

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

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**DESEMPENHO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE EM
REGIME NÃO SENOIDAL**

SELMA CRISTINA DE FREITAS FREIRE

Campina Grande – PB

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

Desempenho de Transformadores de Corrente em Regime Não Senoidal

Selma Cristina de Freitas Freire

Dissertação 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 Mestre em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Francisco das Chagas Fernandes Guerra, Doutor

Wellington Santos Mota, Ph. D.

Orientadores

Campina Grande – PB

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

F866d

Freire, Selma Cristina de Freitas

Desempenho de transformadores de corrente em regime não senoidal /
Selma Cristina de Freitas Freire. — Campina Grande, 2010.

60 f. : il. col.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade
Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia elétrica e Informática.

Referências.

Orientadores: Prof. Ph. D. Wellington Santos Mota.

Prof. Dr. Francisco das Chagas Fernandes Guerra.

1. Transformadores de Correntes. 2. Histerese 3. Saturação 4.
Proteção de Sistemas Elétricos I. Título.

CDU-621.314.224(043)

| | |
|------------------------------|-----------|
| UFCG - BIBLIOTECA - CAMPUS I | |
| 2702 | 18.10.040 |
| | |

**DESEMPENHO DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE EM REGIME
NÃO SENOIDAL**

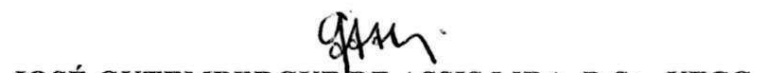
SELMA CRISTINA DE FREITAS FREIRE

Dissertação Aprovada em 14.06.2010


WELLINGTON SANTOS MOTA, Ph.D., UFCG
Orientador


FRANCISCO DAS CHAGAS FERNANDES GUERRA, D.Sc., UFCG
Orientador


BENEMAR ALENCAR DE SOUZA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca


JOSÉ GUTEMBERGUE DE ASSIS LIRA, D.Sc., UFCG
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE - PB
JUNHO - 2010

Dedicatória

Dedico este trabalho aos meus pais, Hamilton Matias Freire e Ruth de Freitas Freire que sempre me souberam mostrar o que realmente é importante na vida.

Agradecimentos

À Deus que está acima de tudo e sempre nos ampara.

Aos meus pais pelo incentivo e dedicação em cuidarem dos meus bens mais preciosos.

Aos meus filhos pelo carinho, confiança e apoio em todos os momentos, apesar da distância.

Aos meus irmãos pelo carinho e incentivo.

À querida tia Hélia pelas orações.

Aos meus orientadores, professores Francisco das Chagas Fernandes Guerra e Wellington Santos Mota pela dedicação e paciência.

Aos amigos do IFPA, Nonato, André e João, pelo apoio e atenção todas as vezes que precisei e aos demais pelo carinho.

Aos amigos Eline, Alan, Cristovão, Carolina, Georgina, Luydi, Fagner e Ângelo pelo carinho e companheirismo.

À Suênia pelas boas conversas, sempre nos momentos certos.

À Universidade Federal de Campina Grande e a CAPES pelo apoio.

Resumo

Neste trabalho é apresentado o estudo e caracterização de Transformadores de Corrente (TCs) de medição em regime permanente, na presença de correntes primárias não senoidais, e de TCs de proteção em regime transitório, com correntes primárias de elevados valores de pico e graus de assimetria. Foram utilizadas modernas técnicas de medição, com emprego de instrumento virtual baseado em sistema digital de aquisição de dados e microcomputador, além de montagens e instrumentos alternativos. Os resultados obtidos indicam a necessidade de revisão nas normas e critérios de avaliação de TCs, no que diz respeito aos métodos de ensaio e ao grau de exatidão dos mesmos.

Palavras-chave: Transformadores de corrente, histerese, saturação, proteção de sistemas elétricos, instrumentação.

Abstract

In this work is presented the study and characterization of measurement CTs in steady state in the presence of non-sinusoidal primary current, and of protective CTs in the transient state, with high values of peak primary current and a high degree of asymmetry. Modern techniques of measurement were used, with employment of a virtual instrument based on a digital data acquisition system and microcomputer, besides alternatives test circuits and instruments. The results indicate the need to review the standards and criteria for evaluation of CTs in relation to test methods and the degree of accuracy.

