = 1$.

A Fig. 6.7 mostra trajetórias $\lambda - i_m$ para a carga de $0,18 + j 0,15 \Omega$ no secundário do TC. Os três intervalos de tempo considerados (energização, tempo morto e religamento), são de 2 ciclos, cada um, com ângulos de incidência de defeito $\theta_1 = 0^\circ$ (energização) e $\theta_2 = 0^\circ$ (religamento). A Fig. 6.8 mostra trajetórias $\lambda - i$, onde i é a corrente de excitação do núcleo ($i = i_m + i_e + i_a$). Observa-se que as regras de Madelung não são obedecidas, pois estas são válidas apenas para o fenômeno de histerese pura, com $i_e = i_a = 0$. A Fig. 6.9, Fig. 6.10 e Fig. 6.11 mostram resultados para a carga de $0,55 + j 0,10 \Omega$. Outros resultados são mostrados na Fig. 6.12, Fig. 6.13 e Fig. 6.14 (carga de $1,10 + j 0,35 \Omega$), bem como na Fig. 6.15, Fig. 6.16 e Fig. 6.17 (carga de $0,35 + j 1,10 \Omega$). Estes valores correspondem à carga nominal do TC ($1,15 \Omega$). Considerou-se energização (3 ciclos, $\theta_1 = 0^\circ$), tempo morto (4 ciclos) e religamento (4 ciclos, $\theta_1 = 0^\circ$). Para este último caso, a variação da resistência de perdas anômalas é mostrada na Fig. 6.18.

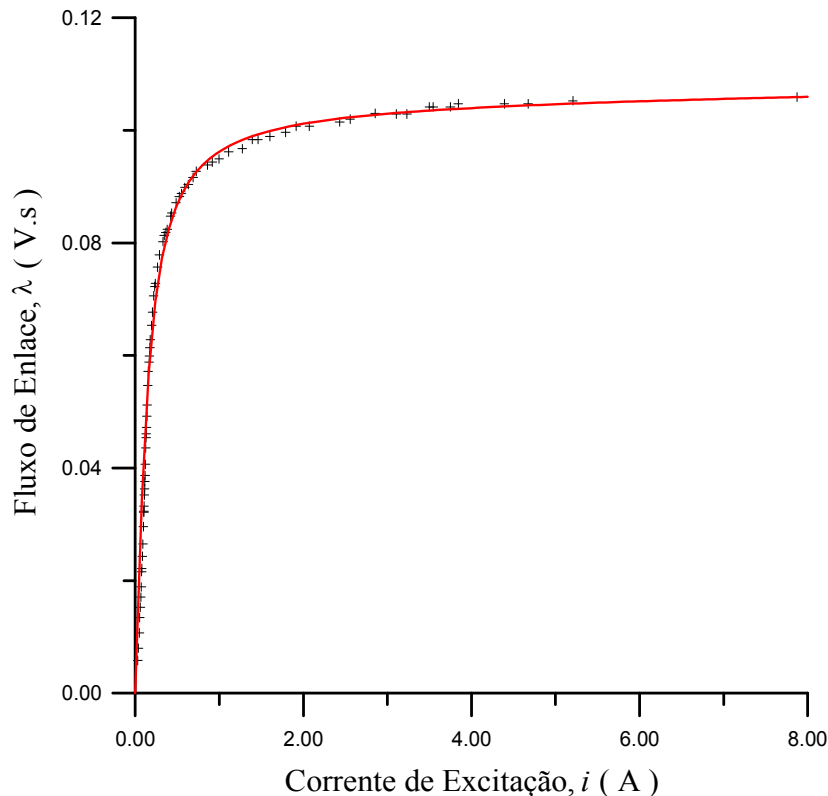


Fig. 6.3. Curva de magnetização inicial do TC.

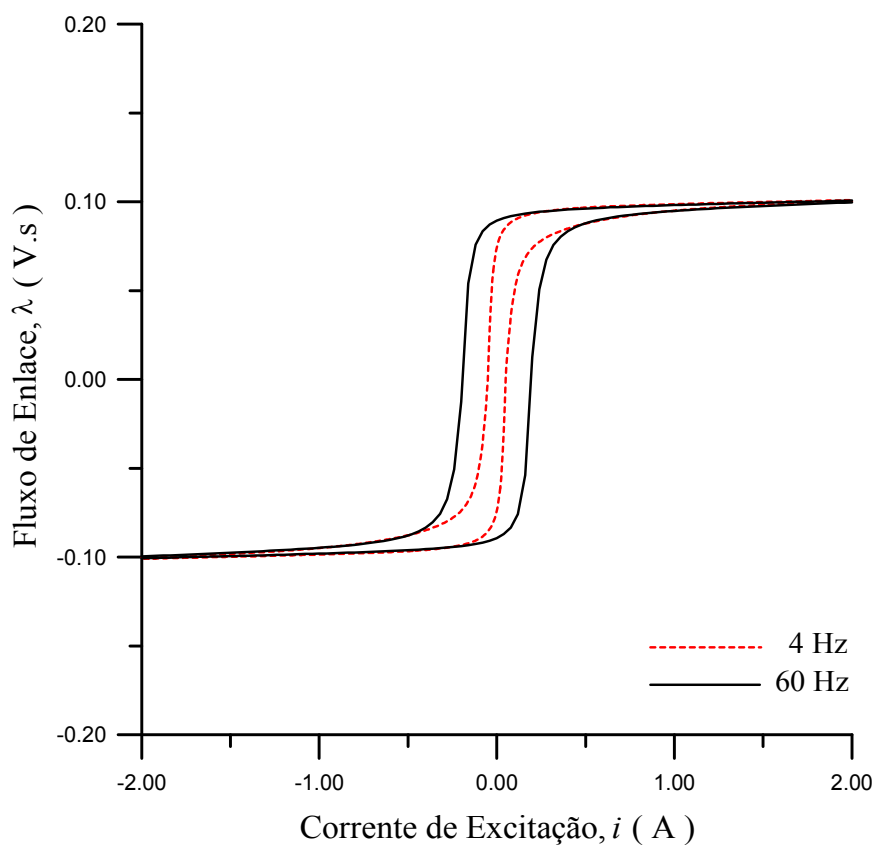


Fig. 6.4. Laços maiores do TC em 4 Hz e em 60 Hz.

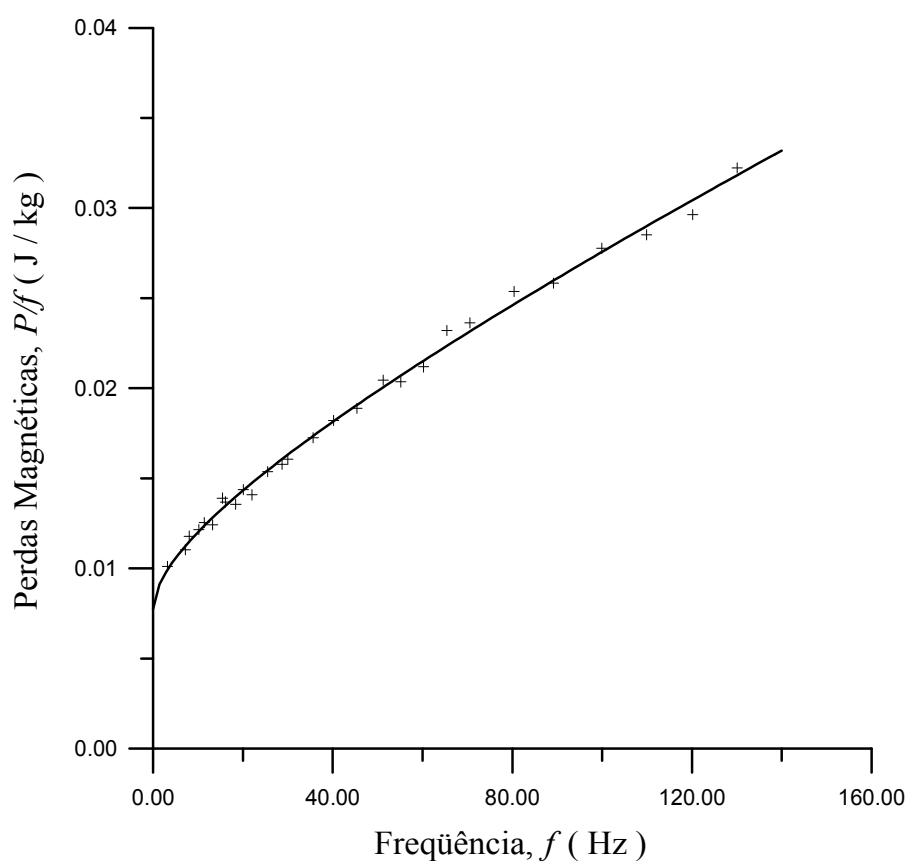


Fig. 6.5. Perdas magnéticas totais, em J / kg, em função da frequência; $B_m = 1,5$ T.

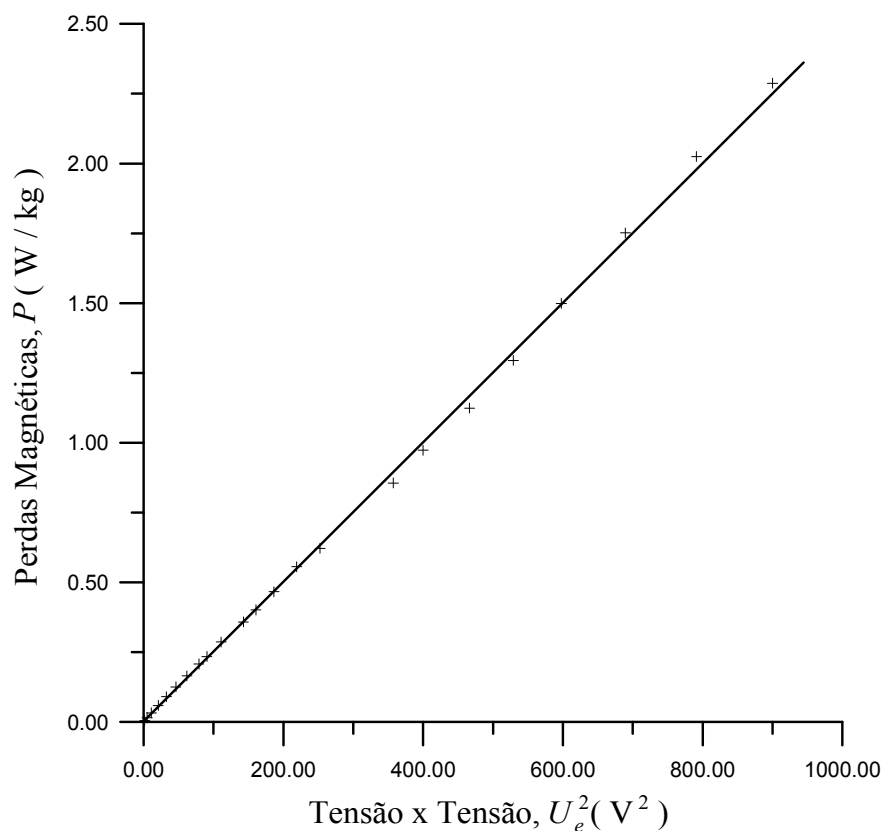


Fig. 6.6. Perdas magnéticas totais, em W / kg, em função do quadrado da tensão; $f = 60$ Hz.

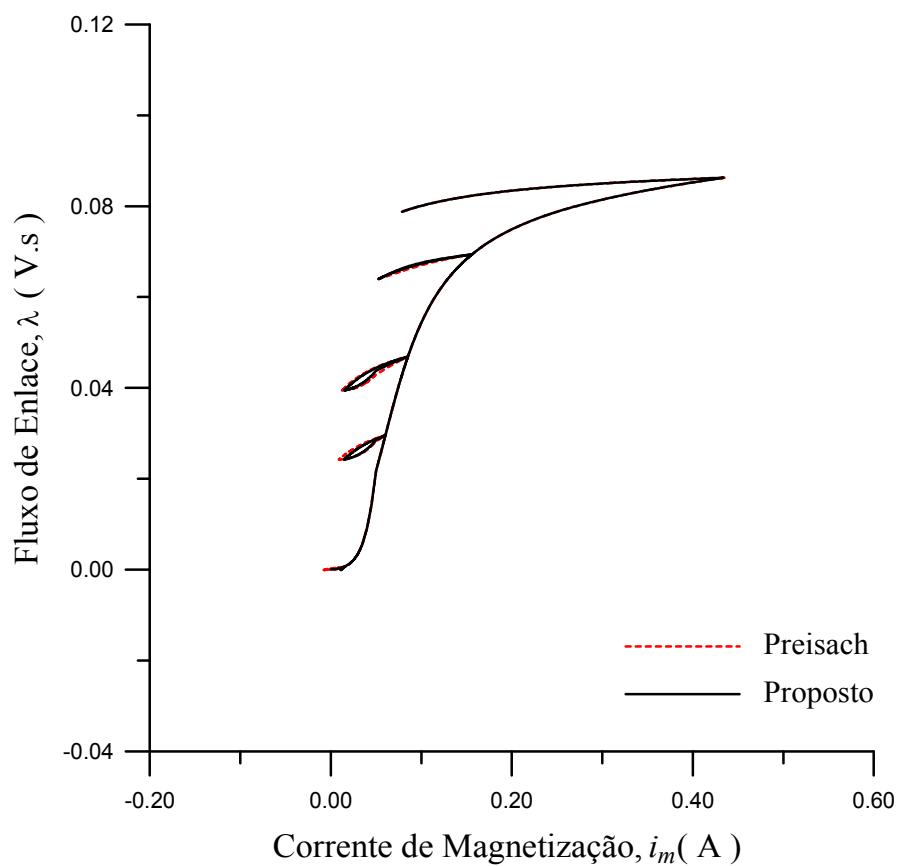


Fig. 6.7. Laços menores λ versus i_m ; carga: $0,18 + j 0,15 \Omega$.

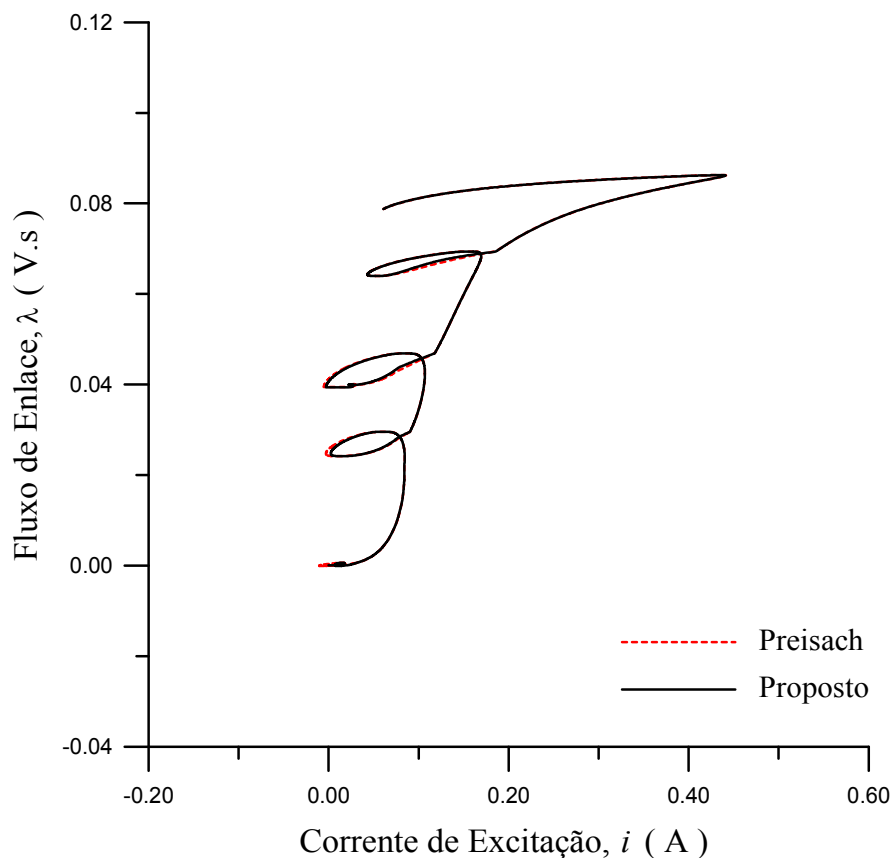


Fig. 6.8. Laços menores λ versus i ($i = i_m + i_e + i_a$); carga: $0,18 + j 0,15 \Omega$.

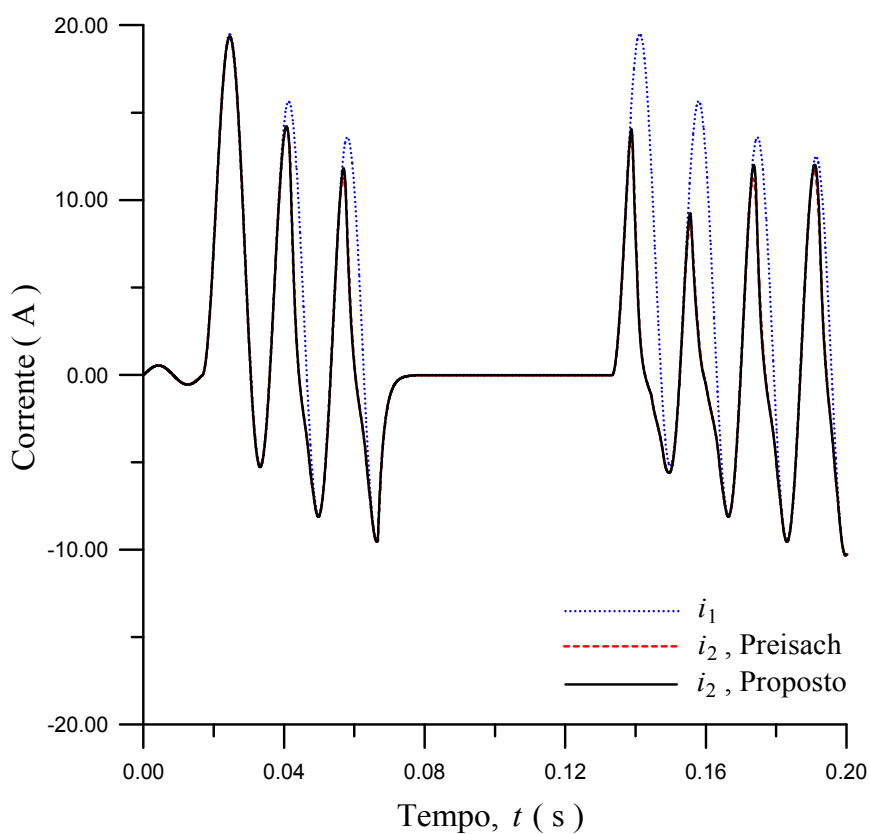


Fig. 6.9. Corrente primária, i_1 , e corrente secundária, i_2 ; carga: $0,55 + j 0,10 \Omega$.

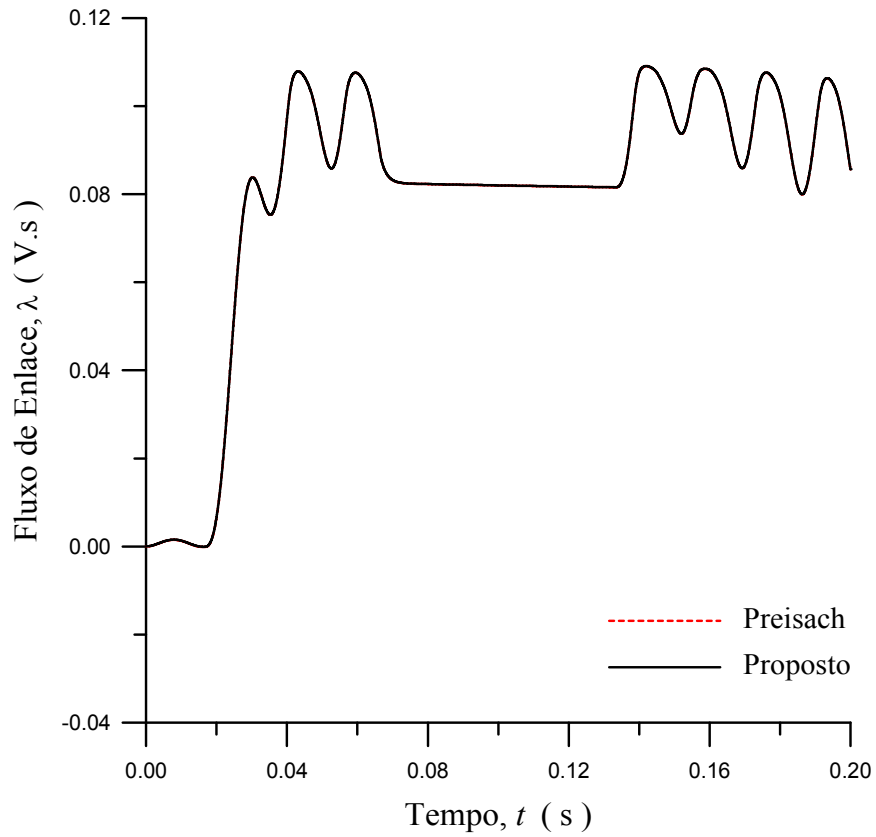


Fig. 6.10. Fluxo de enlace no secundário, λ ; carga: $0,55 + j 0,10 \Omega$.

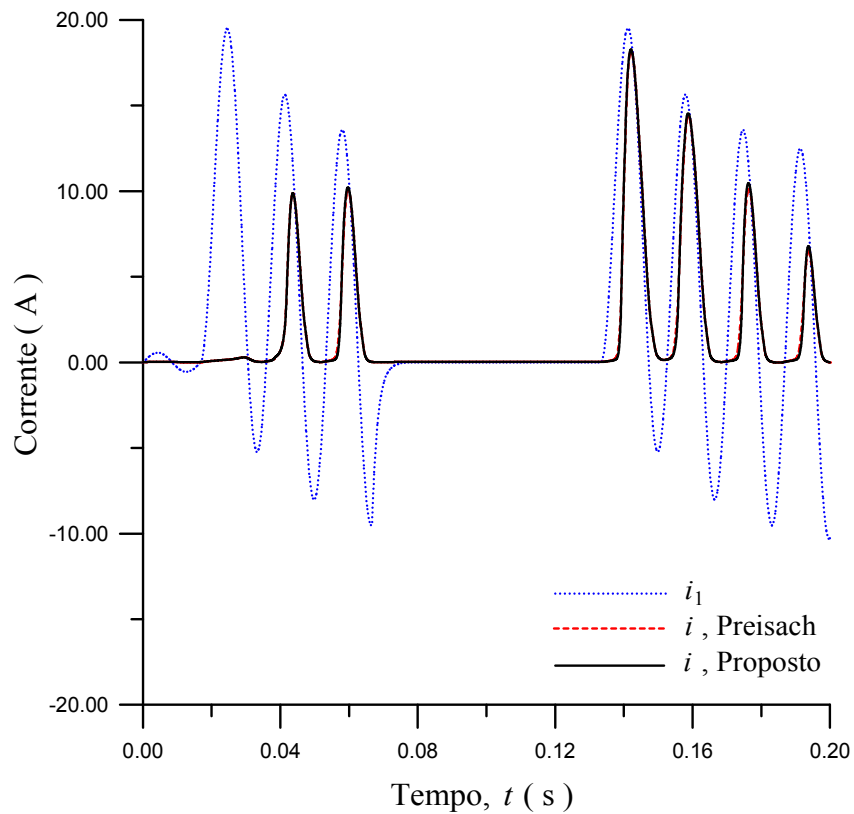


Fig. 6.11. Corrente primária, i_1 , e corrente de excitação, $i = i_m + i_e + i_a$, carga: $0,55 + j 0,10 \Omega$.