Keywords: Current transformers, hysteresis, saturation, power system protection,
instrumentation

Sumário

| | |
|--|-------------|
| Sumário | viii |
| Lista de Figuras | xi |
| Lista de Tabelas..... | xv |
| Lista de Abreviaturas..... | xvi |
| | |
| Capítulo 1. Introdução..... | 1 |
| 1.1 Justificativa e Relevância do Trabalho | 1 |
| 1.2 Objetivos e Contribuições | 2 |
| 1.3 Estrutura da Dissertação..... | 3 |
| | |
| Capítulo 2. Revisão Bibliográfica | 4 |
| 2.1 TCs de Medição..... | 4 |
| 2.2 TCs de Proteção..... | 5 |
| | |
| Capítulo 3. Transformadores de Corrente – Aplicações em Medição | 7 |
| 3.1 Forma Construtiva Básica | 7 |
| 3.2 Definições Fundamentais | 8 |
| 3.2.1 Relação Nominal | 8 |
| 3.2.2 Relação Real | 8 |
| 3.2.3 Fator de Correção de Relação | 9 |
| 3.3 Circuito Elétrico Equivalente e Diagrama Fasorial | 9 |
| 3.4 Erros em Regime Senoidal | 10 |
| 3.4.1 Erro de Relação | 10 |
| 3.4.2 Erro de Fase..... | 11 |
| 3.4.3 Determinação dos Erros | 11 |
| 3.4.4 Classes de Exatidão para aplicações em Medição | 12 |
| 3.4.5 Efeitos de Erros de TCs em Medição de Potência | 13 |
| 3.5 Erros em Regime Não Senoidal | 14 |
| | |
| Capítulo 4. Transformadores do Corrente – Aplicações em Proteção..... | 16 |
| 4.1 Análise Simplificada do Regime Transitório | 16 |
| 4.1.1 Representação do Sistema Primário | 16 |

| | | |
|---|---|-----------|
| 4.1.2 | Representação do Transformador de Corrente..... | 18 |
| 4.1.3 | Desempenho em Regime Não Saturado..... | 18 |
| 4.1.4 | Desempenho em Regime Saturado..... | 20 |
| 4.2 | Modelo para Simulação Computacional de Transitórios | 21 |
| 4.2.1 | Representação dos Efeitos no Núcleo | 21 |
| 4.2.2 | Equações do TC..... | 22 |
| 4.3 | Erros em Regime Senoidal | 22 |
| 4.3.1 | Erro de Relação | 22 |
| 4.3.2 | Classes de Exatidão dos TCs de Proteção | 23 |
| 4.3.3 | Determinação do Erro de Relação | 23 |
| 4.4 | Erros em Regime Transitório | 24 |
| Capítulo 5. Instrumentos e Montagens | | 25 |
| 5.1 | Instrumentos Utilizados | 25 |
| 5.2 | Montagens Utilizadas..... | 26 |
| 5.2.1 | Curva de Excitação Secundária..... | 26 |
| 5.2.2 | Curva de Saturação..... | 27 |
| 5.2.3 | Laço de Histerese | 29 |
| 5.2.4 | Laço Dinâmico em 60 Hz..... | 30 |
| 5.2.5 | Perdas Magnéticas em 60 Hz | 30 |
| 5.2.6 | Erros – TCs de Medição..... | 30 |
| Capítulo 6. Resultados Obtidos..... | | 32 |
| 6.1 | TC de Medição | 32 |
| 6.1.1 | Parâmetros dos Enrolamentos | 32 |
| 6.1.2 | Curva de Excitação Secundária..... | 32 |
| 6.1.3 | Curva de Saturação | 32 |
| 6.1.4 | Laço de Histerese | 32 |
| 6.1.5 | Laços Dinâmicos em 60 Hz | 34 |
| 6.1.6 | Perdas Magnéticas em 60 Hz | 34 |
| 6.1.7 | Erros em Regime não Senoidal | 34 |
| 6.2 | TC de Proteção | 44 |
| 6.2.1 | Parâmetros dos Enrolamentos | 44 |
| 6.2.2 | Curva de Excitação Secundária..... | 44 |
| 6.2.3 | Curva de Saturação | 44 |

| | |
|---|-----------|
| 6.2.4 Laços Dinâmicos em 60 Hz | 44 |
| 6.2.5 Perdas Magnéticas em 60 Hz | 44 |
| 6.2.6 Erros em Regime não Senoidal | 47 |
| 6.3 Considerações Acerca dos Resultados | 50 |
| 6.3.1 TC de Medição | 50 |
| 6.3.2 TC de Proteção | 51 |
| Capítulo 7. Conclusão | 53 |
| 7.1 Comentários Finais | 53 |
| 7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros | 54 |
| Referências Bibliográficas | 55 |
| Apêndice | 58 |
| A.1 Especificações de TCs | 58 |
| A.2 TCs de Medição e TCs de Proteção | 60 |

Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Fig. 3.1. (a) Transformador de corrente; (b) modo de ligação..... | 7 |
| Fig. 3.2. Circuito elétrico equivalente de um TC..... | 9 |
| Fig. 3.3. Diagrama fasorial simplificado de um TC..... | 10 |
| Fig. 3.4. Paralelogramos de exatidão de TCs de medição; classe 0,3..... | 12 |
| Fig. 3.5. Paralelogramos de exatidão de TCs de medição; classe 0,6..... | 13 |
| Fig. 3.6. Paralelogramos de exatidão de TCs de medição; classe 1,2..... | 13 |
| Fig. 3.7. Erro de medição da potência ativa em função do ângulo de fase θ | 14 |
| Fig. 4.1. Representação simplificada do sistema primário (Guerra, 2007)..... | 16 |
| Fig. 4.2. Corrente assimétrica de curto-circuito (Guerra, 2007)..... | 17 |
| Fig. 4.3. (a) TC de núcleo toroidal; (b) circuito elétrico equivalente (Guerra, 2007)..... | 18 |
| Fig. 4.4. Curva de magnetização linearizada por partes (Guerra, 2007)..... | 18 |
| Fig. 4.5. Fluxo de enlace λ no TC em caso de curto-circuito no primário (Guerra, 2007)..... | 19 |
| Fig. 4.6. Comportamento do fluxo de enlace e das correntes no TC (Guerra, 2007)..... | 20 |
| Fig. 4.7. Curva de excitação secundária de um TC de proteção..... | 23 |
| Fig. 5.1. Aspecto de uma montagem empregada nas medições de laboratório..... | 26 |
| Fig. 5.2. Montagem para obtenção da curva de excitação secundária..... | 26 |
| Fig. 5.3. Montagem para obtenção da curva de saturação..... | 27 |
| Fig. 5.4. Integrador analógico utilizado..... | 28 |

| | |
|---|----|
| Fig. 5.5. Sensor de corrente utilizado..... | 29 |
| Fig. 5.6. Montagem para obtenção do laço de histerese..... | 29 |
| Fig. 5.7. Sensor de tensão utilizado..... | 30 |
| Fig. 5.8. Montagem para determinação dos erros do TC de medição em regime não senoidal | 31 |
| Fig. 6.1. Curva de excitação secundária do TC de medição..... | 33 |
| Fig. 6.2. Curva de saturação do TC de medição..... | 33 |
| Fig. 6.3. Laço de histerese do TC de medição; $U_e = 4,5$ V..... | 34 |
| Fig. 6.4. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição -Tensão de excitação secundária de 41,7 V..... | 35 |
| Fig. 6.5. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição -Tensão de excitação secundária de 60,0 V..... | 35 |
| Fig. 6.6. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição -Tensão de excitação secundária de 73,4 V..... | 36 |
| Fig. 6.7. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição - Tensão de excitação secundária de 78,2 V..... | 36 |
| Fig. 6.8. Perdas magnéticas, P , em função da tensão de excitação secundária, U_e | 37 |
| Fig. 6.9. Perdas magnéticas, P , em função do quadrado da tensão de excitação secundária, U_e | 37 |
| Fig. 6.10. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 10$ A; $\beta = 0^\circ$ | 38 |