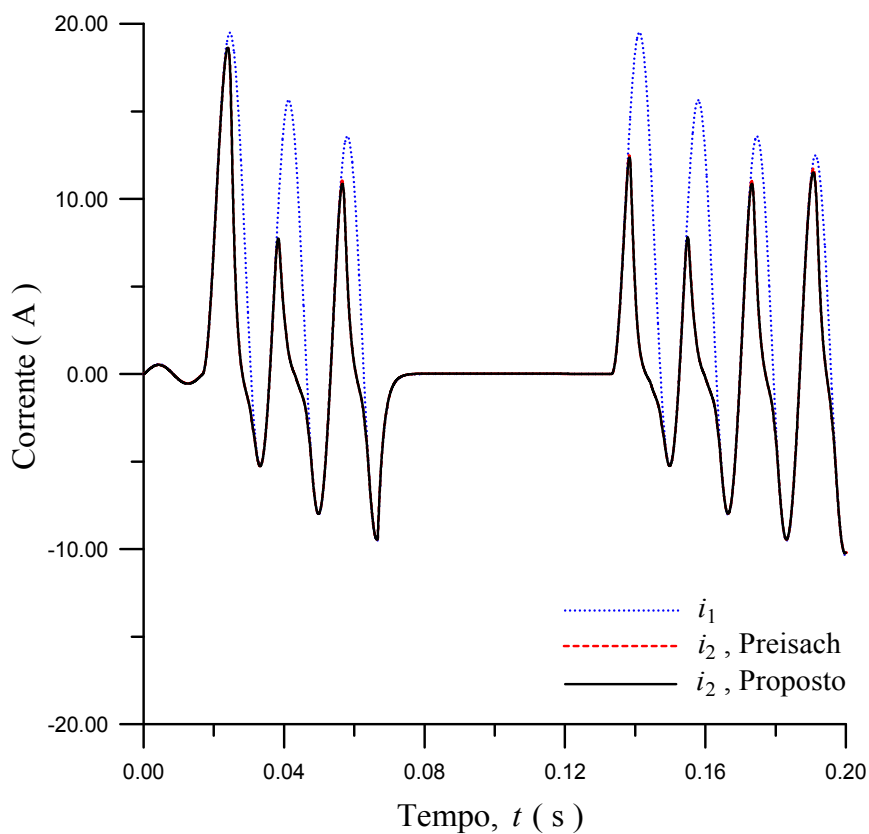


Fig. 6.12. Corrente primária, i_1 , e corrente secundária, i_2 ; carga: $1,10 + j 0,35 \Omega$.

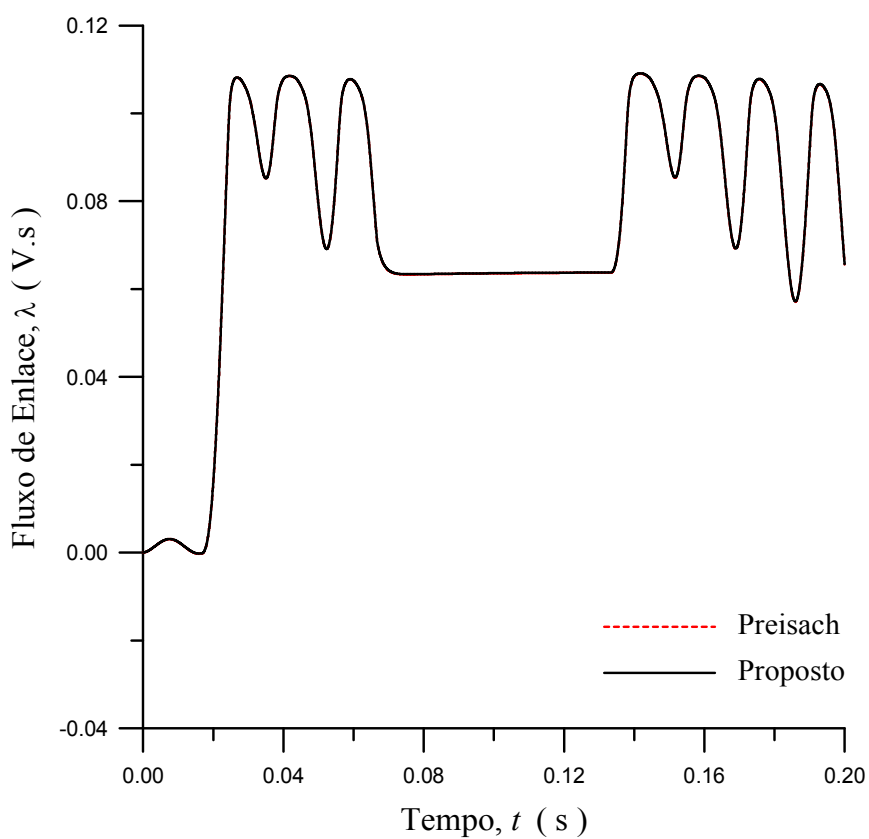


Fig. 6.13. Fluxos de enlace no secundário, λ ; carga: $1,10 + j 0,35 \Omega$.

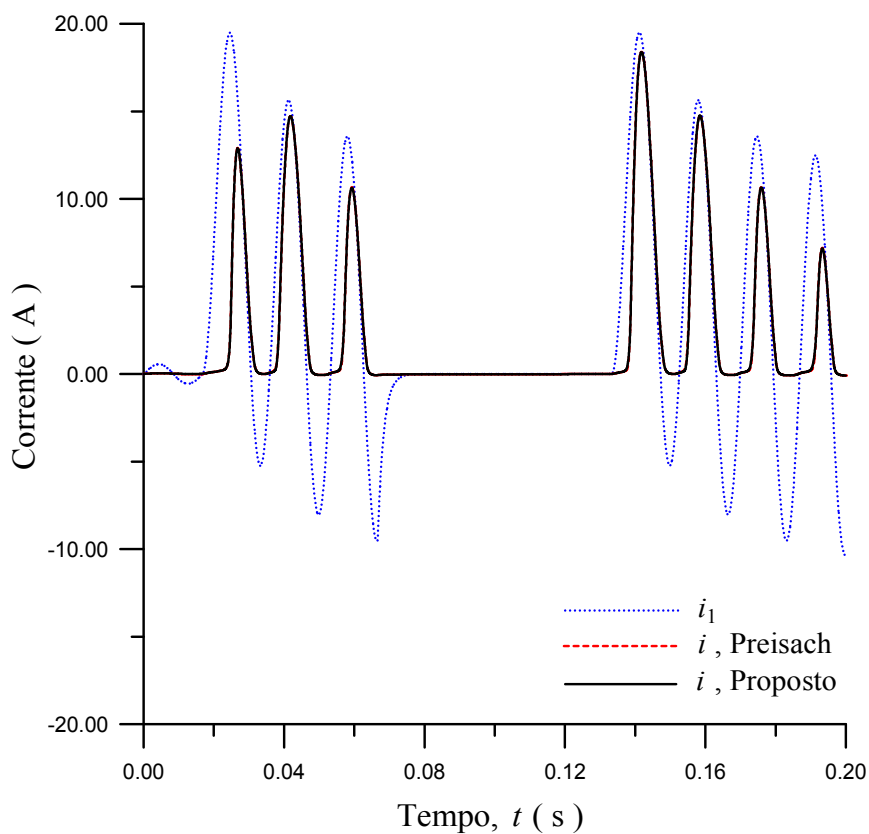


Fig. 6.14. Corrente primária, i_1 , e corrente de excitação, $i = i_m + i_e + i_a$, carga: $1,10 + j 0,35 \Omega$.

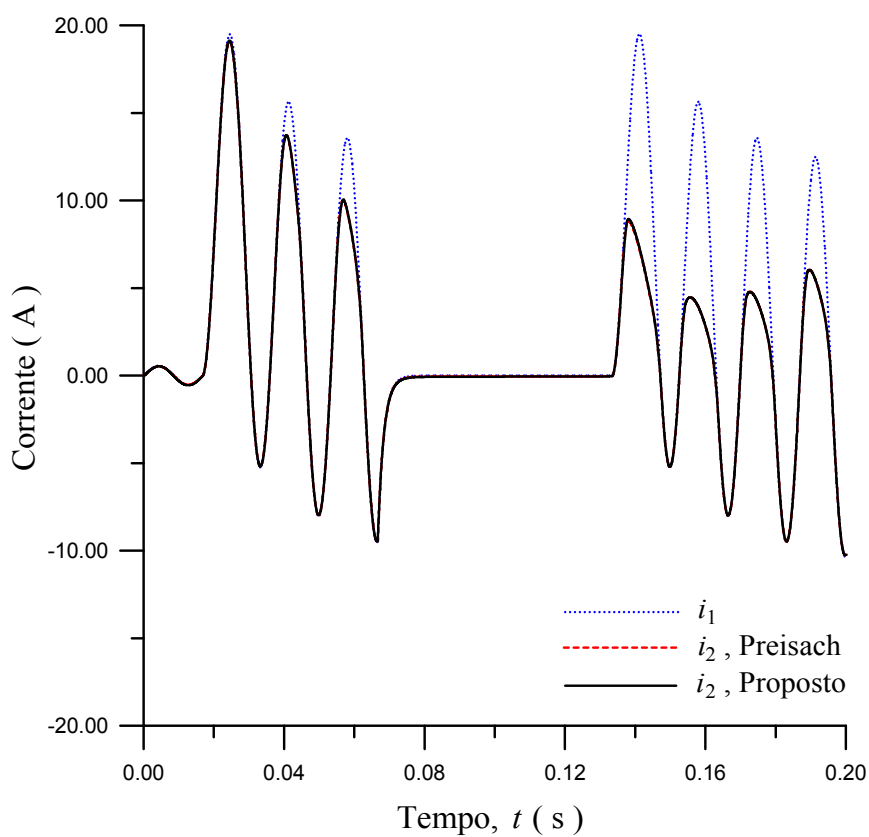


Fig. 6.15. Corrente primária, i_1 , e corrente secundária, i_2 ; carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$.

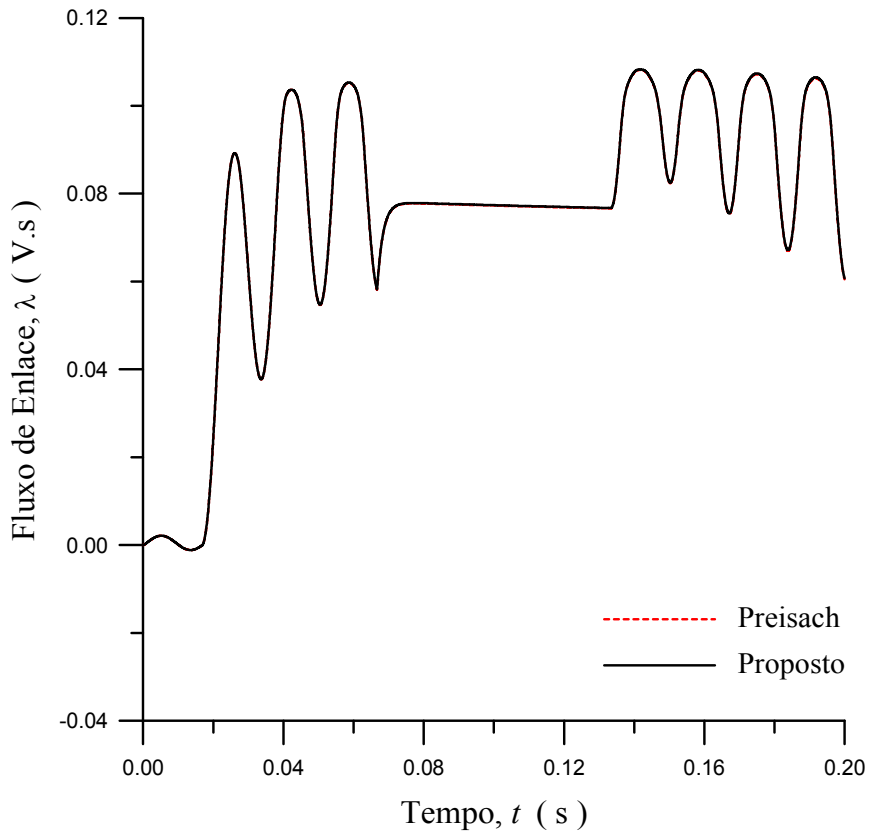


Fig. 6.16. Fluxos de enlace no secundário, λ ; carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$.

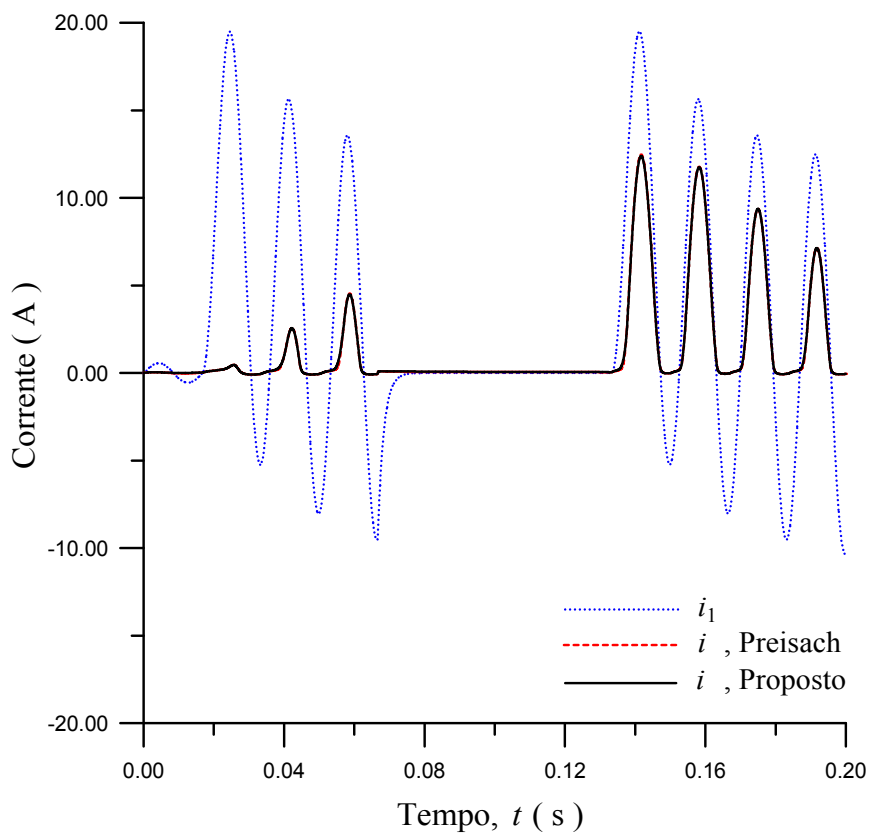


Fig. 6.17. Corrente primária, i_1 , e corrente de excitação, $i = i_m + i_e + i_a$, carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$.

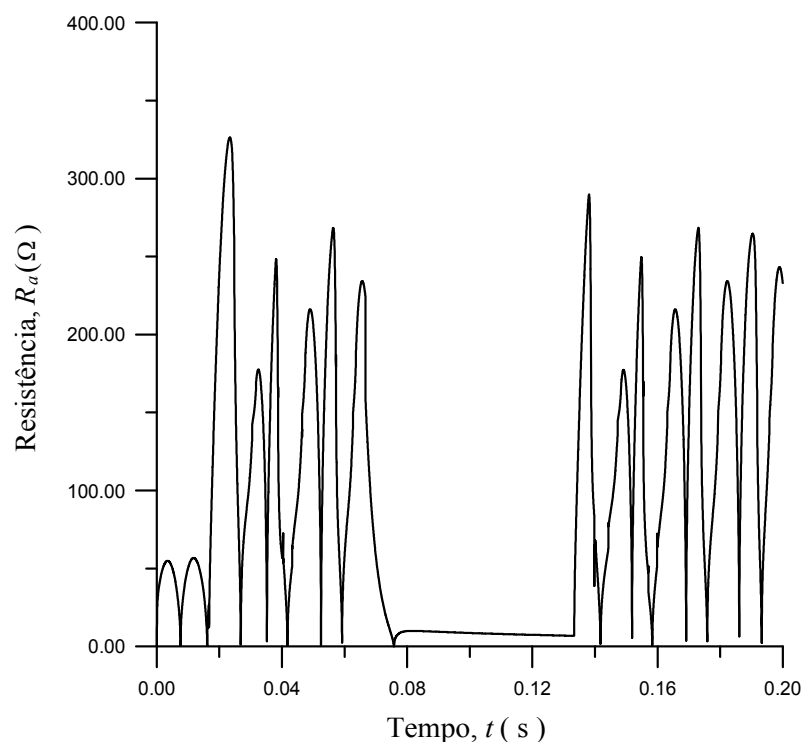


Fig. 6.18. Resistência de perdas anômalas, R_a ; carga: $0,35 + j 1,10 \Omega$.

6.5 Simulações *versus* Medições em Laboratório

A seguir, são comparados resultados de simulações utilizando-se o modelo proposto com resultados obtidos através de medições em laboratório, considerando o TC de pequeno porte descrito no item anterior. (Fig. 6.19 a Fig. 6.24). O Apêndice descreve as montagens utilizadas.

Na realização dos ensaios, foram considerados os seguintes valores de tensão e de impedâncias na montagem da Fig. A.2 do Apêndice:

- Tensão eficaz da fonte: $U_e = 115 \text{ V}$.
- Impedância da linha de transmissão, em 60 Hz: $Z_L = 3,05 + j 24,81 \Omega$
- Constante de tempo primária: $T_1 = 21,6 \text{ ms}$.

As medições foram feitas com fluxo residual nulo no núcleo magnético no início da condução do *triac*. Isto era conseguido mediante o seguinte processo: antes do registro de cada oscilograma, ligava-se a fonte de tensão variável ao secundário do TC, que era levado ao estado de saturação. A seguir, lenta e gradualmente, o valor da tensão era reduzido, até anular-se. Com isto, obtinha-se $\lambda(0) \approx 0$. O ângulo de fase da tensão $u(t) = U_m \text{ sen}(\omega t + \theta)$ foi ajustado através da chave síncrona descrita no Apêndice.

Nas simulações, foram utilizados $\beta = 0,3$ e $n = 1$. As comparações gráficas entre os resultados teóricos e experimentais indicam um grau de concordância satisfatório entre os mesmos.

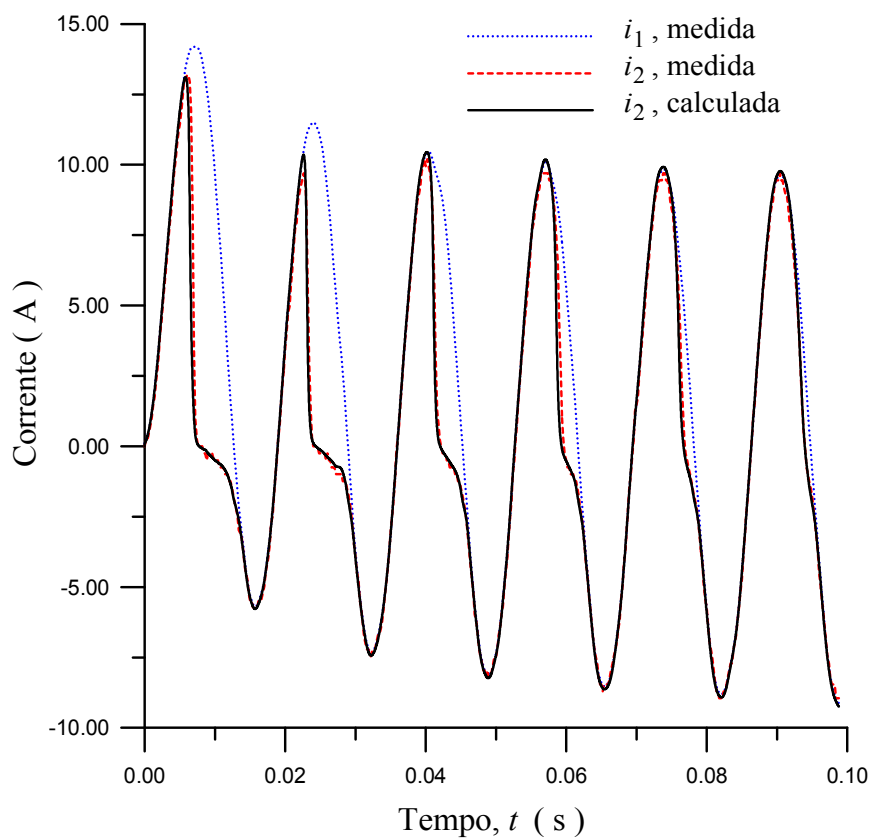


Fig. 6.19. Correntes primária e secundária; carga: $2,40 + j 0,10 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$.

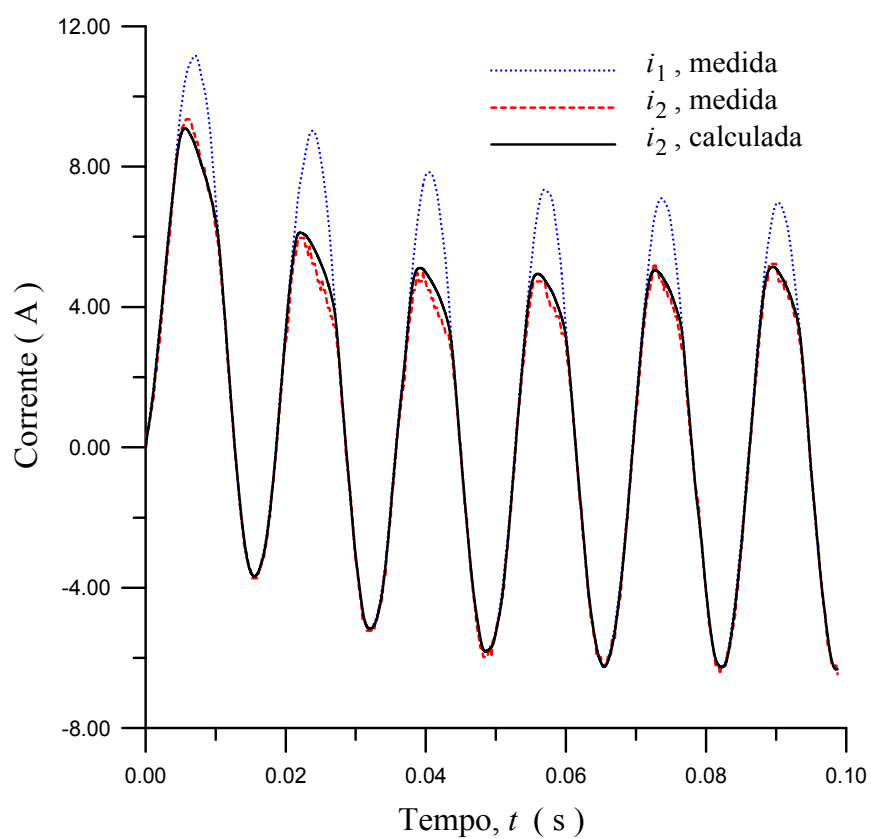


Fig. 6.20. Correntes primária e secundária; carga: $0,65 + j 3,40 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$.

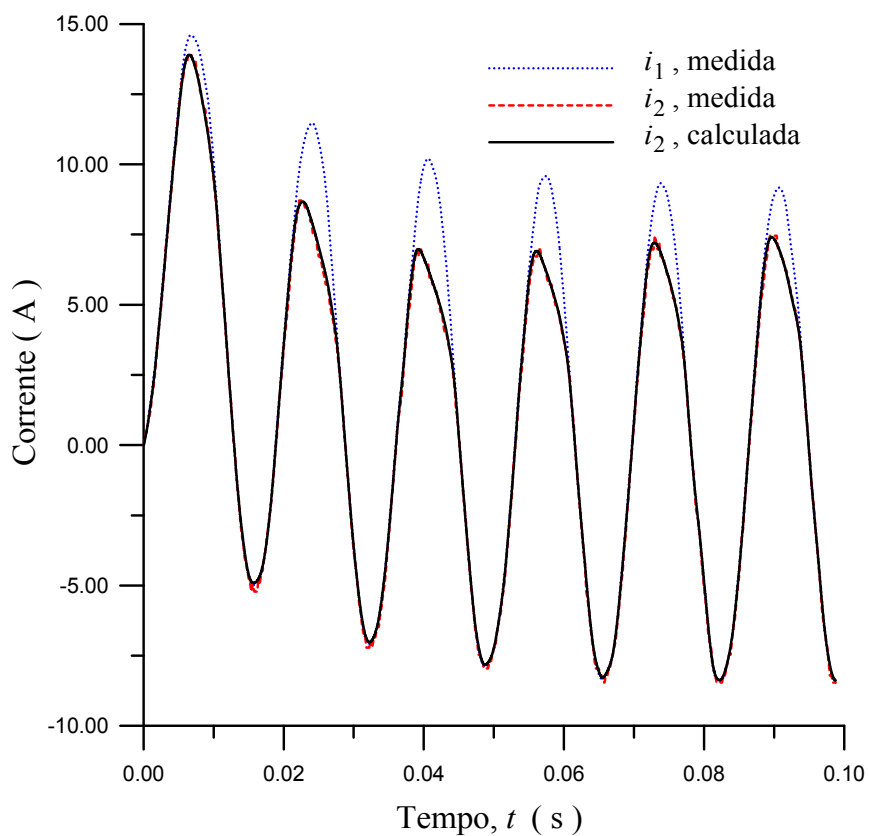


Fig. 6.21. Correntes primária e secundária; carga: $0,58 + j 1,70 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$.

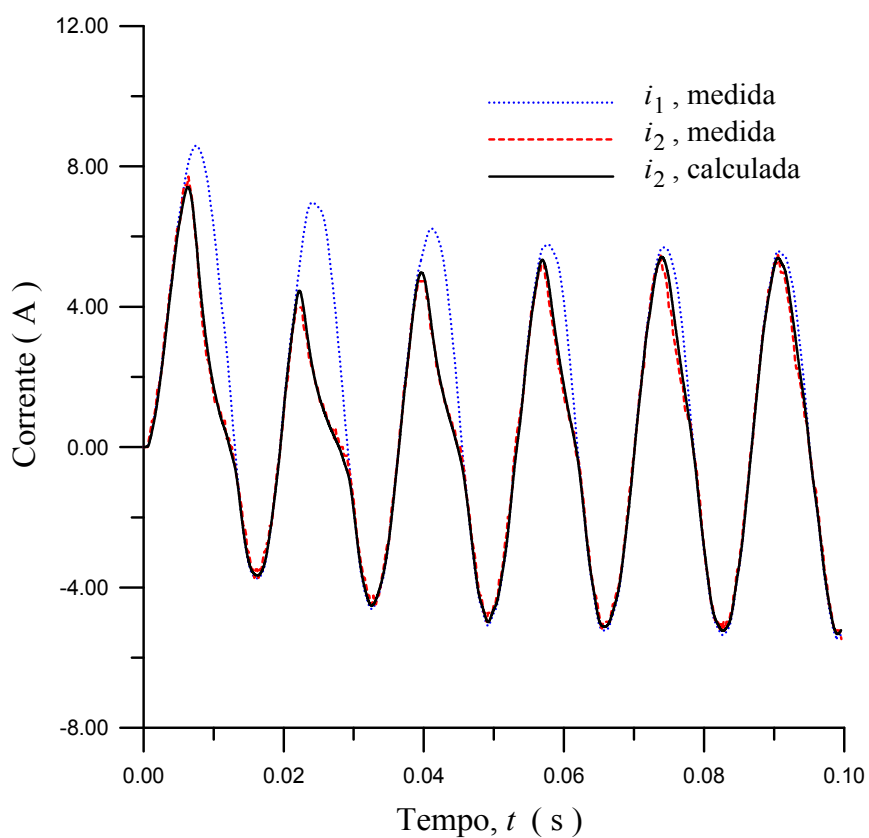


Fig. 6.22. Correntes primária e secundária; carga: $2,50 + j 1,80 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$.

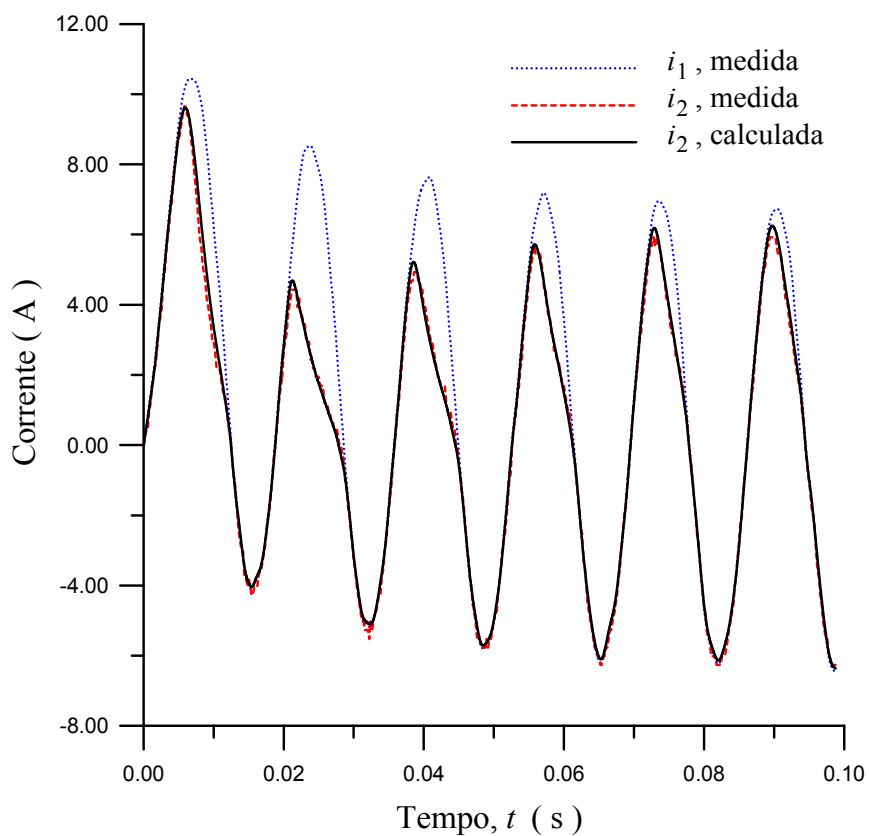


Fig. 6.23. Correntes primária e secundária; carga: $1,52 + j 1,70 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$.

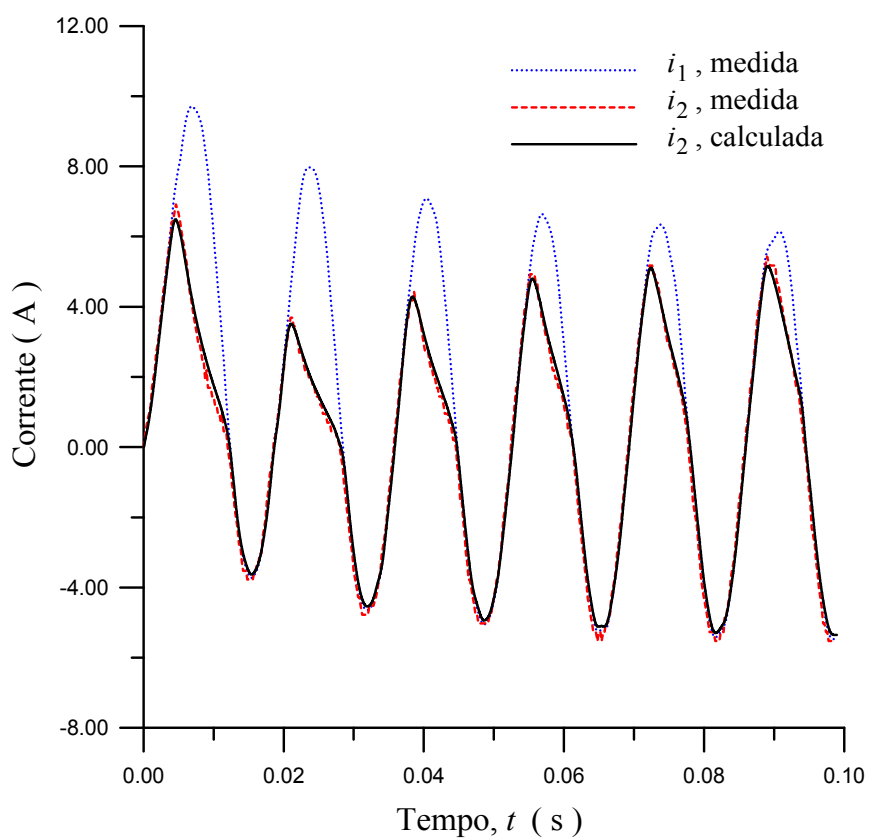


Fig. 6.24. Correntes primária e secundária; carga: $2,40 + j 3,40 \Omega$, $\lambda(0) = 0$, $\theta = 0^\circ$.

6.6 Simulações para um TC de Grande Porte

Nas simulações, foi considerado um TC com os seguintes dados (Tiziouvaras, 1994):

- relação de transformação: 900 / 5;
- carga nominal: 1,25 Ω ;
- área de seção reta do núcleo: $1,91532 \times 10^{-3} \text{ m}^2$;
- comprimento médio do núcleo: 0,4987 m;
- resistência do enrolamento secundário: 0,24 Ω ;
- fator de sobrecorrente: 20.
- Ponto de Joelho (U_S ; I_S) da curva $U_e - I_e$: (125 V; 0,065 A).

A curva de excitação secundária é mostrada na Fig. 6.25.

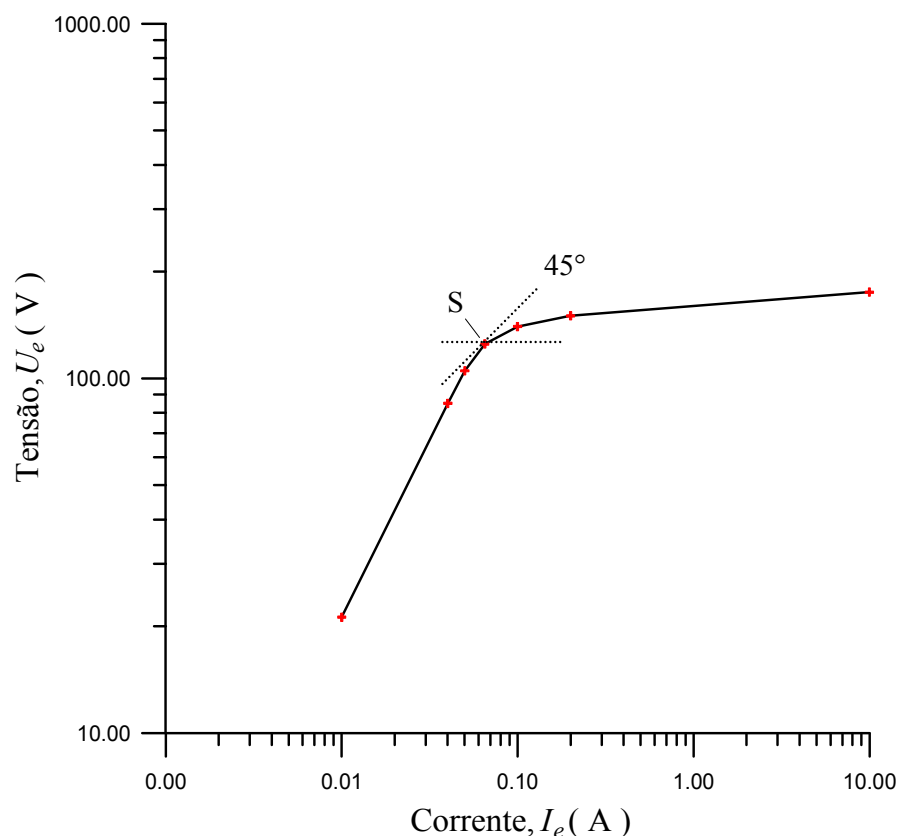


Fig. 6.25. Curva de excitação secundária do TC de grande porte.

O valor da tensão eficaz no ponto de Joelho do TC, U_S , é estabelecido segundo a norma *IEEE Std. C57.13* (1993), como é descrito no item 3.4.2. Na Fig. 6.25, tem-se $U_S = 125 \text{ V}$, o que em 60 Hz corresponde ao seguinte valor de pico do fluxo de enlace:

$$\lambda_S = \frac{\sqrt{2} U_S}{\omega} = \frac{\sqrt{2} \times 125}{377} = 0,47 \text{ V.s}$$

A partir da curva de excitação secundária, Tiziouvaras (1994) determinou o laço de histerese, utilizando a sub-rotina *Hysdat* do *EMTP*. Neste trabalho, a curva de magnetização inicial foi gerada a partir do ramo descendente do referido laço, através do emprego da equação (4.25) proposta por Naidu (1990). A Fig. 6.26 mostra essas curvas, expressas em termos de λ versus i_m . O fluxo de enlace para $i_m = 0$ é 0,58 V.s.

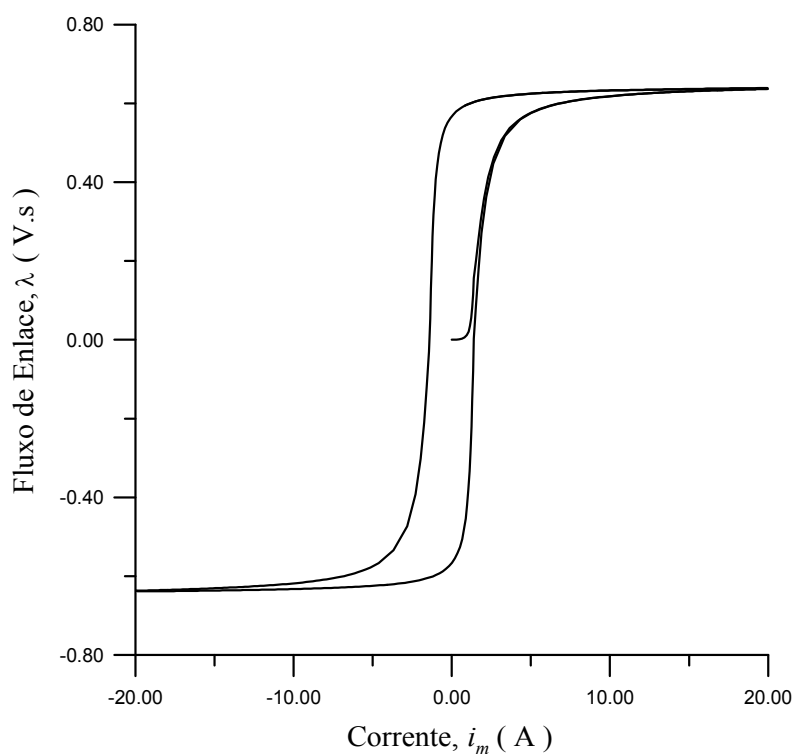


Fig. 6.26. Curva de magnetização inicial e laço maior de histerese.

Neste ponto, é válida a seguinte observação: quando o núcleo atinge elevados graus de saturação, pode-se utilizar o laço maior correspondente a 60 Hz, ao invés do laço de histerese obtido por variações lentas na excitação. Nestes casos, o laço em 60 Hz afunila-se, assumindo um comportamento cada vez mais próximo do laço relativo à histerese pura. Assim, as trajetórias no interior do laço dinâmico não são relevantes, em face das extensas incursões na região saturada. Para as ligas Fe-Si tipo GO os laços são estreitos e a diferença entre a corrente de magnetização e a corrente de excitação é menor ou igual à metade da largura do laço de histerese obtido por variações quase-estáticas. Assim, o laço em 60 Hz pode ser utilizado, sem que se cometa erro apreciável. Ademais, na prática nem sempre é fácil se dispor de dados detalhados dos TC's.

Todos os resultados mostrados a seguir referem-se ao caso em que o TC é ligado a uma linha de transmissão de 230 kV, 60 Hz, 254 km de comprimento (Fig. 6.27), com impedância total $Z_L = 11,96 + j 84,11 \Omega$ e impedância de Thévenin no extremo emissor $Z_{TH} = 1,04 + j 7,31 \Omega$.

A constante de tempo primária equivalente é $T_1 = 18,65$ ms.

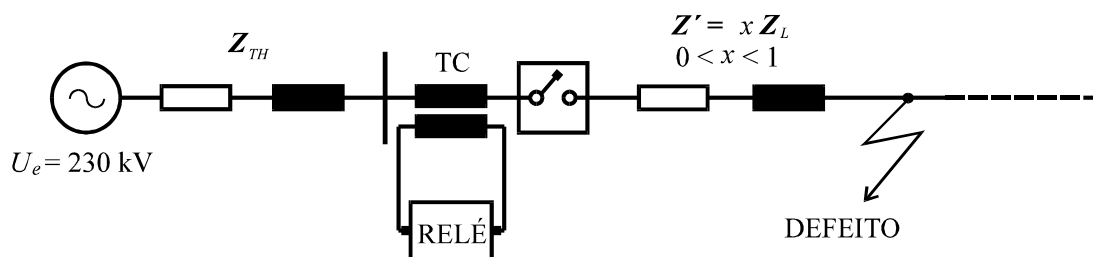


Fig. 6.27. Defeito trifásico em ponto intermediário de uma linha de transmissão.

Para testar a validade do modelo de histerese, simulações realizadas com o modelo proposto foram comparadas com simulações utilizando o modelo de Preisach. Na Fig. 6.28 é ilustrado o caso onde se utilizou $\beta = 0,9$ e $n = 1$ na equação (5.1) do Capítulo 5, assim como uma impedância total no secundário igual a $0,40 + j 0,10 \Omega$.

Na Fig. 6.29, a impedância foi variada para $0,40 + j 0,70 \Omega$. Nos dois casos, foi considerado um defeito situado a 35 km do extremo emissor, com 2 ciclos de duração e ângulo de incidência igual a 0° , seguido de um desligamento de 1 ciclo e de posterior religamento.

Também foram realizadas simulações com uma carga de $1,59 + j 0,20$. Considerou-se um defeito a 35 km do extremo emissor, com ângulos de incidência de 0° , e a seguinte seqüência de eventos: energização, 2,5 ciclos; desligamento, 2,5 ciclos; religamento, 4,5 ciclos.

Na Fig. 6.30, Fig. 6.31, Fig. 6.32 e Fig. 6.33 mostrados resultados para $\beta = 0,9$ e $n = 1$. Na Fig. 6.33, o grau de distorção de i_2 é bem maior no período de religamento, pois, no início desse período, o fluxo de enlace residual no núcleo apresenta um alto valor (0,58 V.s, ou seja, 100% do fluxo de enlace no ponto de remanência), com mesmo sinal do fluxo imposto pela fonte.

Um caso de saturação em regime permanente do núcleo, causada por elevados valores de corrente primária e de impedância secundária ($3,18 + j 0,20 \Omega$), é ilustrado na Fig. 6.34, Fig. 6.35, Fig. 6.36 e Fig. 6.37. Foi considerado um defeito a 5 km do extremo emissor, com ângulo de incidência igual a 90° , bem como $\beta = 0,9$ e $n = 1$.

Observa-se que a componente contínua de λ é praticamente nula (nos primeiros ciclos, os valores de pico negativos são um pouco maiores que os positivos). Assim, em regime estacionário, a distorção da corrente secundária é causada pela ação da componente alternada do fluxo imposto pela fonte.

Em todos os casos, observa-se excelente grau de concordância entre os resultados fornecidos pelos dois modelos considerados.

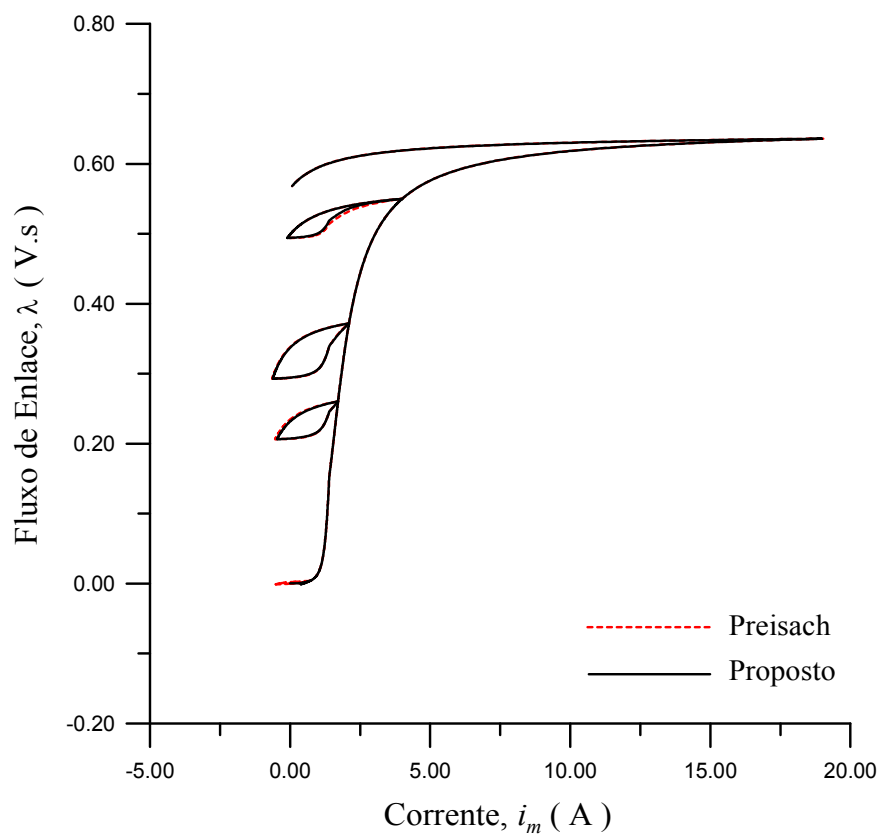


Fig. 6.28. Laços assimétricos para carga de $0,40 + j 0,10 \Omega$.