| | |
|---|----|
| Fig. 6.11. Erro amostral da corrente; $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$ | 38 |
| Fig. 6.12. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$ | 39 |
| Fig. 6.13. Erro amostral da corrente; $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$ | 39 |
| Fig. 6.14. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$ | 40 |
| Fig. 6.15. Erro amostral da corrente; $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$ | 40 |
| Fig. 6.16. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 40,4^\circ$... | 41 |
| Fig. 6.17. Erro amostral da corrente; $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 40,4^\circ$ | 41 |
| Fig. 6.18. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 80,75^\circ$. | 42 |
| Fig. 6.19. Erro amostral da corrente; $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 80,75^\circ$ | 42 |
| Fig. 6.20. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 89,62^\circ$. | 43 |
| Fig. 6.21. Erro amostral da corrente; $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 89,62^\circ$ | 43 |
| Fig. 6.22. Curva de excitação secundária do TC de proteção..... | 45 |
| Fig. 6.23. Curva de saturação do TC de proteção..... | 45 |
| Fig. 6.24. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica para várias tensões de excitação secundária..... | 46 |
| Fig. 6.25. Perdas magnéticas, P , em função da tensão de excitação secundária, U_e | 46 |
| Fig. 6.26. Perdas magnéticas, P , em função do quadrado da tensão de excitação secundária, U_e | 47 |
| Fig. 6.27. Defeito trifásico em ponto intermediário de uma linha de transmissão artificial.... | 47 |
| Fig. 6.28. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); carga de $1,15 + j 0,10$ Ω | 48 |

| | |
|---|----|
| Fig. 6.29. Erros amostrais; carga de $1,15 + j 0,10 \Omega$ | 49 |
| Fig. 6.30. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); carga de $0,10 + j 1,15 \Omega$ | 49 |
| Fig. 6.31. Erros amostrais; carga de $0,10 + j 1,15 \Omega$ | 50 |
| Fig. 6.32. Laço dinâmico $B - H$, em 60 Hz, para $U_e = 23 \text{ V}$ | 51 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 6.1. Resumo de dados e resultados relativos a simulações da Fig. 6.10 a Fig. 6.21..... | 44 |
| Tabela A.1. Cargas nominais de TCs | 59 |

Lista de Abreviaturas

EMTP *Electromagnetic Transients Program*, programa de cálculo de transitórios eletromagnéticos desenvolvido por Hermann W. Dommel na companhia estadunidense *Boneville Power Administration (BPA)*.

ATP *Alternative Transients Program*, programa de cálculo de transitórios eletromagnéticos e eletromecânicos, desenvolvido a partir do programa EMTP.

EMTDC *Transient Analysis for PSCAD Powe System Simulation*, programa de cálculo de transitórios eletromagnéticos, desenvolvido na Universidade de Winnipeg, Manitoba, Canadá.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Justificativa e Relevância do Trabalho

Há muitos anos, os transformadores de corrente (TCs) têm sido largamente utilizados nas redes de energia elétrica devido ao seu bom desempenho em regime estacionário senoidal e à sua simplicidade de construção e robustez. Porém, em face das propriedades não lineares do núcleo magnético (saturação, perdas por histerese e perdas dinâmicas), há situações em que os instrumentos ligados ao secundário podem operar de modo indevido, pois essas propriedades ocasionam o surgimento de erros de relação e de fase que podem ultrapassar os valores previstos por normas, considerando a aplicação às quais os TCs se destinam.

Em aplicações de medição, o grau de exatidão dos TCs é especificado com base na operação em regime puramente senoidal, em termos dos erros de relação e de fase, definidos nas normas nacionais e internacionais, como NBR 6856 (ABNT, 1992), C57.13 (IEEE, 1993) e 60044-1 (IEC, 2000). Entretanto, tais erros referem-se a grandezas fasoriais, o que não faz sentido quando são consideradas formas de onda com conteúdos significativos de harmônicos. Isto se deve ao crescente emprego de equipamentos eletrônicos de elevadas potências nominais nas redes elétricas, com características acentuadamente não lineares. Outra causa de componentes harmônicos é o mau dimensionamento e formas de operação inadequadas de equipamentos com núcleos saturáveis, principalmente os transformadores.