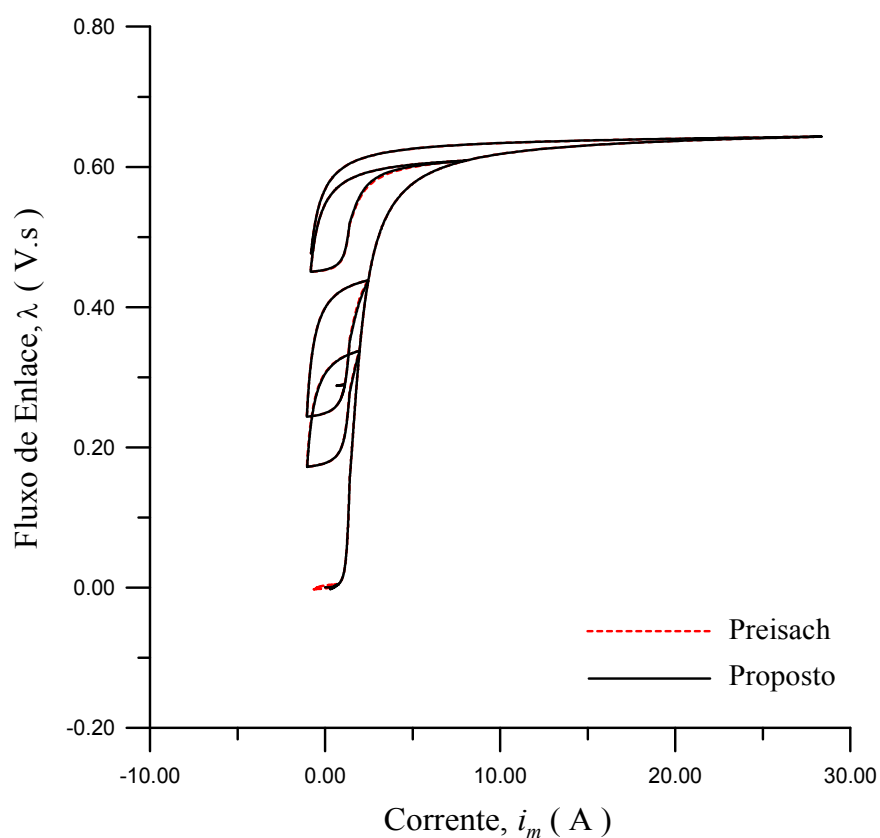


Fig. 6.29. Laços assimétricos para carga de $0,40 + j 0,70 \Omega$.

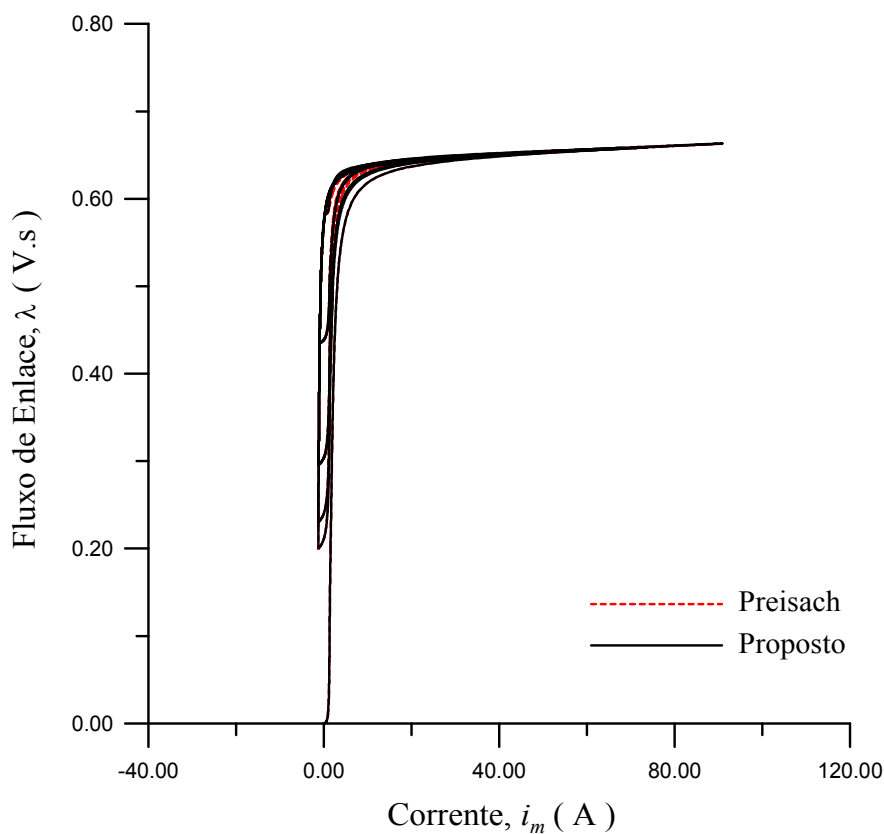


Fig. 6.30. Laços assimétricos para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$.

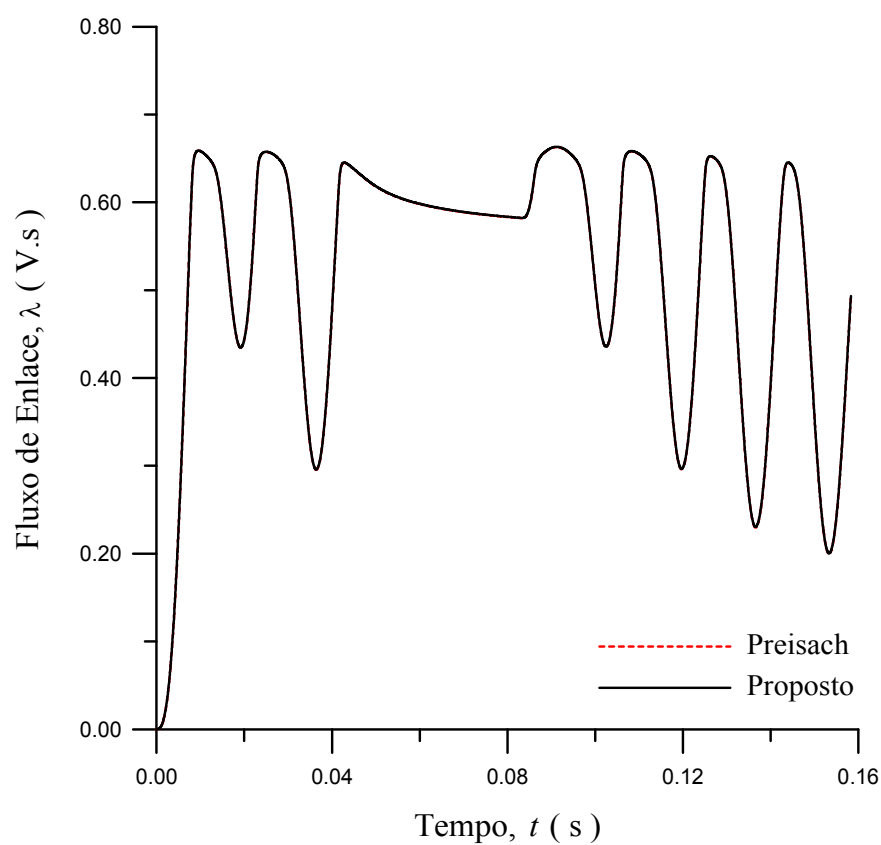


Fig. 6.31. Fluxo de enlace para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$.

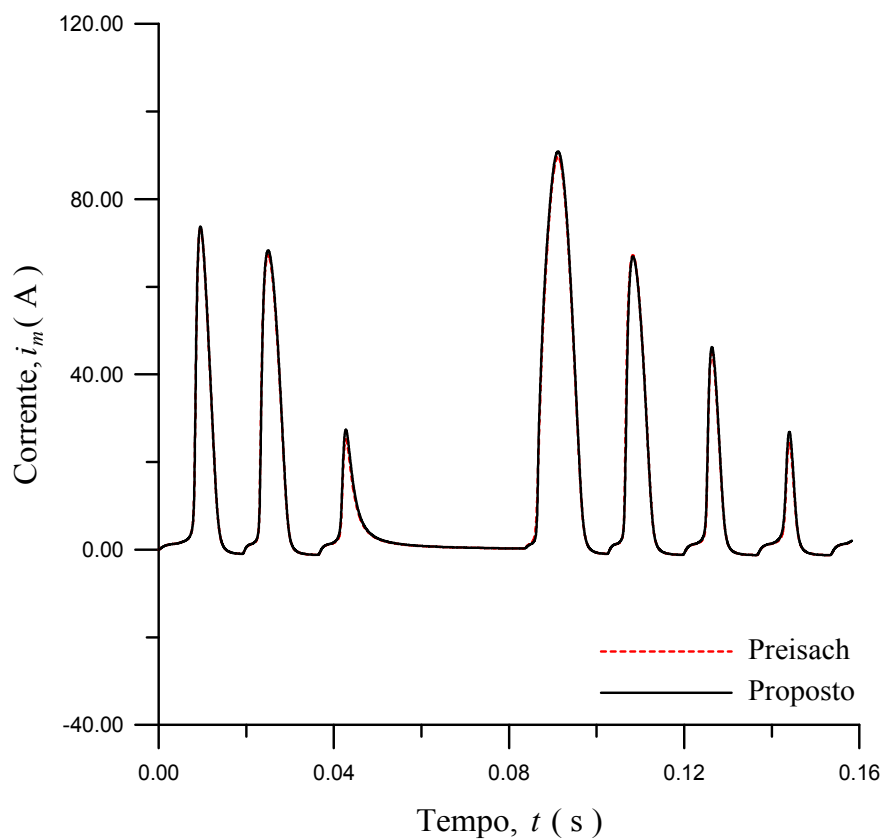


Fig. 6.32. Corrente de excitação para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$.

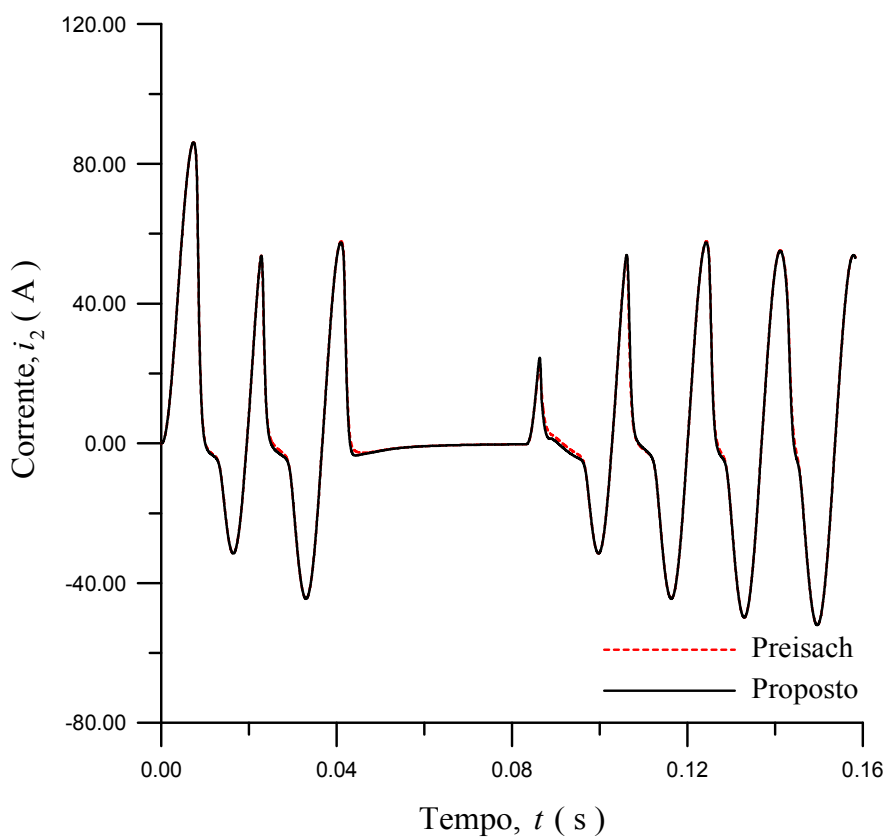


Fig. 6.33. Corrente no secundário para carga de $1,59 + j 0,20 \Omega$.

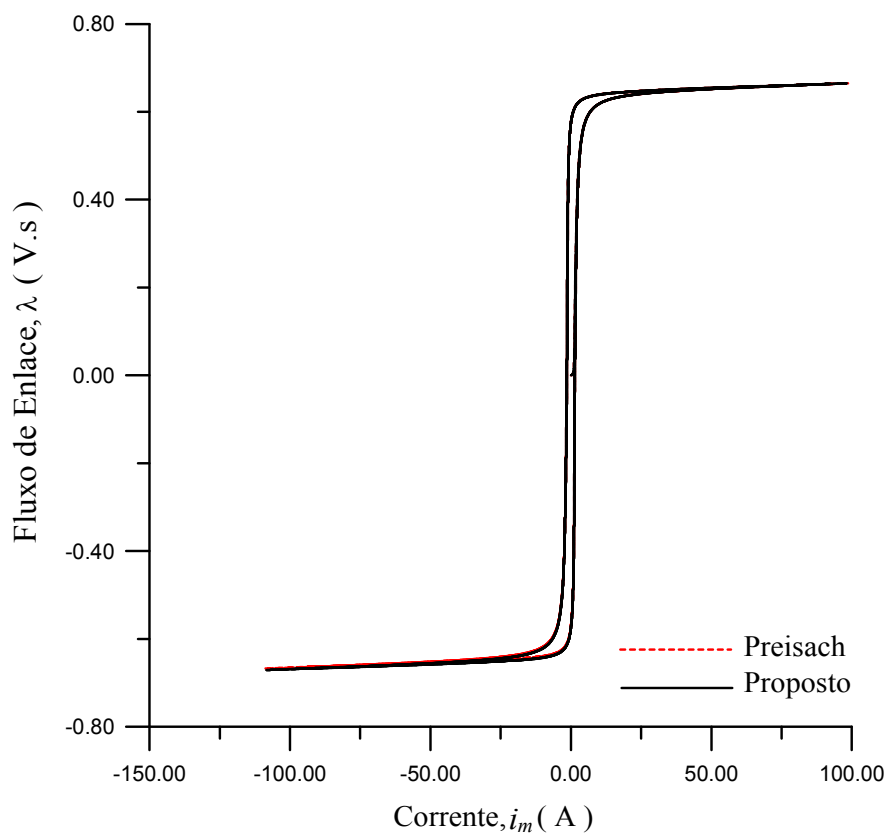


Fig. 6.34. Laços assimétricos para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$.

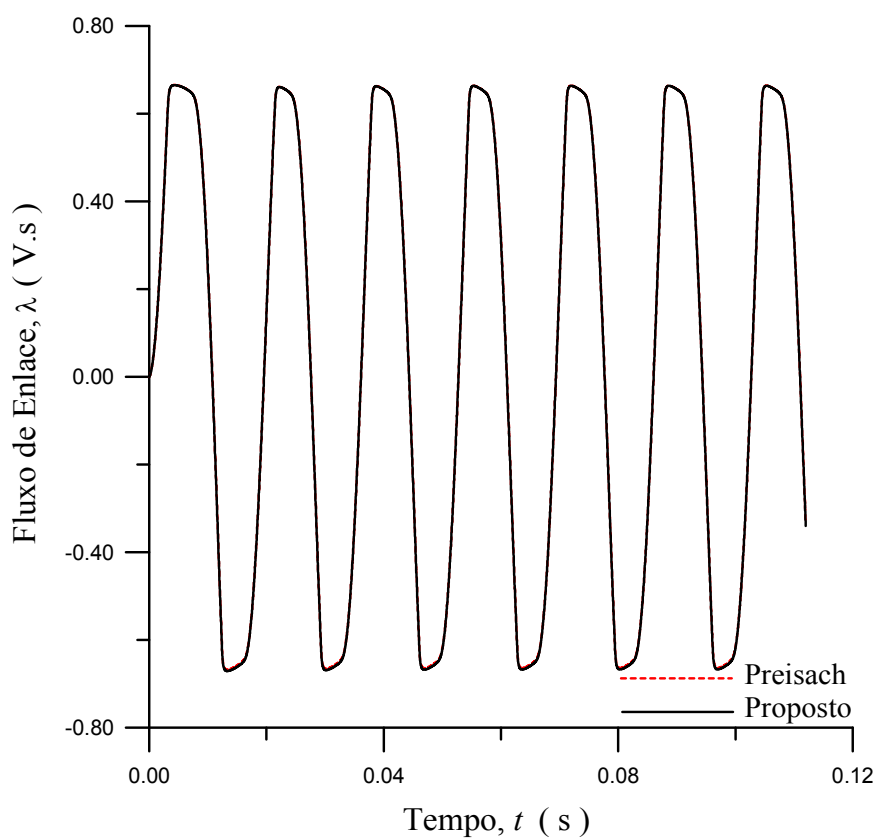


Fig. 6.35. Fluxo de enlace no secundário para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$.

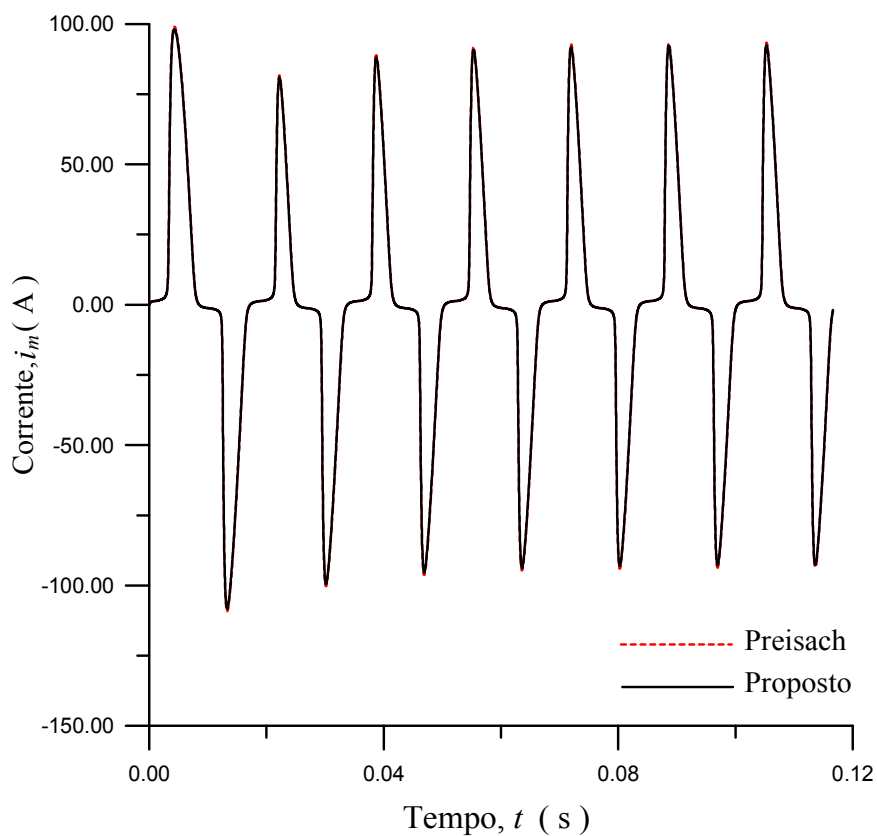


Fig. 6.36. Corrente de magnetização para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$.

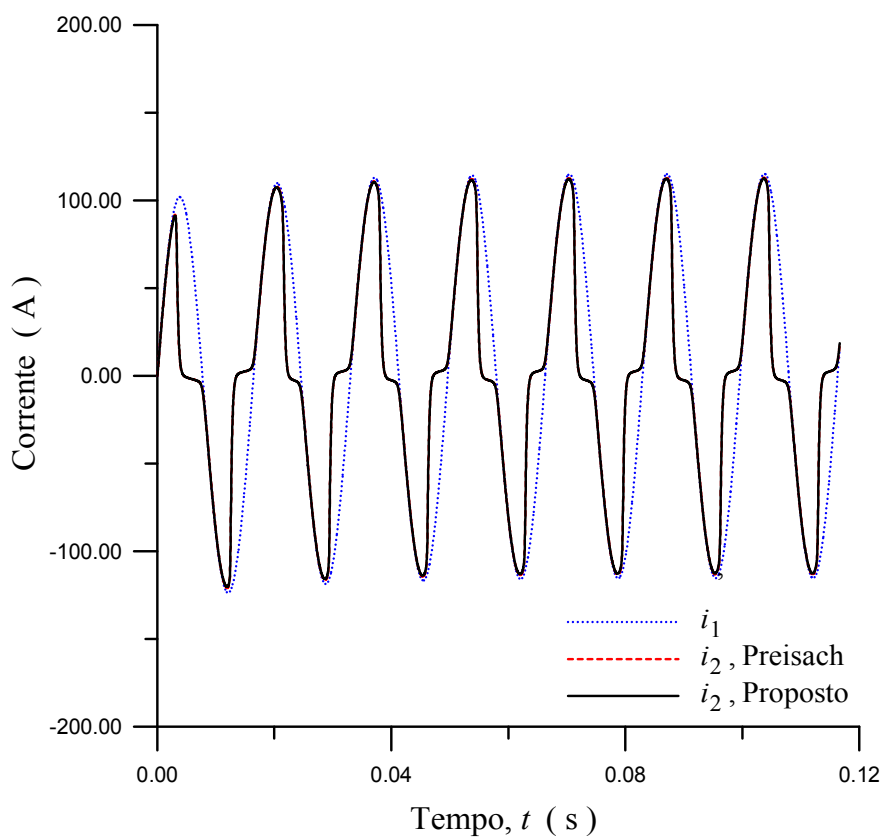


Fig. 6.37. Corrente no secundário para carga de $3,18 + j 0,20 \Omega$.

6.7 Determinação dos Tempos de Saturação

Neste item, são obtidos os tempos de saturação do TC de grande porte, considerado no item anterior. Os mesmos são determinados por três diferentes métodos, descritos a seguir:

Método 1 - Observação das formas de onda das correntes primária e secundária, bem como do fluxo de enlace, obtidas por utilização do modelo de histerese proposto.

Método 2 - Aplicação da fórmula decorrente dos desenvolvimentos produzidos no relatório técnico do *IEEE PSRC* (1976) que constam no Capítulo 3:

$$t_s = -T_1 \cdot \ln \left[1 - \frac{T_2 - T_1}{\omega T_1 T_2} \left(\frac{k_N U_S}{R_2 I_{1F}} - \frac{1}{\cos \phi_2} \right) \right] \quad (6.37)$$

Método 3 - Resolução da seguinte equação não-linear pelo método de Newton – Raphson.

$$f(t_s) = \frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t_s/T_2} - e^{-t_s/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t_s + \phi_2) - \frac{k_N U_S}{R_2 I_{1F}} = 0 \quad (6.38)$$

A Tabela 6.1 mostra os resultados obtidos para diferentes valores de corrente e constante de tempo do primário, bem como de impedância ligada ao secundário do TC.

Tabela 6.1. Tempos de saturação calculados pelos métodos 1, 2 e 3.