Em aplicações de proteção, as elevadas correntes de curto-circuito apresentam duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra, contínua, com decaimento exponencial, que impõem uma onda de fluxo assimétrica de elevado valor de pico aos núcleos magnéticos dos transformadores de corrente. Tal fluxo pode levar o TC a um grau de saturação muito pronunciado. Isto faz com que a forma de onda da corrente secundária fornecida aos dispositivos de proteção apresente-se distorcida durante os primeiros ciclos. Assim, podem surgir os seguintes problemas (Guerra, 2007): os relés são sensibilizados indevidamente, principalmente relés diferenciais; os relés não são sensibilizados quando necessário, devido à forte saturação e distorção que reduz o valor eficaz da corrente secundária; os relés não são sensibilizados com rapidez suficiente, pelo motivo anteriormente citado; os localizadores de defeito não fornecem indicação precisa. O problema acentua-se quando a forma de onda do fluxo imposto pela

corrente primária possui a mesma polaridade do fluxo residual existente no núcleo do TC. Neste caso, a soma dos dois fluxos leva o núcleo a operar com um grau de saturação ainda maior. Para valores de remanência de 85% do fluxo de saturação (típicos das ligas ferro-silício de grãos orientados) o resultado pode ser o surgimento de drásticas distorções na corrente secundária.

Desta forma, julga-se necessário estudar o comportamento dos TCs de medição em regime permanente, na presença de correntes primárias não senoidais, bem como dos TCs de proteção em regime transitório, com correntes primárias que apresentam graus de assimetria e valores de pico elevados. Com isto, podem-se estabelecer diretrizes que contribuam para o correto desempenho dos instrumentos ligados ao enrolamento secundário.

1.2 Objetivos e Contribuições

Este trabalho visa os seguintes objetivos:

- Estudo e caracterização de TCs com núcleos de materiais ferromagnéticos, como as ligas ferro-silício de grãos orientados. São utilizadas modernas técnicas de medição, com emprego de instrumento virtual baseado em sistema de aquisição de dados com amostragem de 44,1 kS/s, resolução de 16 *bits*, 6 canais com aquisição simultânea (não multiplexados) e *software* desenvolvido em ambiente *Matlab* (Pereira, 2009).
- Aplicação de modelos computacionais de núcleos magnéticos, incorporando a representação dos efeitos de saturação e histerese.
- Avaliação do desempenho de TCs de medição operando em regime estacionário não senoidal, com correntes que apresentam elevados conteúdos de harmônicos.
- Avaliação do desempenho de TCs de proteção operando em regime de curto-circuito no lado do primário, com pronunciados graus de saturação no núcleo magnético.

Como contribuições do trabalho, são citadas:

- Proposta de métodos e instrumentos alternativos para ensaios de TCs.
- Proposta de critérios alternativos de avaliação do grau de exatidão dos TCs.
- Utilização de um circuito elétrico equivalente para TCs de proteção, destinado ao cálculo de transitórios, baseado em um modelo de histerese que apresenta simplicidade de formulação, facilidade de obtenção dos dados de entrada e bom grau de precisão (Tellinen, 1998).

As duas primeiras contribuições proporcionam importantes subsídios para o estabelecimento de normas mais adequadas à especificação de TCs empregados nos sistemas de energia elétrica onde há distorções significativas nas formas de onda das correntes.

1.3 Estrutura da Dissertação

Este trabalho é estruturado da seguinte forma:

- Capítulo 2. Revisão Bibliográfica.

Levantamento e estudo de publicações sobre modelagem de núcleos magnéticos e transformadores de corrente utilizados em medição e proteção.

- Capítulo 3. Transformadores de Corrente – Aplicações em Medição.

Aspectos construtivos. Circuito equivalente e diagrama fasorial. Definições básicas. Considerações sobre erros em TCs de medição.

- Capítulo 4. Transformadores de Corrente – Aplicações em Proteção.

Modelos para análise do desempenho em regime transitório. Considerações sobre erros em TCs de proteção.

- Capítulo 5. Instrumentos e Montagens.

Descrição dos instrumentos e das montagens utilizadas nos ensaios de laboratório.

- Capítulo 6. Resultados Obtidos.

Apresentação de resultados das medições e simulações.

- Capítulo 7. Conclusão.

Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

- Apêndice.

Especificações de TCs. Considerações adicionais sobre TCs de medição e TCs de proteção.

- Referências Bibliográficas.

Lista de publicações sobre TCs, consultadas durante a realização deste trabalho.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

Os transformadores de corrente são equipamentos estudados e aperfeiçoados há várias décadas. Estas ações ocasionaram um grande número de publicações, que tratam principalmente dos erros de relação e de fase cometidos, tanto nas atividades relacionadas à medição como à proteção dos sistemas de energia elétrica. A seguir, são feitas citações e comentários sucintos acerca dos principais trabalhos consultados.