CASO	I_1 (kA)	T_1 (ms)	R_2 (Ω)	X_2 (Ω)	t_s (ms) MÉTODO 1	t_s (ms) MÉTODO 2	t_s (ms) MÉTODO 3
1	18	20	0,500	0,200	7,40	4,17	7,61
2	18	20	0,400	0,600	6,90	3,85	7,08
3	18	20	0,200	0,900	6,80	4,90	7,43
4	18	20	1,800	1,800	3,50	-1,81	4,56
5	18	20	0,700	0,175	6,95	2,10	6,72
6	18	20	1,250	0,175	5,60	-0,02	5,49
7	18	20	0,375	1,500	4,80	-1,99	5,77
8	18	20	1,500	1,500	3,80	-1,47	4,75
9	12	40	0,700	0,175	8,00	4,60	7,75
10	12	40	1,250	0,175	6,50	1,31	6,13
11	12	40	0,375	1,500	6,00	2,39	6,69
12	12	40	1,500	1,500	4,60	-0,43	5,15
13	18	60	0,700	0,175	6,85	2,02	6,37
14	18	60	1,250	0,175	5,50	-2,55	5,19
15	18	60	0,375	1,500	4,65	-2,05	5,66
16	18	60	1,500	1,500	3,75	-1,49	4,59
17	12	80	0,700	0,175	7,80	4,44	7,57
18	12	80	1,250	0,175	6,50	1,28	6,00
19	12	80	0,375	1,500	5,90	-2,35	6,63
20	12	80	1,500	1,500	4,60	-0,42	5,08

A Tabela 6.2 mostra resultados reportados na última publicação citada, obtidos através de simulações com o ATP e testes de laboratório. Foi utilizado um TC de 1200 / 5 A, $L_m = 13,3$ mH, $U_s \approx 260$ V, $R_2 = 2 \Omega$ e $X_2 = 0$, instalado em um sistema com $T_1 = 30$ ms. Tomando como referência tais resultados, foram estabelecidas comparações com os cálculos dos tempos de saturação efetuados pelos métodos 2 e 3.

Tabela 6.2. Tempos de saturação calculados pelos métodos 2 e 3.

CASO	I_1 (kA)	t_s (ms) ATP	t_s (ms) LABORATÓRIO	t_s (ms) MÉTODO 2	t_s (ms) MÉTODO 3
1	6	23,0	24,0	13,84	22,6
2	10	9,4	9,40	6,19	8,91
3	24	6,5	-	0,80	6,04

Não foram realizadas simulações com o modelo de histerese proposto (método 1), pois não se dispunha dos dados relacionados ao laço maior do TC.

6.8 Comentários

O modelo de TC proposto apresentou excelentes resultados em comparação com aqueles obtidos por medições e com os fornecidos pelo modelo onde a teoria de Presach é utilizada.

Em relação ao cálculo dos tempos de saturação do TC, observa-se que método 3 apresenta resultados próximos do método 1. O método 2 apresenta soluções sem significado físico (tempos de saturação negativos) para alguns casos. Isto pode ser explicado através da Fig. 6.38.

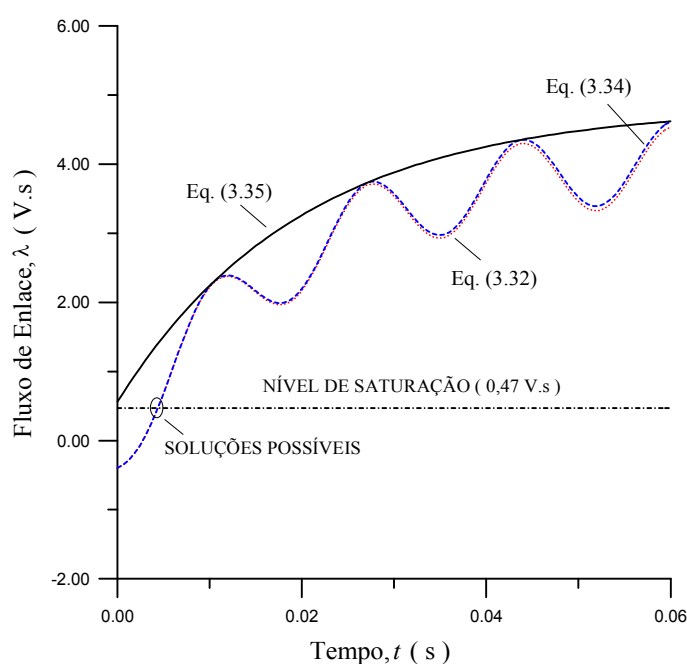


Fig. 6.38. Curvas correspondentes às equações (3.32), (3.34) e (3.35).

As curvas indicadas mostram os efeitos das sucessivas aproximações feitas no sentido de se obter a equação (3.35), tendo sido considerado o caso 8 da Tabela 6.1 ($t_S = -1,47$ s). Observa-se que, no primeiro quadrante do plano $\lambda - t$, a curva correspondente à referida equação situa-se acima do nível de saturação do TC, somente ocorrendo intercessão entre as duas curvas em $t < 0$ (solução sem significado físico). Em relação às equações (3.32) e (3.34), vê-se que há soluções para $t > 0$.

Sabe-se que o método de Newton-Raphson apresenta problemas de convergência em relação a escolha da aproximação inicial para a raiz a ser determinada. No problema em questão, as distorções ocorrem durante o primeiro semiciclo da onda de corrente. Assim, a citada limitação não ocasiona problemas, pois valores iniciais de 5 ms a 10 ms proporcionaram convergência em todos os casos analisados.

Capítulo 7

Correção de Distorções em Correntes Secundárias

7.1 Considerações Gerais

Os fabricantes de TC's 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 (foi visto que as normas nacionais e internacionais estabelecem um fator de sobrecorrente igual a 20 para os TC's de proteção). Isto pode resolver os problemas provenientes da componente CA do fluxo imposto pelo sistema primário. Entretanto, em algumas aplicações, tal medida se mostra ineficiente em relação aos efeitos causados pela componente CC, pois o TC se torna grande e caro (Korponay, 1978). Além disso, os problemas relacionados ao fluxo residual no núcleo não são resolvidos.

Em sistemas com religamento automático, durante a primeira incidência do defeito, o fluxo residual no núcleo do TC não constitui problema apreciável, pois os mesmos são projetados para operar em regime permanente com induções muito baixas no núcleo. Porém, no instante de religamento, a indução residual pode alcançar valor próximo ou até igual à remanência. Se a mesma apresentar valor com mesma polaridade de um elevado valor fluxo imposto pela fonte, poderão ocorrer distorções pronunciadas na forma de onda da corrente secundária, conforme foi visto no capítulo anterior. Uma medida usual para minorar tal problema consiste em inserir entreferros no núcleo magnético para reduzir o fluxo remanescente, como é mostrado na Fig. 7.1.

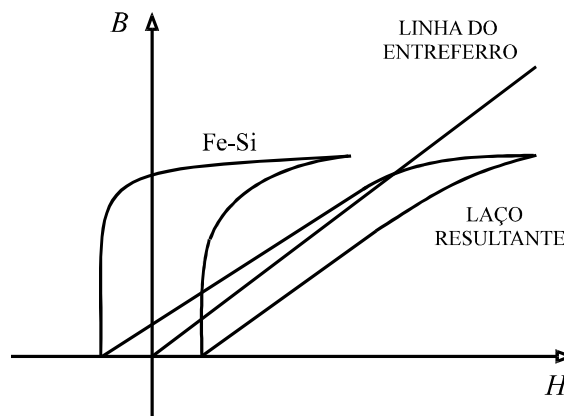


Fig. 7.1. Efeito de entreferro em núcleo magnético de liga Fe-Si.

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

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

Em contrapartida, surgem as seguintes desvantagens:

- A corrente de excitação torna-se maior, resultando em 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 de modo a produzir uma corrente de longa duração no enrolamento secundário (aproximadamente 1s). Para atingir a remanência, a variação do fluxo é bem maior que no caso dos TC's de núcleo fechado (Fig. 7.1). Assim, a tensão causada pelo processo de descarga torna-se maior.
- Os núcleos com entreferros são mecanicamente mais frágeis e também mais caros.
- Ocorrem problemas no funcionamento de alguns tipos de relés de proteção do sistema, como é reportado no relatório técnico do *IEEE PSRC* (1990).

Com o advento da tecnologia digital, surgiram técnicas que proporcionam a correção de correntes distorcidas no secundário de TC's sem entreferro, conforme é descrito no Capítulo 2, item 2.5. No capítulo atual, apresenta-se um método de correção das citadas correntes, em versões simplificada e completa.

7.2 Algoritmo de Correção Completo

O processo de correção da corrente no secundário do TC consiste na aquisição dos valores instantâneos da corrente secundária distorcida e na soma da mesma com os valores da corrente de excitação do TC, obtidos através do conhecimento das propriedades magnéticas do núcleo. Assim, são realizados os passos descritos a seguir.

a. Registro da forma de onda da corrente no secundário, i_2 , mediante um sistema de aquisição de dados digital.

b. Cálculo do fluxo de enlace no secundário, λ , calculado por:

$$\lambda(\tau) = \lambda(0) + R_2 \left\{ A_1 + \frac{h}{2} [i_2(\tau) + i_2(\tau - h)] \right\} + L_2 [i_2(\tau) - i_2(0)] \quad (7.1)$$

$$A_1 = \int_0^{\tau-h} i_2(\tau) d\tau \quad (7.2)$$

c. Cálculo da corrente de magnetização, i_m , utilizando o modelo de histerese completo.

d. Cálculo da tensão de excitação secundária, u_e .

$$u_e(\tau) = \frac{\lambda(\tau) - \lambda(\tau-h)}{h} \quad (7.3)$$

e. Cálculo das correntes i_e e i_a .

$$i_e(\tau) = \frac{u_e(\tau)}{R_e} \quad (7.4)$$

$$i_a(\tau) = \frac{u_e(\tau)}{K\sqrt{|u_e(\tau)|}} \quad (7.5)$$

f. Cálculo da corrente secundária corrigida, i_2' , a ser fornecida ao relé de proteção.

$$i_2'(\tau) = i_2(\tau) + i_m(\tau) + i_e(\tau) + i_a(\tau) \quad (7.6)$$

7.3 Algoritmo de Correção Simplificado

Na forma simplificada, o método de correção da corrente no secundário do TC prescinde o cálculo da tensão de excitação secundária u_L (item **d** do algoritmo completo), bem como o cálculo das correntes i_e e i_a (item **e**). Assim, apenas i_m é considerada na equação (7.6).

Este método é indicado em situações de regime transitório, onde a corrente primária assume valores elevados e as correntes associadas às perdas dinâmicas são irrelevantes face aos elevados valores da corrente de magnetização, impostos pela saturação do núcleo.

7.4 Critérios de Avaliação de Erro

A precisão de um TC é tradicionalmente expressa em termos dos erros de relação e de fase, definidos por normas nacionais e internacionais (NBR 6856 / 1981, ANSI C 57.13/1978). No caso de TC's de proteção, o erro de relação é dado por:

$$\varepsilon = 100 \cdot \frac{I_1 - I_2}{K_f I_{2N}} \quad (7.7)$$

Nesta expressão, I_1 e I_2 são, respectivamente, os valores eficazes das correntes simétricas i_1 e i_2 ; K_f é o fator de sobrecorrente do TC, igual a 20, segundo as normas citadas; I_{2N} é a corrente nominal do enrolamento secundário. O erro é tomado como percentagem de $K_f \cdot I_{2N}$, uma vez que o desempenho do TC deve ser avaliado em situações de curtos-circuitos, não devendo exceder 10%. O erro de fase não é considerado no caso de TC's de proteção.

Entretanto, tal definição de erro baseia-se em representação fasorial de corrente, o que não faz sentido quando são considerados os instantes iniciais de um defeito. Neste caso, as ondas de corrente primária apresentam valores elevados e acentuadas assimetrias, ocasionando severas distorções nas ondas de corrente secundárias.

As normas nacionais e internacionais não estipulam valores máximos admissíveis para erros de TC's em regimes transitório de curtos-circuitos. Em tais situações, para cada instante de amostragem, define-se “erro amostral” através da seguinte expressão (Kang *et al.*, 1997):

$$\varepsilon_k = 100 \cdot \frac{i_{1k} - i_{2k}}{K_f I_{2N}}, \quad k = 1, 2, \dots, N_a \quad (7.8)$$

N_a é o número de amostras da corrente secundária.

Pode-se também avaliar a precisão do TC através do erro composto, que é dado por:

$$\varepsilon_c = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{N_a} \sum_{k=1}^{N_a} (i_{1k} - i_{2k})^2}}{K_f I_{2N}} \quad (7.9)$$

7.5 Aplicação do Algoritmo Simplificado

Foram feitas simulações de um curto circuito a 5 km do extremo emissor da linha de 230 kV considerada no item 7.3, Capítulo 6 (230 kV, 60 Hz, 254 km de comprimento, impedância em série de $11,96 + j 84,11 \Omega$ e impedância de Thévenin no extremo emissor de $1,04 + j 7,31 \Omega$).

Para as cargas no secundário do TC, foram considerados diferentes módulos de impedância e relações X/R .

No modelo de histerese, estabeleceu-se o valor $\beta = 0,9$ e $n = 1$.

Os dados e resultados resumidos na Tabela 7.1 são os seguintes:

- impedância complexa da carga ligada ao enrolamento secundário;
- duração do primeiro período de operação em regime de defeito e, em caso de religamento automático, as durações do tempo morto e do período subsequente ao religamento;
- ângulos de incidência do defeito, θ_1 e θ_2 ;
- fluxo remanescente no núcleo no instante do religamento, em percentagem do fluxo de enlace no ponto de remanência, λ_R ;
- erro amostral máximo, ε_{kmax} , e erro composto, ε_c , sem correção e com correção.

Tabela 7.1. Resumo de dados e resultados relativos a simulações da Fig. 7.2 a Fig. 7.19.

(Caso) Figura	Carga Secundária (Ω)	Período / Duração (Ciclos)	Ângulo Θ_1, Θ_2 ($^\circ$)	Fluxo Remanescente ($\% \lambda_R$)	Erro Amostral $\epsilon_k \text{ max } (\%)$		Erro Composto $\epsilon_c (\%)$	
					Sem correção	Com correção	Sem correção	Com correção
(1) 2, 3, 4	$1,60 + j0,10$	1 $^\circ$ / 8	0	0	189,4	-6,7	41,0	1,4
		2 $^\circ$ / 0	-	-				
		3 $^\circ$ / 0	-	-				
(2) 5, 6, 7	$0,50 + j 1,52$	1 $^\circ$ / 8	0	0	98,2	-7,0	26,3	2,2
		2 $^\circ$ / 0	-	-				
		3 $^\circ$ / 0	-	-				
(3) 8, 9, 10	$1,40 + j 0,78$	1 $^\circ$ / 2,5	0	0	186,8	15,3	44,9	2,0
		2 $^\circ$ / 5,5	-	-				
		3 $^\circ$ / 5	0	100				
(4) 11, 12, 13	$1,00 + j 1,25$	1 $^\circ$ / 2,5	0	0	182,8	20,3	42,5	2,2
		2 $^\circ$ / 5,5	-	-				
		3 $^\circ$ / 5	0	100				
(5) 14, 15, 16	$0,7 + j 1,8$	1 $^\circ$ / 3	0	0	122,2	-18,9	31,6	4,3
		2 $^\circ$ / 5,5	-	-				
		3 $^\circ$ / 5	0	26,2				

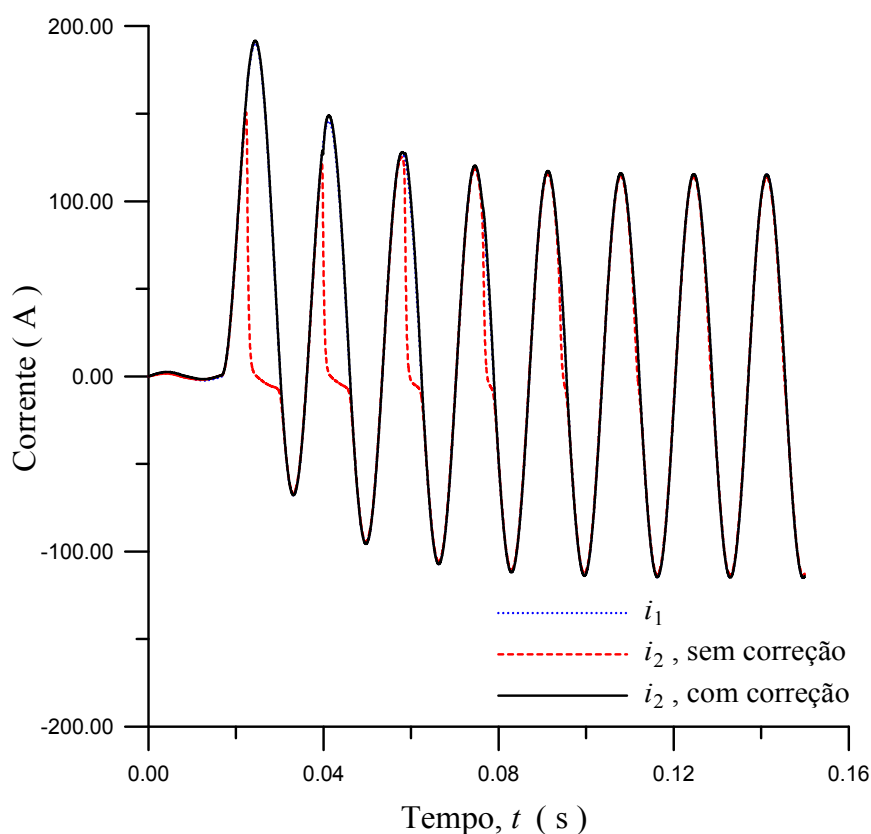


Fig. 7.2. Correntes; carga: $1,60 + j 0,10 \Omega$.

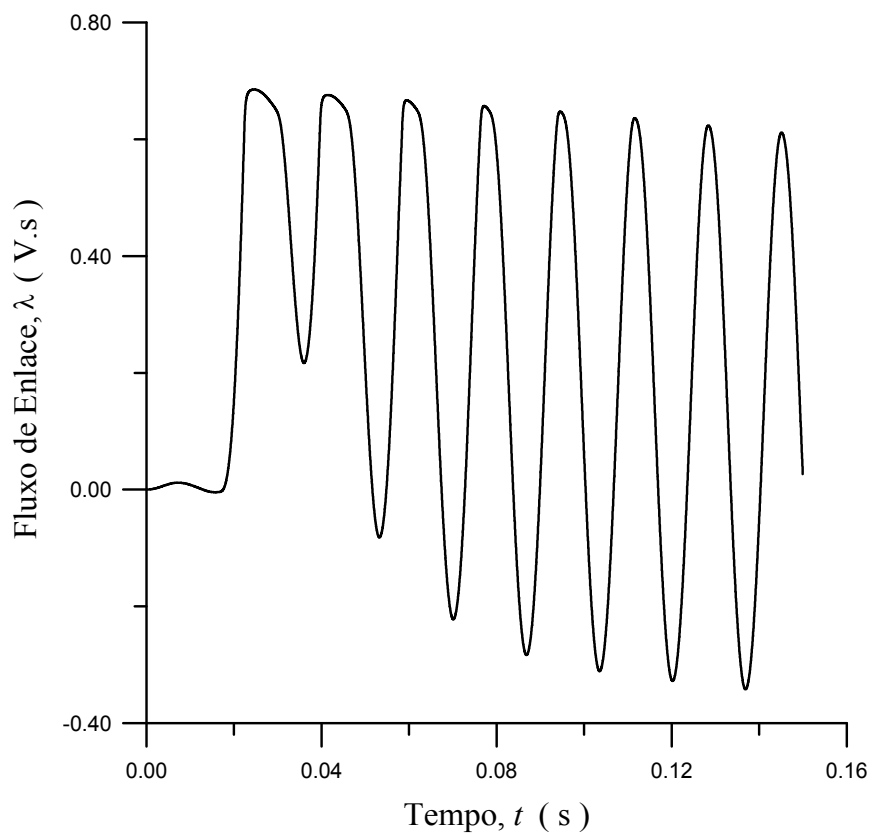


Fig. 7.3. Fluxo de enlace; carga: $1,60 + j 0,10 \Omega$.

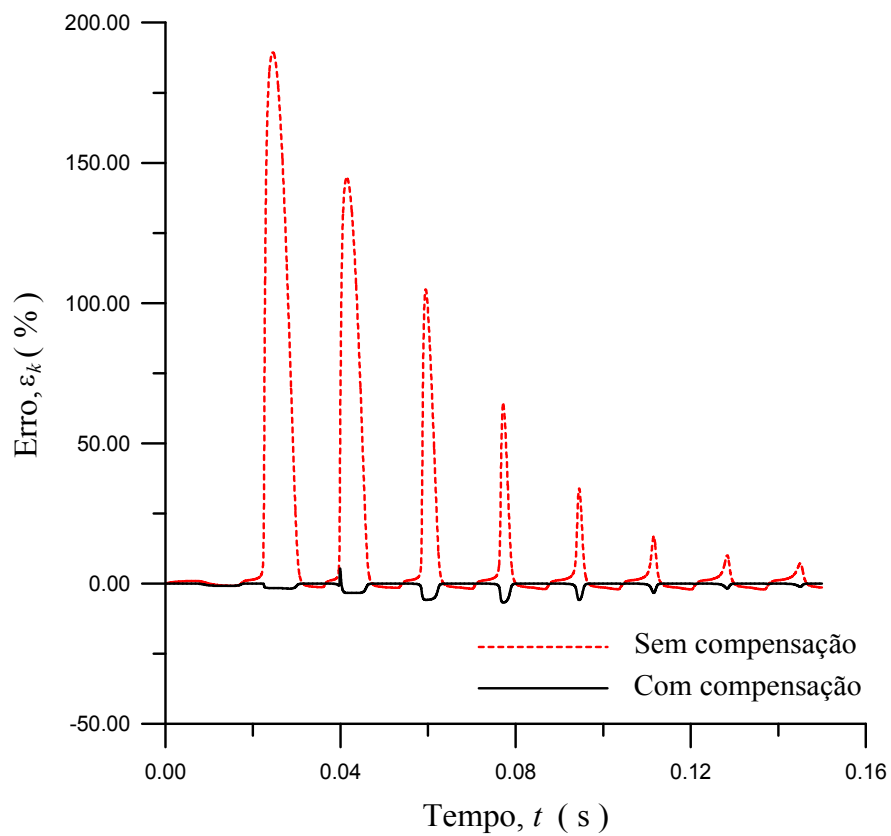


Fig. 7.4. Erros amostrais; carga: $1,60 + j 0,10 \Omega$.

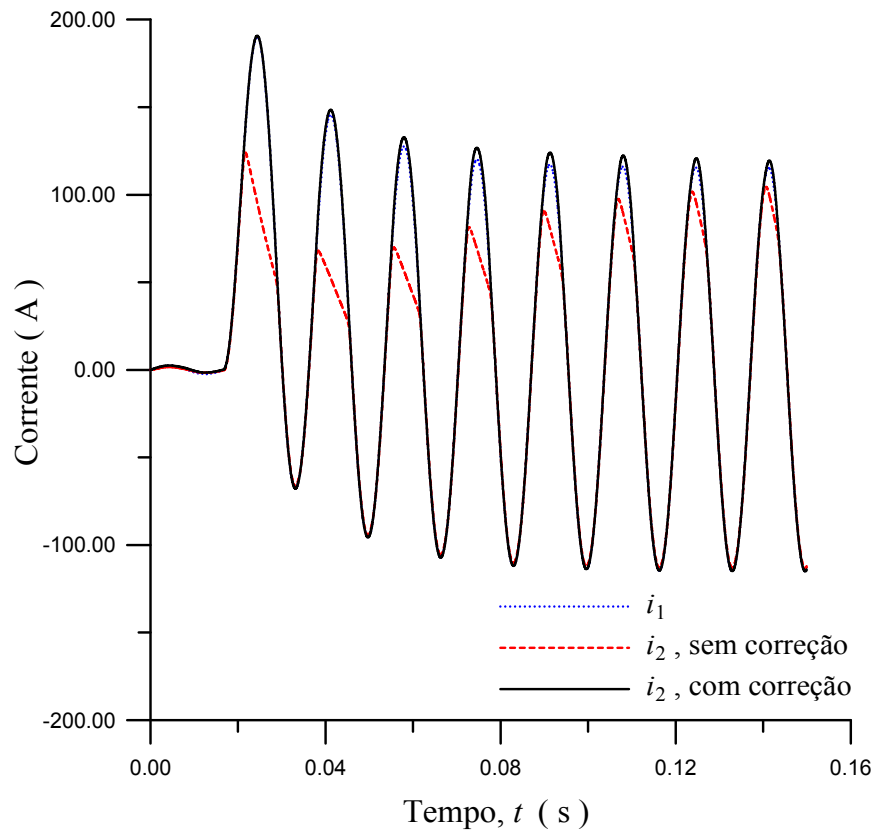


Fig. 7.5. Correntes; carga: $0,50 + j 1,52 \Omega$.