2.1 TCs de Medição

Em relação a este tema, os livros de Golding (1961) e Medeiros Filho (1980) constituem fontes de consulta indispensáveis, não apenas para os leitores iniciantes, como também para os mais experientes. Tais obras trazem extensas considerações sobre as definições fundamentais, circuitos equivalentes, diagramas fasoriais, cálculo de erros de relação e de fase, bem como métodos de ensaios e formas de operação e especificação de TCs.

Lebfried (2001) descreve um método de simples execução que permite o cálculo dos erros de relação e de fase de transformadores de medição (TCs e TPs) em frequências arbitrárias, a partir dos erros determinados na frequência nominal. Este método é utilizado no presente trabalho.

Bitanti *et al.* (2001) identificaram um modelo não linear de TC através do método dos mínimos quadrados, empregado com sucesso na estimação da corrente primária, a partir de registros de oscilogramas de correntes secundárias distorcidas. O trabalho não faz nenhuma consideração acerca das propriedades magnéticas do núcleo.

Bera *et al.* (2007) propuseram uma técnica de compensação de erros em TCs mediante utilização de circuitos eletrônicos no enrolamento secundário, sendo produzida uma tensão de realimentação que é aplicada a um enrolamento terciário ou de compensação. Desta forma, os efeitos das correntes parasitas no núcleo e os erros consequentes são reduzidos a valores significativamente menores.

No trabalho de Locci e Muscas (2001) são descritos métodos de compensação de erros dos TCs por emprego de *software* que reproduz os efeitos da saturação, da histerese e das correntes parasitas no núcleo. Efetuando-se a caracterização deste último, bem como da carga ligada ao

enrolamento secundário, pode-se determinar numericamente e em tempo real o valor da corrente de excitação, a qual é somada à corrente secundária distorcida, registrada através de um sistema digital de aquisição de dados. Assim, obtém-se corrente corrigida no secundário, com erros significativamente menores que os originalmente observados. Esta técnica é extensiva a TCs usados em aplicações de proteção.

Emmanuel *et al.* (1980) estudaram o desempenho de TCs operando em condições não senoidais, instalados em circuitos com retificadores controlados de silício que apresentam gatilhamento assíncrono. Os autores concluíram que pequenas diferenças entre os instantes de gatilhamento podem gerar uma componente contínua de fluxo no núcleo magnético, reduzindo o grau de precisão das medições.

O desempenho de TCs em regime não senoidal é também avaliado nos trabalhos de Emmanuel *et al.* (2007) e Cataliotti (2009). No primeiro, foi elaborado um modelo matemático que leva em consideração os laços menores de histerese no núcleo magnético. Foi verificado que TCs de classe 0,6 ou menos proporcionam medidas razoavelmente precisas para as amplitudes das harmônicas de corrente. Entretanto, no caso de medição de potência, os erros nos ângulos de fase podem apresentar valores inaceitáveis. No último trabalho citado, são realizadas medições para determinar os erros de relação e de fase em TCs de núcleo aberto (tipo alicate) sob duas condições: (a) na operação com frequências de 45 a 1000 Hz e (b) com excitação contendo a componente fundamental e uma harmônica. Foi concluído que os erros de relação e de fase são afetados pelo ângulo de defasagem entre a harmônica e a fundamental. Também foram verificadas as influências do entreferro e da posição do condutor na janela do TC.

Em relação à aplicação de novos materiais em núcleos de TCs, Draxler e Styblíková (1996) efetuaram comparações entre os desempenhos de ligas *permalloy*, amorfas e nanocristalinas.

Luciano *et al.* (2005) estudaram as propriedades das ligas nanocristalinas por meio de simulações e medições de laboratório. Em ambos os trabalhos ficaram evidentes as vantagens da aplicação das citadas ligas.

2.2 TCs de Proteção

Wright (1968) é uma referência clássica no estudo dos TCs 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 TCs com o circuito primário representado por elementos de parâmetros distribuídos.

O *IEEE PSRC* (1976) e Powell Jr. (1979) publicaram excelentes tratados acerca do comportamento de TCs em aplicações de proteção, enfatizando a influência da saturação do núcleo no desempenho de diferentes tipos de relés de proteção.