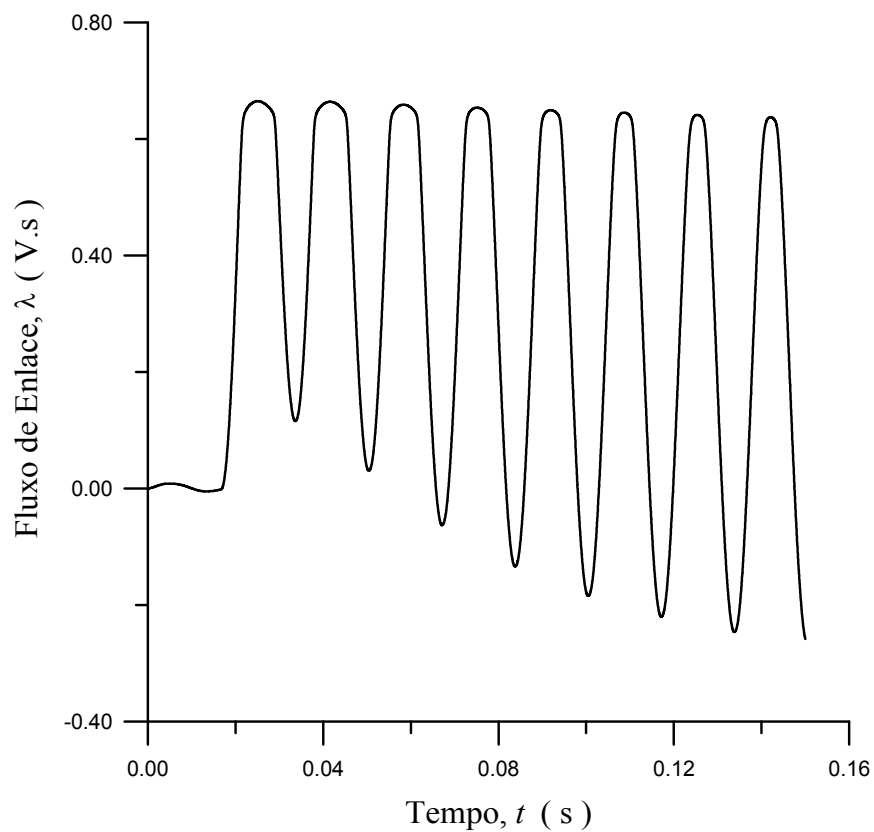


Fig. 7.6. Fluxo de enlace; carga: $0,50 + j 1,52 \Omega$.

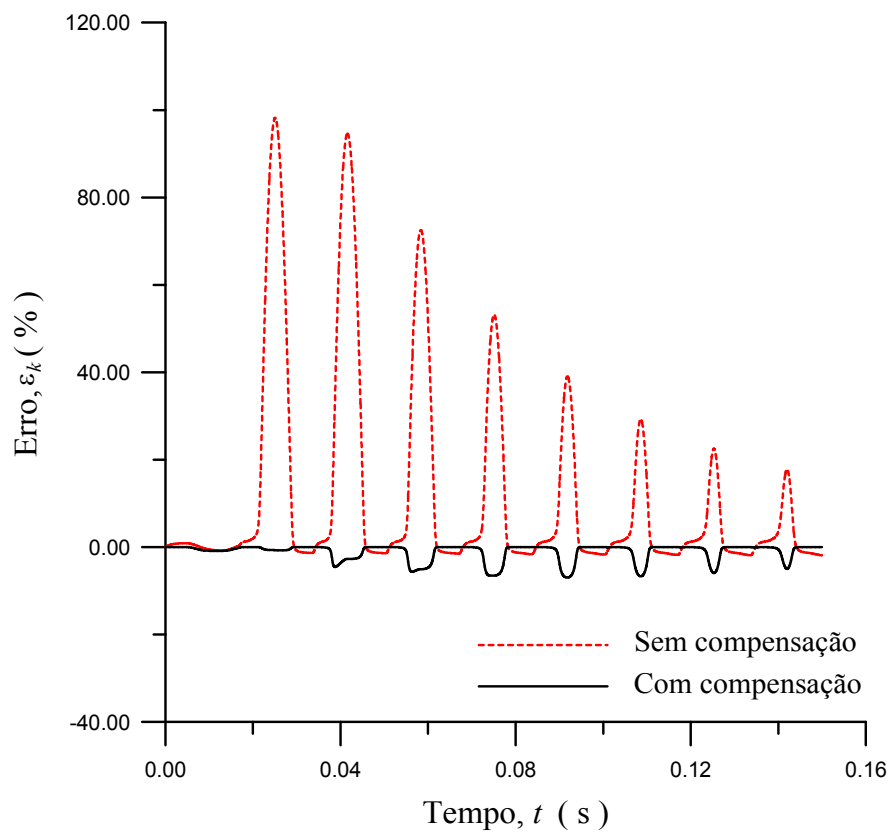


Fig. 7.7. Erros amostrais; carga: $0,50 + j 1,52 \Omega$.

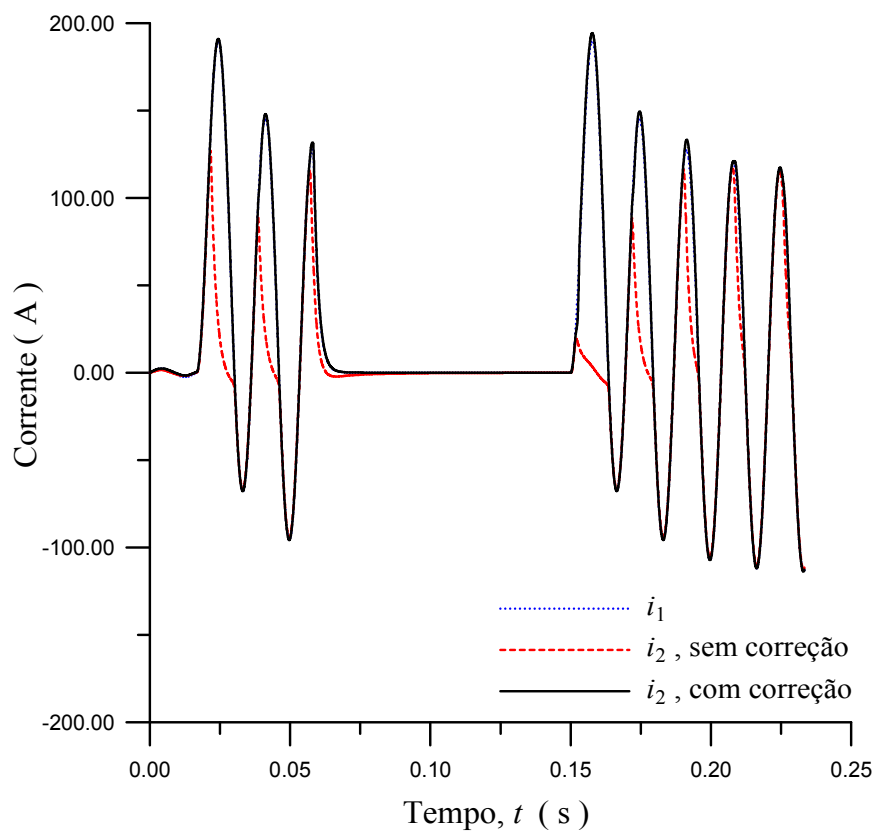


Fig. 7.8. Correntes; carga: $1,40 + j 0,78 \Omega$.

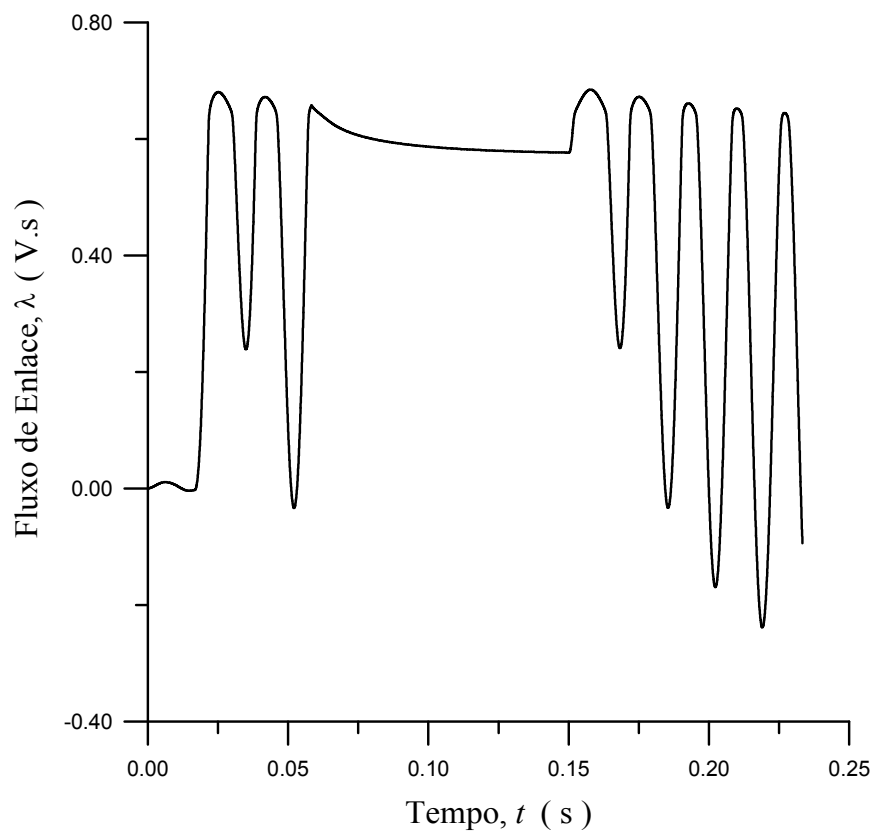


Fig. 7.9. Fluxo de enlace; carga: $1,40 + j 0,78 \Omega$.

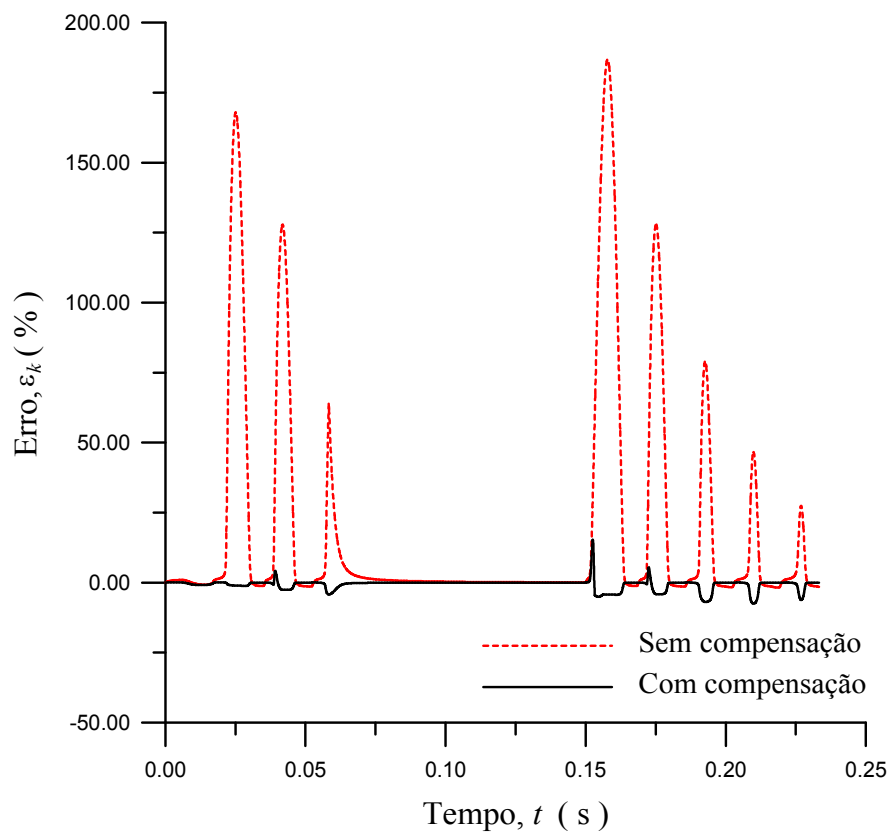


Fig. 7.10. Erros amostrais; carga: $1,40 + j 0,78 \Omega$.

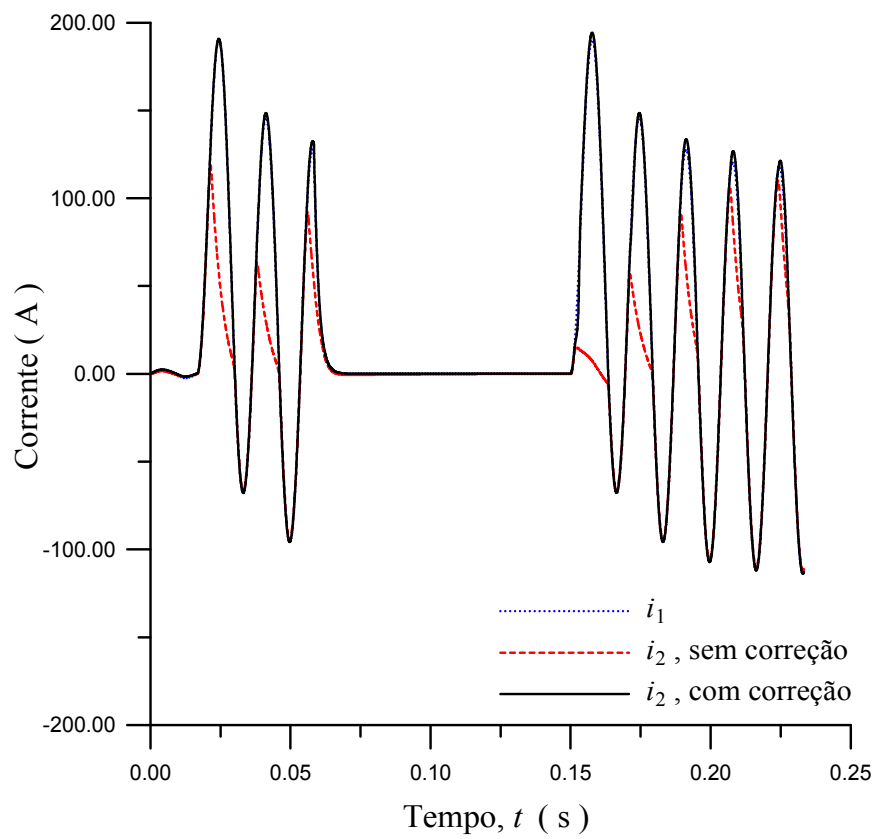


Fig. 7.11. Correntes; carga: $1,00 + j 1,25 \Omega$.

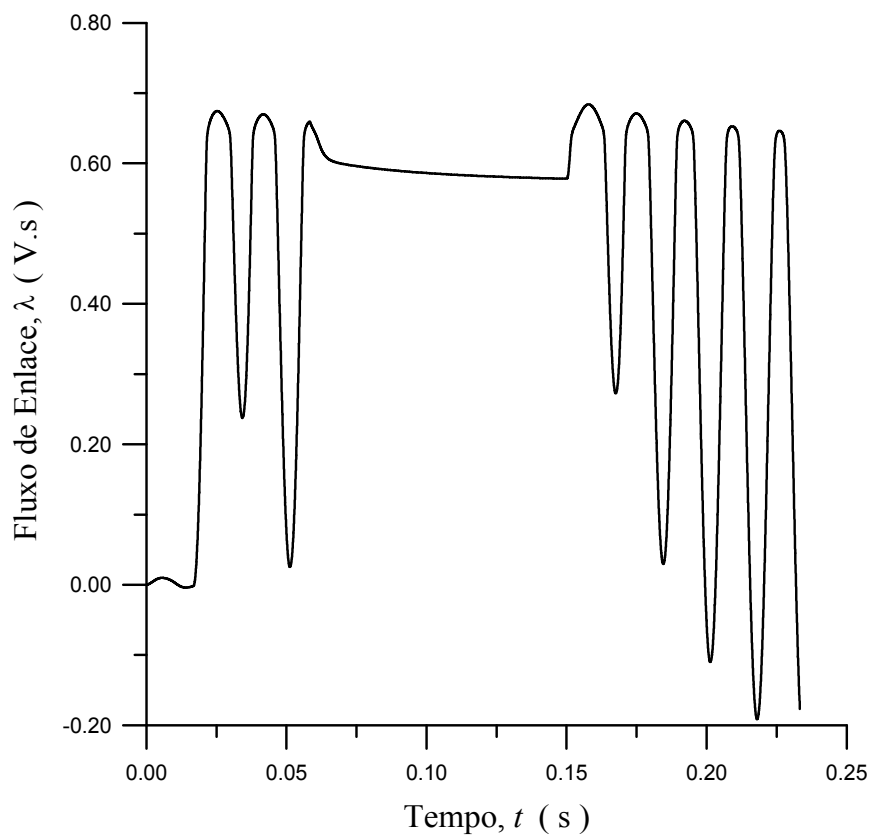


Fig. 7.12. Fluxo de enlace; carga: $1,00 + j 1,25 \Omega$.

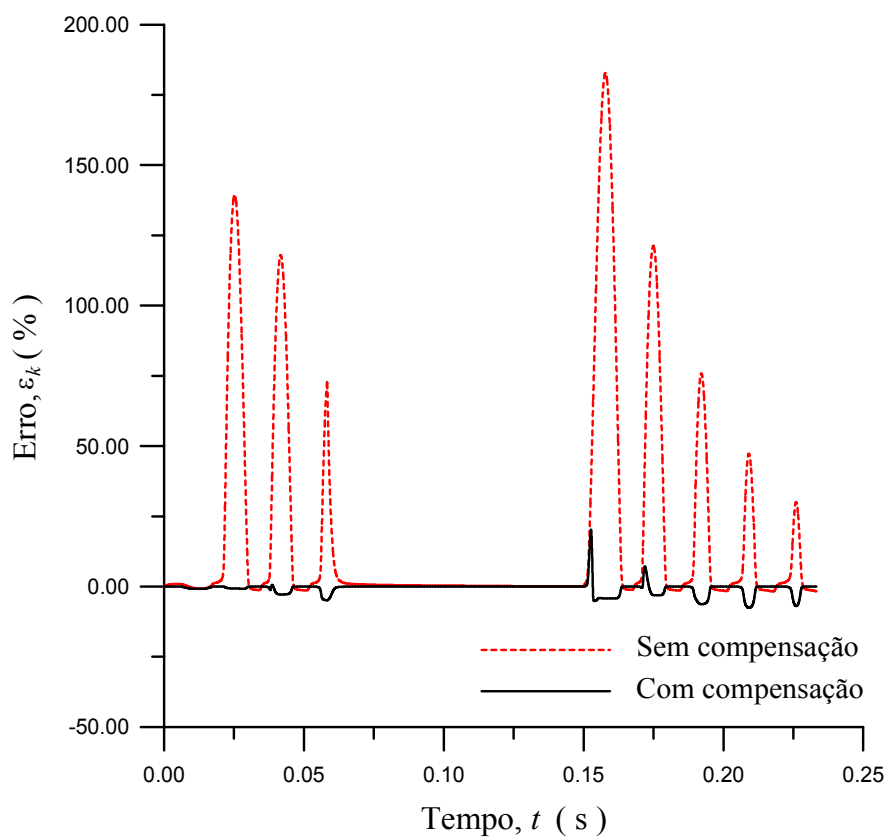


Fig. 7.13. Erros amostrais; carga: $1,00 + j 1,25 \Omega$.

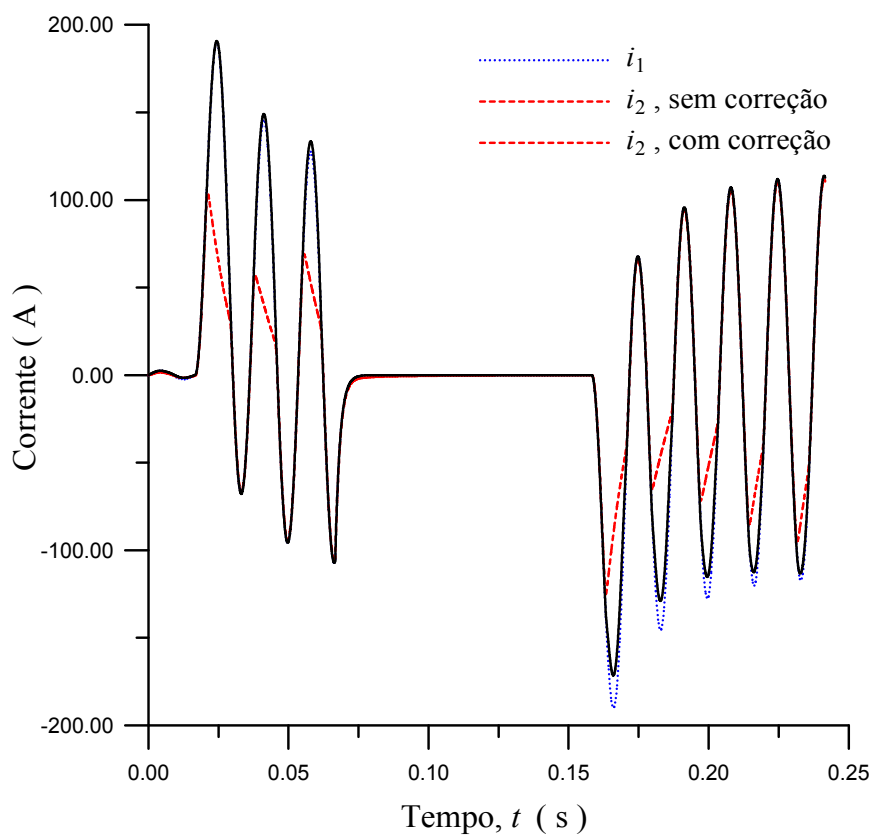


Fig. 7.14. Correntes; carga: $0,70 + j 1,80 \Omega$.

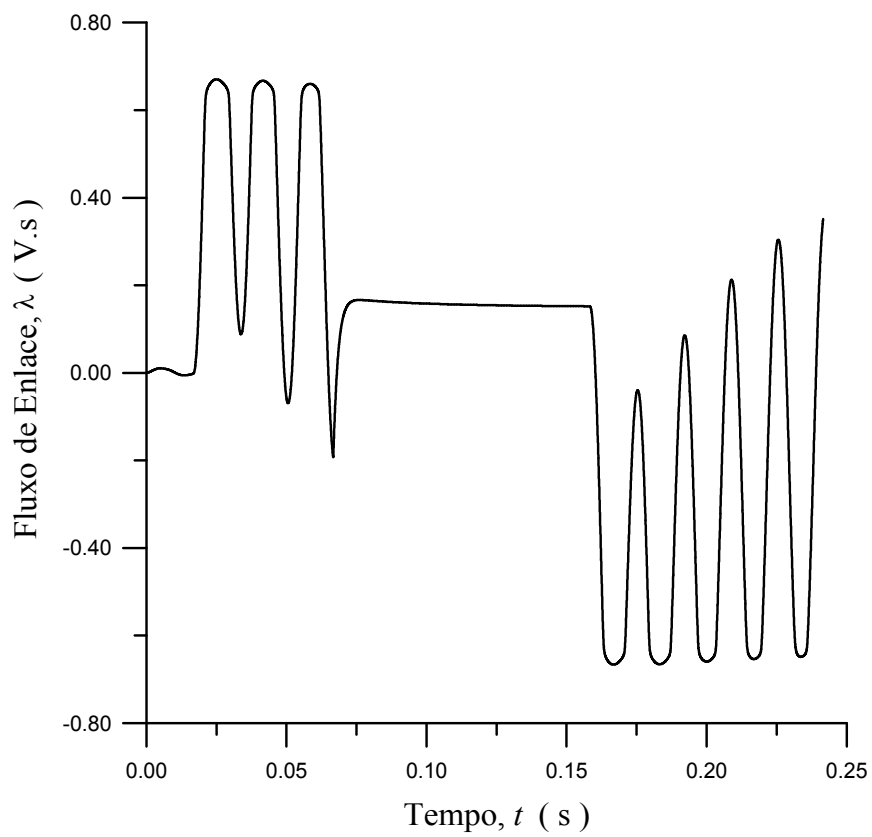


Fig. 7.15. Fluxo de enlace; carga: $0,70 + j 1,80 \Omega$.

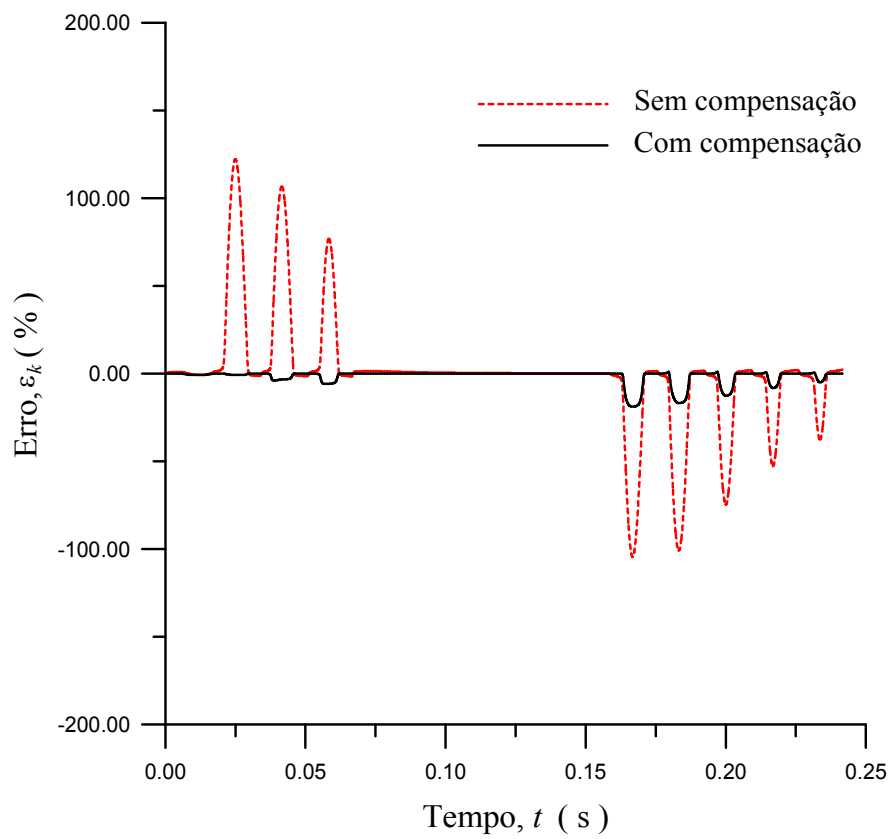


Fig. 7.16. Erros amostrais; carga: $0,70 + j 1,80 \Omega$.

7.6 Comentários

Os resultados obtidos são satisfatórios, uma vez que, após a correção, os erros apresentam-se muito menores que os erros originais. Observa-se que ε_k assume maiores valores para amostras situadas em intervalos estreitos dentro da faixa de tempo analisada (13 ciclos).

Deve-se ressaltar que os casos analisados apresentam de modo simultâneo as mais severas condições: defeito com elevada corrente assimétrica, ângulo de incidência igual a 0° , fluxo residual no núcleo muito alto durante o religamento e carga de elevada componente resistiva.

Observa-se que as amostras onde os erros são maiores acham-se situadas em intervalos estreitos dentro da faixa de tempo analisada. Além disso, os mesmos ocorrem em regiões no entorno de picos de corrente, o que não afeta o desempenho de sistemas de proteção que utilizam a técnica de comparação de fase.

Um fator que contribui para o aumento do erro é o processo de integração da corrente secundária amostrada. Quando o núcleo é levado a um estado de saturação muito intenso, pequenas variações de fluxo correspondem a grandes variações da corrente de magnetização, o que exige pequeno passo de tempo.

Com alguns aperfeiçoamentos, a utilização do processo de correção numérica de correntes distorcidas pode representar alternativa vantajosa em relação ao emprego de TC's com entreferro, uma vez que estes apenas atenuam o problema causado pelo fluxo remanescente no núcleo, não resolvendo as conseqüências advindas do fluxo imposto pela corrente primária.

Capítulo 8

Conclusão

8.1 Comentários Finais

Este trabalho propõe um modelo de transformador de corrente que incorpora a representação da histerese e das perdas dinâmicas no núcleo magnético. São estabelecidas comparações entre os resultados obtidos através do mesmo e os obtidos mediante emprego de outros modelos, além de resultados experimentais. A conclusão é que o modelo de TC mostra excelente desempenho quando usado em baixas frequências (25 a 400 Hz, segundo *ANSI* e *IEC*). Para altas frequências, devem ser incluídas de forma apropriada as capacitâncias distribuídas.

Considera-se que o modelo de histerese proposto constitui um incremento no estado da arte de representação do fenômeno, uma vez que, a partir de um modelo inverossímil, foram introduzidas modificações que forneceram resultados muito próximos dos resultados experimentais, bem como daqueles apresentados pelo modelo de Preisach, tido como a mais usada e completa ferramenta destinada à representação da histerese. Já os resultados das comparações com o modelo de Jiles-Atherton não foram igualmente satisfatórios. Porém, independentemente dos desenvolvimentos efetuados no sentido de tornar este último modelo mais próximo da realidade, pode-se dizer que o mesmo é inviável em aplicações relacionadas ao cálculo de transitórios eletromagnéticos em transformadores. Isto se deve principalmente à dificuldade de obtenção dos parâmetros de entrada.

Outros aspectos notáveis do modelo proposto podem ser citados: simplicidade de formulação, facilidade de implementação e flexibilidade de adaptação a diferentes tipos de materiais, além de pequeno número de cálculos, pois são envolvidas expressões algébricas simples. O modelo requer a indução para a determinação da intensidade de campo, o que constitui uma vantagem em relação a grande parte dos modelos de histerese, uma vez que as equações que o descrevem podem ser diretamente usadas com as demais equações do sistema. Se a variável previamente conhecida é a intensidade de campo magnético, torna-se necessário, na maioria dos casos, o estabelecimento de processos iterativos, aumentando o esforço computacional.

Ao contrário do que se possa imaginar, a necessidade de determinação dos parâmetros ξ , β e n (além das constantes ou pontos que definem o ramo superior do laço maior) não constitui uma desvantagem, uma vez que isto confere ao modelo maior flexibilidade e caráter menos arbitrário.

A representação das perdas dinâmicas em núcleos magnéticos pelos resistores descritos tem produzido resultados satisfatórios em trabalhos publicados na literatura. Quando o núcleo alcança níveis de saturação pronunciados, há um afinamento do laço obtido com variações rápidas na excitação, assumindo o mesmo um comportamento cada vez mais próximo do laço obtido com variações lentas, de modo que as trajetórias no seu interior não são relevantes, face às extensas incursões na região saturada. Assim, a representação das perdas dinâmicas pode ser prescindida. Entretanto, para graus moderados de saturação, a largura do laço pronuncia-se no plano $B-H$ e a diferença entre as formas de onda das correntes de magnetização e de excitação tende a ser cada vez maior. Neste caso, torna-se necessário incluir as citadas perdas no modelo. Ademais, tal representação pode ser estendida a materiais que apresentam perdas dinâmicas mais significativas, como é o caso de aços de grãos não-orientados.

O modelo é válido para TC's com núcleo magnético toroidal sem entreferro, independentemente de tamanho físico e de valores nominais. Para aplicações em TC's com núcleos magnéticos de geometria mais complexa, são necessários desenvolvimentos adicionais.

Face à simplicidade, o modelo pode ser usado em aplicações de tempo real. Também pode ser incorporado a programas de larga utilização, como o *EMTP*, não somente na modelagem de TC's, mas também em estudos de ferroressonância, correntes de *inrush* e *chopping currents*.

O método iterativo sugerido para calcular o tempo que o TC leva para entrar em estado de saturação (Capítulo 3) mostrou resultados próximos dos obtidos pelas simulações utilizando o modelo proposto. Além da boa precisão, o mesmo exige baixo esforço computacional, o que constitui um incremento em relação ao método proposto pelo *IEEE PSCR* (1976).

Em relação ao método de correção de correntes distorcidas no secundário, pode-se dizer que os resultados obtidos são satisfatórios, pois os casos analisados apresentam as mais severas condições de operação de um TC (defeito muito próximo, com ângulo de incidência igual a 0° , fluxo residual no núcleo muito alto durante o religamento e carga de elevada componente resistiva). Mesmo assim, os erros que persistem após o processo de correção apresentam valores muito menores que os erros originais. À medida que o ponto de ocorrência do defeito é afastado do TC, o erro diminui de forma muito pronunciada.

Considera-se que o método de correção proposto pode ser aplicado em rotinas de detecção, classificação e localização de defeitos em linhas de transmissão. Para as duas primeiras formas de emprego, é possível que haja necessidade de aperfeiçoamentos, uma vez que se trata de aplicações em tempo real. Porém, com o desenvolvimento dos modernos processadores digitais de sinal (*DSP's*), a tendência é que tal técnica logo se torne exequível para as citadas aplicações.

8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Em continuação ao estudo realizado, sugere-se a realização dos seguintes desenvolvimentos:

- Emprego do modelo de núcleo magnético em estudos relacionados a outros materiais além dos aços de grãos orientados, como os aços de grãos não-orientados, ferrites, ligas nanocristalinas e ligas amorfas.
- Extensão do modelo de TC para casos em que o núcleo magnético apresente geometrias mais complexas que a forma toroidal.
- Estabelecimento de modelos de TC's com entreferrós e estudo da influência dos mesmos em sistemas de proteção com religamento automático, além de diferentes tipos de esquemas de proteção (sobrecorrente, diferencial, falha de disjuntor).
- Aplicação do modelo de TC em estudos de erros apresentados na medição de correntes com elevado conteúdo de harmônicos, como no caso de circuitos com retificadores, inversores e demais equipamentos que constituem cargas não-lineares.
- Implementação de um sistema digital de correção em tempo real de correntes secundárias distorcidas para detecção, classificação e localização de defeitos em linhas de transmissão.
- Emprego do modelo de núcleo magnético proposto em estudos de ferro-ressonância, *inrush currents* e *chopping currents*, considerando-se transformadores monofásicos e trifásicos, com diferentes tipos de geometria do núcleo magnético.
- Estudo e aperfeiçoamento de métodos de medição das capacitâncias distribuídas dos enrolamentos do TC.
- Inclusão de capacitâncias no circuito elétrico equivalente do TC e dos demais componentes do sistema para o cálculo de transitórios de alta frequência. Um exemplo de estudo a ser realizado consiste na verificação da resposta de TC's instalados junto a bancos de capacitores, visando determinar as solicitações de tensão e de corrente impostas aos medidores e relés instalados no secundário, causadas por energização e curtos-circuitos próximos aos citados capacitores.

Bibliografia

- Almeida, L. A. L. (2003). *Modelo de Histerese para Transição Semicondutor-Metal em Filmes Finos de VO₂*, Tese de Doutorado, COPELE, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, PB.
- ALSTOM (2002). *Network Protection & Automation, 3rd. ed.*, Levallois-Perret, France.
- Annakkage, U. D., McLaren, P. G., Dirks, E., Jayasinghe, V., Parker, A. D. V. A current transformer model based on the Jiles-Atherton theory of ferromagnetic hysteresis, *IEEE Trans. Power Delivery*, **15**(1): 57-61.
- Apolônio, R. (2004). *Modelagem e Chaveamento Controlado de Transformadores: Análise Computacional e Validação Experimental*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG.
- Avila-Rosales, J., Alvarado, F. L. (1982). Nonlinear frequency dependent transformer model for electromagnetic transient studies in power systems, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, **101**(11): 4281-4288.
- Batistela, N. J. (2002). *A caracterização de materiais magnéticos na conversão eletromecânica da energia*, artigo submetido ao concurso de Professor Adjunto, na área de Conversão Eletromecânica da Energia, Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC.
- Bertotti, G. (1983). Space-Time Correlation Properties of the Magnetization Process and Eddy Current Losses: Theory, *J. Appl. Phys.*, **54** (9): 5293-5305.
- Bertotti, G. (1988). General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials, *IEEE Trans. Magnetics*, **24** (1): 621-630.
- Biosci, G., Pescetti, D. (1958). Analytical theory of the behaviour of ferromagnetic materials, *II Nuovo Cimento*, **8**(6): 829-842.
- Bittanti, S., Cuzzola, F. A., Lorito F., Poncia, G. (2001). Compensation of nonlinearities in the current transformer for the reconstruction of the primary current, *IEEE Trans. Control Systems Technology*, **9**(4):565-573.
- Bohn, F., Gündel, A., Severino, A. M., Landgraf, F. J. G., Sommer, R. L. (2004). Propriedades magnéticas de aços elétricos de grão não-orientado, *XVI Congresso Brasileiro de Engenharia de Materiais – Cbecimat*, Porto Alegre, RS.
- Boon, C. R., Robey, J. A. (1968). Effect of domain-wall motion on power loss in grain-oriented silicon-iron sheet, *IEE Proc.*, **115**(10): 1535-1540.

-
- Brachtendorf, H. G., Eck, C., Laur, R. (1997). Macromodelling of hysteresis phenomena with SPICE, *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, **44**(5): 378-388.
- Brailsford, F., Fogg, R. (1966). Anomalous iron losses in cold reduced grain oriented transformer steel at very low frequencies, *IEE Proc.*, **113**(9): 1562-1564.
- Burais, N., Grellet, G. (1982). Numerical modelling of iron losses in ferromagnetic steel plate, *IEEE Trans. Magnetics*, **18**(2): 558-562.
- Chaudhary, A. K. S., Tam, K., Phadke, A. G. (1994). Protection system representation in the Electromagnetic Transients Program, *IEEE Trans. Power Delivery*, **9**(2): 700-708.
- Conrad, T., Schlabbach, J., Speh, R. (1984). Verfahren zur korrektur der verzerrten sekundarströme von stromwandler, *Elektrotechnische Zeitschrift Archiv*, **6**(2): 77-79.
- Coulson, M. A., Slater, R. D., Simpson, R. R. S. (1977). Representation of magnetic characteristic using Preisach theory, *IEE Proc.*, **124**(10): 895-898.
- Chua, L. O., Stromsmoe, K. A. (1970). Lumped-circuit models for nonlinear inductors exhibiting hysteresis loops, *IEEE Trans. Circuit Theory*, **17**(4): 564-574.
- Chandrasena, W., McLaren, P. G., Annakage, U. D., Jayasinghe, R. P., Muthumuni, D., Dirks, E. (2006). Simulation of hysteresis and eddy current effects in a power transformer, *Electric Power System Research*, **76**: 634-641.
- DeLeon, F., Semlyem, A. (1994). Complete transformer model for electromagnetic transients, *IEEE Trans. Power Delivery*, **9**(1): 231-239.
- Dick, E. P., Watson, W. (1981). Transformer models for transient studies based on field measurements, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, **100**(1): 409-419.
- Doong, T., Mayergoyz, I. D. (1985). On numerical implementation of hysteresis model, *IEEE Trans. Magnetics*, **21**(5): 1853-1855.
- Elleuch, M., Poloujadoff, M. (1998). New transformer model including joint air gaps and lamination anisotropy, *IEEE Trans. Magnetics*, **34**(5): 3701-3711.
- Fiorillo, F., Novikov, A. (1990). An improved approach to power losses in magnetic laminations under non-sinusoidal induction waveform, *IEEE Trans. Magnetics*, **26**(5): 2904-2910.
- Frame, J. R., Mohan, N., Liu, T. (1982). Modeling in an Electromagnetic Transients Program, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, EUA, **101**(9): 3403-3412.
- Germay, S., Mastero, S., Vroman, J. (1974). Rewiew of ferroressonance phenomena in high-voltage power system and presentation of a voltage transformer model for predetermining them, *CIGRÉ*, Paris, paper 33-18.

- Guerra, F. C. F., Souza, B. A., Guerra, M. F. A. (1987). Power transformer modelling for transient overvoltages calculation, *Modelling, Simulation and Control, A*, **11**(1): 15-24.
- Guerra, F. C. F., Santos, M. B. G. (1992). Modelagem e análise do comportamento transitório de transformadores de corrente para relés de proteção, *Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo Aplicado*, Belo Horizonte, MG.
- Guerra, F. C. F. (1988). Correntes de magnetização transitórias em transformadores de potência, *III Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, São Paulo, SP.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2000). Transitórios de energização em transformadores, *III ENEAT – Encontro Nacional de Engenharia de Alta Tensão*, Campina Grande, PB.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2004). Um modelo não-linear de núcleo magnético, *XV Congresso Brasileiro de Automática*, Gramado, RS.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2004). Um método de correção de distorções em correntes no secundário de transformadores de corrente, *VI Induscon*, Joinville, SC.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2005). A new current transformer model, *Controle & Automação – SBA*, **16** (3): 382-389.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2006). Power transformer model for inrush currents studies, *VII Induscon*, Recife, PE.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2006). Hysteresis modelling in ferroresonance studies, *VII Induscon*, Recife, PE.
- Guerra, F. C. F. (2006). *Um Modelo de Histerese Magnética – Projeto de Pesquisa I*, COPELE / UFCG, Campina Grande, PB.
- Guerra, F. C. F. (2006). *Um Modelo de Núcleo Magnético para Cálculo de Transitórios em Baixas Frequências – Projeto de Pesquisa II*, COPELE / UFCG, Campina Grande, PB.
- Guerra, F. C. F. (2006). *Um Modelo de Transformador de Corrente para Estudos de Proteção de Sistemas Elétricos – Projeto de Pesquisa III*, COPELE / UFCG, Campina Grande, PB.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2007). Magnetic core model, *IET Proc. Science, Measurement and Technology*, **1**(3):145-151.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2007). Current transformer model, *IEEE Trans. Power Delivery*, **22**(1): 187-194.
- Hassani, M. M., Lachiver, G., Jasmin, G. (1989). Numerical simulation of the magnetic core of a transformer in transient operations, *Proc. CCECE*, Canada, 289-291.
- Hernandez, E. D. M., Muranaka, C. S., Cardoso, J. R. (2000). Identification of the Jiles-Atherton parameters using random and deterministic searches, *Physica B*, **275**(1-3): 212-215.

-
- Hogdon, M. L. (1988). Mathematical theory and calculations of magnetic hysteresis curves, *IEEE Trans. Magnetics*, **24**(6): 3120-3122.
- Holmberg, B., Bergqvist, A., Engdahl, G. (1997). Modelling eddy currents and hysteresis in a transformer laminate, *IEEE Trans. Magnetics*, **33**(2): 1306-1309.
- Hui, S. Y. R., Zhu, J. (1995). Numerical modelling and simulation of hysteresis effects in magnetic cores using transmission-line modelling and Preisach theory, *IEE Proc. Electric Power Applications*, **142**(1): 57-62.
- IEC 60044-1 + Amendment (2000). *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 Trans. Power Delivery*, **5**(4): 1732-1740.
- IEEE C57.13 (1993). *IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers*.
- IEEE C37.110 (1996). *IEEE Guide for the Application of Current Transformers Used for Protective Relaying Purposes*.
- Janssens, N. (1977). Static models of hysteresis, *IEEE Trans. Magnetics*, **13**(5): 1379-1381.
- Jiles, D. C., Atherton, D. L. (1986). Theory of ferromagnetic hysteresis, *Journal of Magnetic Materials*, **61**: 48-60.
- Jiles, D. C., Thielke, J. B. (1989). Theory of ferromagnetic hysteresis: determination of model parameters from experimental hysteresis loops, *IEEE Trans. Magnetics*, **5**: 3928-3940.
- Jiles, D. C., Thielke, J. B., Devine, M. K. (1992). Numerical determination of hysteresis parameters for the modeling of magnetic properties using the theory of ferromagnetic hysteresis, *IEEE Trans. Magnetics*, **28**(1): 27-35.
- Jiles, D. C. (1992). A self consistent generalized model for the calculation of minor loop excursions in the theory of hysteresis, *IEEE Trans. Magnetics*, **28**(5): 2602-2604.
- Jiles, D. C. (1994). Frequency dependence of hysteresis curves in conducting magnetic materials, *Journal of Applied Physics*, **76**(10): 5849-5855.
- 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 Trans. Power Delivery*, **12**(1): 116-124.
- Kang, Y. C., Ok, S. H., Kang, S. H., Crossley, P. A. (2004). Design and evaluation of an algorithm for detecting current transformer saturation, *IEE Proc. Transmission and Distribution*, **151**(1): 27-35.

-
- Kang, Y. C., Lim, U. J., Kang, S. H., Crossley, P. A. (2004). Compensation of the distortion in the secondary current caused by saturation and remanence in a CT, *IEEE Trans. Power Delivery*, **19**(4): 1642-1649.
- Kasap, S. O. (2002). *Principles of Electronic Materials and Devices*, Mc Graw-Hill, New York.
- Kezunovic, M., Fromen, C. W., Philips, F. (1994). Experimental evaluation of EMTP-based current transformer models for protective relay transient study, *IEEE Trans. Power Delivery*, **9**(1): 405-412.
- Kojovic, Lj. A. (2000). Behavior of current transformers during fault conditions and guidelines for their selection for protection systems, 27th Annual Western Power Relay Conference, Spokane, WA, USA.
- Kojovic, Lj. A. (2001). Guidelines for Current Transformers Selection for Protection Systems, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 2001, **1** (1): 593 – 598.
- Korponay, N. E. (1978). Nongapped cores, antiremanence gapped cores or linear cores for current transformers, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, **97**(2):569-563.
- Krishnammoorthy, N. E., Venugopal, M. (1973). Determination of best fit parameters of a model for excitation curve, *Proc. of IEEE*.
- Lederer, D., Igarashi, H., Kost, A., Honma, T. (1999). On the parameter identification and application of the Jiles-Atherton hysteresis model for numerical modeling of measured characteristics, *IEEE Trans. Magnetics*, **35**: 1211-1214.
- Li, F., Li, Y., Aggarwal, R. K. (2002). Combined wavelet transform and regression technique for secondary current compensation of current transformers. *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution*, **149**(4): 497-503.
- Liorzou, F., Phelps, B., Atherton, D. L. (2000). Macroscopic models of magnetization, *IEEE Trans. Magnetics*, **36**(2): 418-428.
- Lucas, J. R., McLaren, P. G., Keethipala, W. W., Jayasinghe, R. P. (1992). Improved simulation models for current and voltage transformers in relay studies, *IEEE Trans. Power Delivery*, **7**(1): 152-159.
- Locci, N. L., Muscas, C. (2001). Hysteresis and eddy currents compensation in current transformers, *IEEE Trans. Power Delivery*, **16**(2): 154-159.
- Mayergoyz, I. D. (1986). Mathematical models of hysteresis, *IEEE Trans. Magnetics*, **22**(5), 1986.
- Marchesi, M. (1988). A new class of optimization algorithms for circuit design and modelling, *IEEE Internacional Symposium on Circuit and Systems*, **2**: 1691-1695.

-
- Menemenlis, N. (1998). Noniterative hysteresis modelling for real-time implementation, *IEEE Trans. Power Systems*, **13**(4): 1556-1563.
- M.I.T. (1943). *Magnetic Circuits and Transformers*, M.I.T. Press.
- Naidu, M., Swift, G. W. (1986). Dynamic analysis of a current transformer during faults, *Electric Power Systems Research*, **11**: 225-231.
- Naidu, S. R. (1990). Simulation of the hysteresis phenomenon using Preisach's theory, *IEE Proc.*, **137A**(2): 321-329.
- Naidu, S. R. (1991). Time domain model for the ferromagnetic core, including the effects of hysteresis and eddy currents, *IEE Proc.*, **138A**(2): 44-50.
- Naidu, S. R. (1995). *Um Estudo do Fenômeno de Histerese Magnética e sua Inclusão no Cálculo de Sobretensões em Sistemas Elétricos de Potência*, Tese para concurso público ao cargo de Professor Titular, DEE / UFCG, Campina Grande, PB.
- NBR 6856 – ABNT (1992). *Transformadores de Corrente - Especificação*.
- Neves, W. L. A., Dommel, H. W. (1993). On modeling iron core linearities, *IEEE Trans. on Power systems*, **8**(2): 417-425.
- Neves, W. L. A. (1994). *Transformer Modelling for Transient Studies*, Doctorate Thesis, The University of British Columbia, Canada.
- Nozawa, T., Miisogami, M., Mogi, H., Matsuo, Y. (1996). Magnetic properties and dynamic domain behavior in grain-oriented 3% Si-Fe, *IEEE Trans. Magnetics*, **32**(2): 572-589.
- O'keely, D. (1977). Simulation of transient and steady state magnetization characteristics with hysteresis, *IEE Proc.*, **124**(6): 578-582.
- Overshott, K. J., Preece, I., Thompson, J. E. (1968). Magnetic properties of grain-oriented silicon iron, *IEE Proc.*, **115**(12): 1840-1845.
- Overshott, K. J. (1976). The use of domain observations in understanding and improving the magnetic properties of transformer steels, *IEEE Trans. Magnetics*, **12**(6): 840-845.
- Pereira, P. S., Martinez, M. L. B. (1984). Simulação do comportamento transitório de transformadores de corrente, *VII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica (VII SNPTEE)*, BSB/GPC/11, Grupo V, Brasília, DF.
- Philips, D. A., Dupré, L. R., Melkebeek, J. A. (1995). Comparison of Jiles and Preisach hysteresis models in magnetodynamics, *IEEE Trans. Magnetics*, **31**(6): 3551-3553.
- Poljak, M., Kolibas, M. (1988). Computation of current transformer transient performance, *IEEE Trans. Power Delivery*, **3**(4): 1816-1822.

-
- Press, W. H., Flannery, B. P., Teukolsky, 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 Trans. Education*, 36(1): 2-5.
- Prust, S., Rao, M. S. V. (1980). New method for predetermination of true saturation characteristics of transformers and nonlinear reactors, *IEE Proc.*, **127C**(2): 106-110.
- Rao, T. S. M. (1979). *Power System protection: Static Relays*, Tata McGraw-Hill, New Delhi.
- Ray, S. (1988). Digital simulation of B/H excursions for power system studies, *IEEE Proc.*, **135C**(3), 202-209.
- Seeley, H. T. (1943). The effect of current-transformer residual magnetism on balanced-current differential relays, *AIEE Trans.*, **62**: 164-169.
- Semlyem, A., Castro, A. (1975). A digital transformer model for switching transients calculations in three-phase systems, 9th. *PICA Conference Proc.*, pp. 121-126.
- Sharp, M. R. G., Overshott, K. J. (1974). Losses in silicon iron, *IEEE Trans. Magnetics*, **10** (2), pp. 113-115.
- Smolinsky, W. J. (1973). Design considerations in the application of current transformers for protective relaying purposes, *IEEE PES Winter Meeting*, New York, NY.
- Sohier, J., Gaillet, B., Sanit Léger (1966). Comportement des transformateurs de courant en régime asymétrique de court-circuit, *Revue Générale de L'Électricité*, **75**: 803-816.
- Talukdar, S. R., Bailey, J. R. (1976). Hysteresis models for system studies. *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, **95**(4): 1429-1434.
- Tellinen, J. (1998). A simple scalar model for magnetic hysteresis. *IEEE Trans. Magnetics*, **34**(4): 2200-2206.
- Thomas, D. W. P., Paul, J., Ozgonenel, O., Christopoulos, C. (2006). *IEEE Trans. Magnetics*. Accepted for inclusion in a future issue.
- Trutt, F. C., Erdélyi, E. A., Hopkins, R. E. (1968). Representation of the DC characteristic of DC machines for computer use, *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, **87**(2): 426-432.
- Tziouvaras, D. A. (1994). Technical correspondence to the members of WG F10. Subject: EPRI EMTP and Field Test CT Saturation Waveform Comparisons.
- Tziouvaras, D. A. *et al.* (2000). Mathematical models for current, voltage and coupling capacitor voltage transformers, *IEEE Trans. Power Delivery*, **15**(1): 62-72. Wentz, E. C., Sonneman, W. K. (1940). Current Transformers and Relays for high-speed differential protection, with particular referente to offset transient currents, *AIEE Trans.*, **III**(59): 481-488.

-
- WESTINGHOUSE (1979). *Applied Protective Relaying*, A Silent Sentinels Publication, Coral Springs, USA.
- Widger, G. F. T. (1969). Representation of magnetisation curves over extensive ranges by rational-fraction approximations, *IEE Proc.*, **116**(1):156-160.
- Wilson, P. R., Ross, J. N., Brown, A. D. (2001). Optimizing the Jiles-Atherton model of hysteresis by genetic algorithm, *IEEE Trans. Magnetics*, **37**(2):989-993.
- Wiszniewsky, A. (1972). Improvement of current-transformer transient performance, *IEE Proc.*, **119**(5): 564-568.
- Wright, A. (1968). *Current Transformers*, Chapman & Hall, London.
- Wright, A., Carneiro Jr., S. (1974). Analysis of circuits containing components with cores of ferromagnetic material, *IEE Proc.*, **121**(12), 1579-1581.
- Wu, A. (1985). The analysis of current transformer transient response and its effect on current relay performance, *IEEE Trans. Industry Applications*, **21**(4): 793-802.
- Yamashita, H., Nakamae, E., Hamman, M. S. A. A., Wakisho, K. (1975). A program to analyze transient phenomena of circuits including precisely represented transformers, *IEEE PES Summer Meeting*, paper A 75 403-6.
- 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 Trans. Power Delivery*, **16**(2): 189-194.
- Zadeh, H. K., Pasand, M. S. (2006). Correction of saturated current transformers secondary current using ANNs, *IEEE Trans. Power Delivery*, **21**(1): 73-79.
- Zhu, J. G., Huy, S. Y. R., Ramsden, V. S. (1993). Discrete modelling of magnetic cores including eddy current and anomalous losses, *IEE Proc.-A*, **140**(4): 317-322.
- Zirka, S.E., Moroz, Y. I. (1995). Hysteresis modelling based on transplanted, *IEEE Trans. Magnetics*, **31**: 3509-3511.
- Zirka, S.E., Moroz, Y. I. (1999). Hysteresis modelling based on similarity, *IEEE Trans. Magnetics*, **35**(4): 2090-2096.
- Zocholl, S. E. (2004). *Analysing and Applying Current Transformers*, SEL, Pullman, WA, USA.

Apêndice

A.1 Montagem para Caracterização do TC

A montagem da Fig. A.1 foi utilizada para o levantamento da curva de magnetização inicial, dos laços λ versus i ($i = i_m + i_e + i_a$) em 4 Hz e em 60 Hz e para medição das perdas no núcleo magnético. Os valores de λ foram obtidos mediante integração numérica da tensão no secundário, u_2 , com emprego do método do trapézio.

Na medição das perdas, o osciloscópio digital foi utilizado como wattímetro *true RMS*. Neste processo, a tensão no secundário foi multiplicada pela tensão no *shunt* indicado, u_{sh} , obtendo-se o valor médio da forma de onda resultante diretamente no instrumento, sendo este valor proporcional às perdas magnéticas em W, ou seja:

$$P = \frac{1}{R_{sh}} \frac{N_1}{N_2} \frac{1}{T} \int_0^T u_2(t) u_{sh}(t) dt \quad (A.1)$$

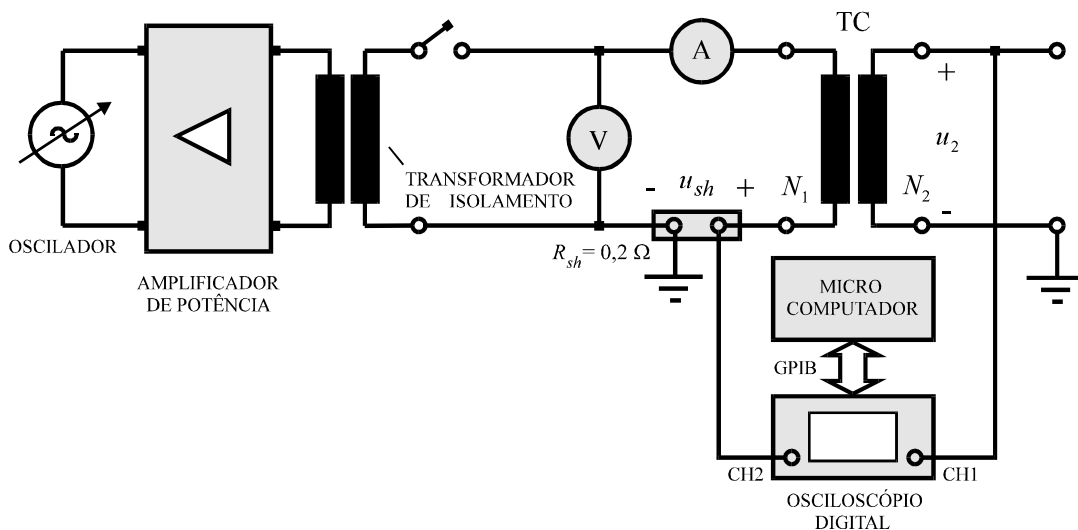


Fig. A.1. Montagem para registro da curva de magnetização inicial e dos laços maiores nas frequências de 4 Hz e de 60 Hz.

A.2 Montagem para Registro de Oscilogramas de Corrente

A montagem da Fig. A.2 foi empregada no registro dos oscilogramas de correntes primária e secundária. Tais correntes foram transformadas em tensões proporcionais através de sensores do tipo *LEM*[®] e registradas pelo osciloscópio de memória digital, ligado a um microcomputador por meio de interface *GPIB*[®].

A situação de curto-circuito foi simulada aplicando-se a tensão $u(t) = U_m \text{sen}(\omega t + \theta)$ a uma impedância Z_1 , correspondente a uma linha de transmissão artificial de parâmetros concentrados, sem capacitância em derivação. Esta impedância foi proporcionada por reatores de núcleo composto por liga ferro-silício e entreferro de material não-magnético, o que confere propriedades aproximadamente lineares na faixa de correntes de 0 a 25 A.

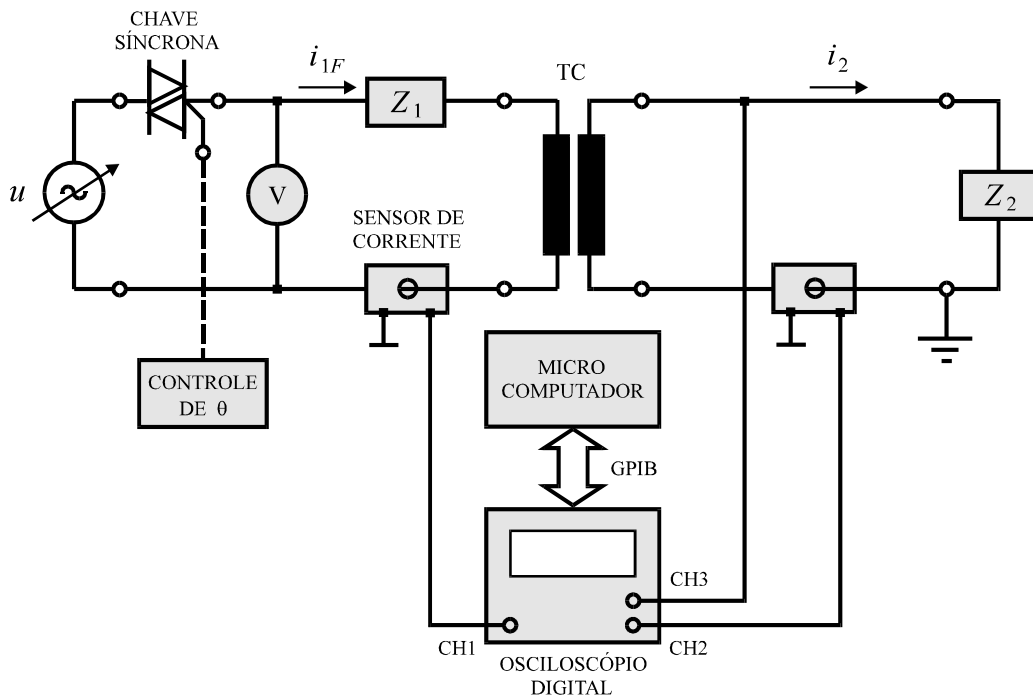


Fig. A.2. Montagem para registro dos oscilogramas de corrente primária e secundária.

O ângulo θ , aqui denominado “ângulo de chaveamento” ou “ângulo de incidência do defeito”, determina o valor instantâneo de $u(t)$ no instante de aplicação da tensão, pois $u(0) = U_m \text{sen} \theta$. Para as linhas de transmissão típicas, com impedâncias em série de elevadas componentes indutivas, as condições de assimetria mais severas ocorrem quando θ acha-se próximo de 0° , ou quando a tensão $u(t)$ é praticamente nula. Conforme foi demonstrado no Capítulo 3, nos primeiros instantes da energização, além da componente CA de fluxo imposta no núcleo do TC pela componente simétrica da corrente, há uma componente contínua de fluxo associada à componente exponencial da corrente de defeito. Assim, o valor de θ assume importância fundamental no grau de distorção da corrente no secundário do TC.

Quando o transformador é energizado por uma chave comum, é impossível se ter controle sobre θ . Porém, isto pode ser conseguido com o emprego de uma chave síncrona, que consiste em um *triac* cujo instante de condução é controlado por um circuito eletrônico. O diagrama elétrico desta chave é mostrado na Fig. A.3.

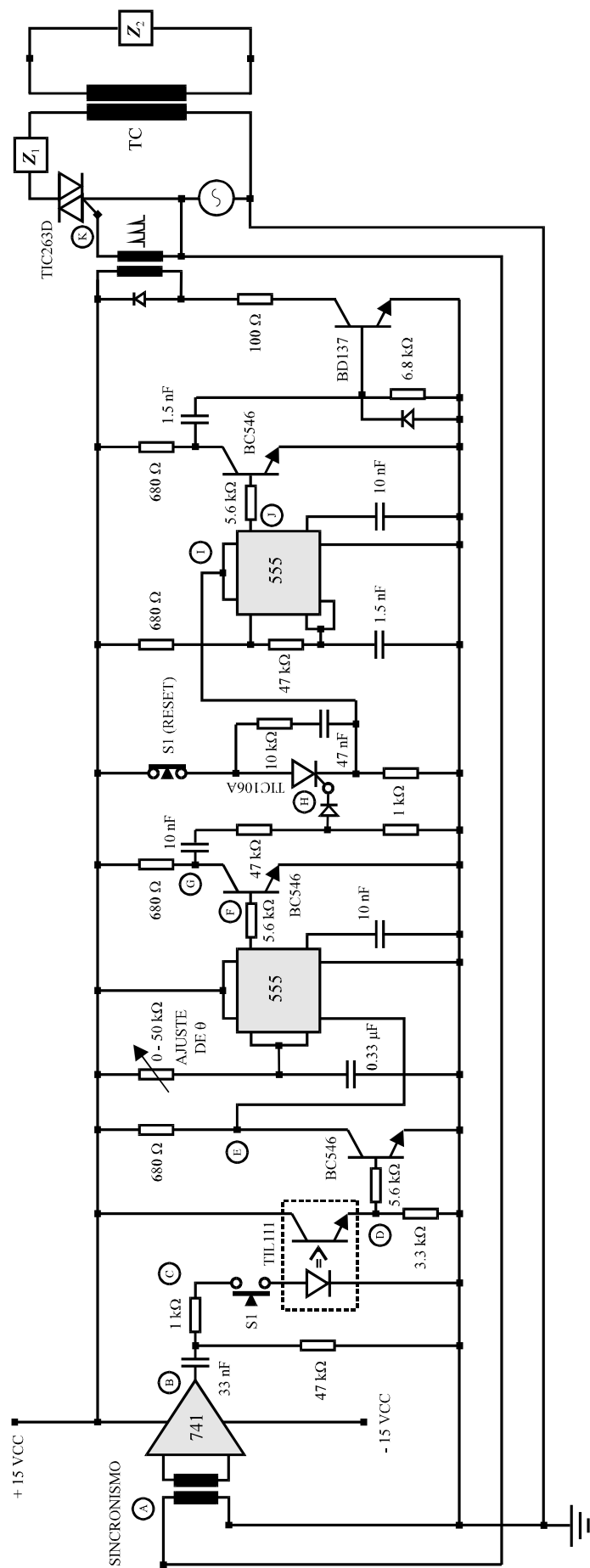


Fig. A.3. Diagrama da chave síncrona analógica.

A.3 Rotina para Simulação da Histerese

A seguir, apresenta-se a rotina de simulação da histerese magnética pelo modelo proposto, onde a representação do laço maior ($B - H$) é feita pela função arco-tangente. As variáveis de entrada e de saída e os parâmetros de entrada da mesma são os seguintes:

- K - Número de ordem do ponto calculado.
- BS - Valor densidade de fluxo no extremo do laço (1º quadrante).
- HS - Valor da intensidade de campo no extremo do laço (1º quadrante).
- A1, A2, A3 - Parâmetros da função $H = a_1 \cdot \tan(B/a_2) - a_3$ (ramo descendente).
- XI - Parâmetro ξ .
- BET - Parâmetro β .
- EXP - Parâmetro n .
- NPI - Número inteiro que indica a ordem do ultimo ponto de reversão considerado, cujo valor inicial deve ser feito igual a 2 no programa principal.
- IND - Número inteiro que deve ser feito igual a 0 no programa principal.
- BI - Variável de entrada: densidade de fluxo no ponto K.
- DM - Variável de saída: inverso da permeabilidade incremental no ponto K.
- HC - Variável de saída: intensidade de campo no ponto K.

```

C-----
C   MODELO DE HISTERESE PROPOSTO – VERSÃO SIMPLIFICADA
C-----
SUBROUTINE CHG(K,BS,HS,A1,A2,A3,XI,BET,EXP,NPI,IND,BI,DM,HC)
IMPLICIT REAL*8(A-H,O-Z)
REAL*8 BI(900000),HC(900000),PIL(0:100,2)
PRD = 1.D0
BETA = 1.D0+BET*DABS(BI(K)/BS)**EXP
IF(BI(K).GE.BI(K-1)) THEN
  KF = 1
  IF(IND.LE.1) THEN
    PIL(1,1) = BS
    PIL(1,2) = HS
    PIL(2,1) = -BS
    PIL(2,2) = -HS
  ENDIF
ENDIF
IF(BI(K).LT.BI(K-1)) THEN
  KF = -1
  IF(IND.LE.1) THEN
    PIL(1,1) = -BS
    PIL(1,2) = -HS
    PIL(2,1) = BS
    PIL(2,2) = HS
  ENDIF
ENDIF

```

```

IF(K.GT.3) PRD = (BI(K) - BI(K-1)) *(BI(K-1) - BI(K-2))
IF(PRD.LE.0.D0) THEN
  IND = IND+1
  NPI = NPI+1
  PIL(NPI,1) = BI(K-1)
  PIL(NPI,2) = HC(K-1)
  GOTO 10
ENDIF
IF(IND.LT.2.AND.KF.EQ. 1) THEN
  PIL(NPI-1,1) = BS
  PIL(NPI-1,2) = HS
ENDIF
IF(IND.LT.2.AND.KF.EQ.-1) THEN
  PIL(NPI-1,1) = -BS
  PIL(NPI-1,2) = -HS
ENDIF
IF(IND.GE.2.AND.PRD.GT.0.D0) THEN
  IF(KF.EQ. 1.AND.BI(K).GE.PIL(NPI-1,1)) NPI = NPI - 2
  IF(KF.EQ.-1.AND.BI(K).LE.PIL(NPI-1,1)) NPI = NPI - 2
ENDIF
IF(NPI.EQ.2) THEN
  IF(BI(K).GE.0.D0) THEN
    DM = (A1/A2)/(DCOS(BI(K)/A2))**2+A3*XI*DEXP(-XI*BI(K))
    HC(K) = A1*DTAN(BI(K)/A2)+A3*(1.D0-DEXP(-XI*BI(K)))
  ENDIF
  IF(BI(K).LT.0.D0) THEN
    BIX = - BI(K)
    DM = (A1/A2)/(DCOS(BIX/A2))**2+A3*XI*DEXP(-ALF*BIX)
    HC(K) = A1*DTAN(BIX/A2)+A3*(1.D0-DEXP(-XI*BIX))
    HC(K) = - HC(K)
  ENDIF
  RETURN
ENDIF
10  BIX = BI(K)
    BIX1 = PIL(NPI ,1)
    BIX2 = PIL(NPI-1,1)
    HCM1 = PIL(NPI ,2)
    HCM2 = PIL(NPI-1,2)
    BIB1 = A2*DATAN((HCM1-KF*A3)/A1)
    BIB2 = A2*DATAN((HCM2-KF*A3)/A1)
    DK1 = BIB1-BIX1
    DK2 = BIB2-BIX2
    DK = DK2+(DK1-DK2)*((BIX-BIX2)/(BIX1-BIX2))**BETA
    BIXD = BIX+DK
    DM = ((A1/A2)/(DCOS(BIXD/A2)**2))*(1.D0+BETA*((DK1-DK2)/(BIX1-BIX2))*
*      ((BIX-BIX2)/(BIX1-BIX2))**(BETA-1))
    HC(K) = A1*DTAN(BIXD/A2)+KF*A3
    RETURN
END
C-----

```