Um modelo de TC de fácil aplicação foi proposto por Lucas *et al.* (1992) e implementado no programa *EMTDC*. Neste modelo, o efeito de magnetização é representado por um indutor não-linear, com a 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 TCs foram revisados por Tziouvaras *et al.* (2000). Neste artigo, são apresentados quatro modelos, inclusive os usados nos programas *EMTP*, *ATP* e *EMTDC*.

Kang *et al.* (1997) apresentaram métodos de correção da corrente distorcida no enrolamento secundário do TC, onde esta última é integrada, obtendo-se o fluxo de enlace, de modo semelhante ao realizado por Locci e Muscas (2001). Um método semelhante foi proposto por Guerra (2007), sendo os efeitos não lineares no núcleo magnético (saturação, histerese e perdas dinâmicas) representados de maneira mais detalhada (Guerra e Mota, 2007a), (Guerra e Mota 2007b).

Guerra e Mota (2008) apresentaram considerações acerca da influência e formas de atenuação do fluxo remanescente nos núcleos magnéticos de TCs destinados a aplicações em proteção. Também propuseram um modelo computacional capaz de reproduzir o desempenho de TCs de núcleo fechado ou com entreferro nos regimes permanente e transitório.

Capítulo 3

Transformadores de Corrente

Aplicações em Medição

Um transformador de corrente (TC) consiste essencialmente em dois circuitos elétricos, denominados “enrolamento primário” e “enrolamento secundário”, acoplados através de um circuito magnético. O primário é ligado em série com um circuito elétrico de corrente alternada e o secundário se destina a alimentar instrumentos de medição, proteção e controle. O circuito magnético é constituído por um núcleo que proporciona caminho de elevada permeabilidade, minimizando o fluxo de dispersão entre os enrolamentos.

O objetivo principal do TC é reduzir os valores de corrente do lado do primário para níveis compatíveis com os instrumentos ligados ao secundário, além de proporcionar isolamento elétrica entre os dois circuitos. Assim, a onda de corrente refletida para o secundário deve representar uma imagem fiel da onda de corrente no primário, em escala reduzida, com erros de relação e de fase assumindo os menores valores possíveis.

Este capítulo trata da apresentação de aspectos gerais sobre TCs, tais como detalhes construtivos, circuito equivalente, definições básicas e considerações sobre erros em TCs usados em aplicações de medição, considerando os regimes senoidal e não senoidal.

3.1 Forma Construtiva Básica

A forma construtiva mais comum e o modo de ligação de um TC são mostrados na Fig. 3.1. Normalmente, o núcleo tem forma toroidal, constituído por uma fita de liga ferro-silício de grãos orientados enrolada de modo helicoidal.

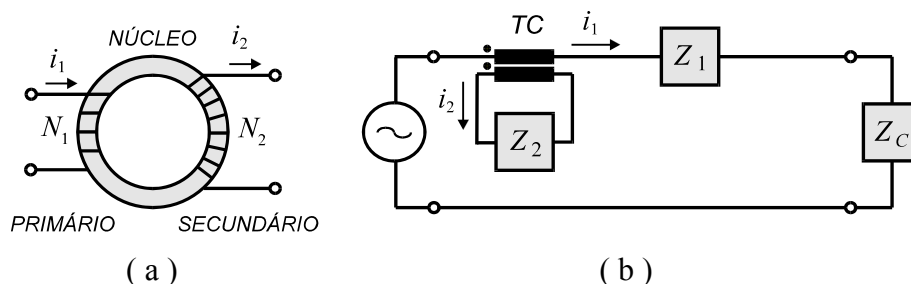


Fig. 3.1. (a) Transformador de corrente; (b) modo de ligação.

O enrolamento primário de N_1 espiras é ligado em série ao sistema de potência; o secundário, de N_2 espiras, é ligado a um medidor ou relé de proteção. Para o núcleo, pode-se escrever:

$$F_1 - F_2 = R \Phi \quad (3.1)$$

onde F_1 e F_2 são, respectivamente, as forças magnetomotrizes primária e secundária, R é a relutância do núcleo e Φ é o fluxo magnético. Se a permeabilidade do núcleo é muito alta, tem-se $R \cong 0$. Logo, como as forças magnetomotrizes geram fluxos em oposição, resulta de (3.1):

$$N_1 I_1 - N_2 I_2 = 0 \quad (3.2)$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (3.3)$$

Normalmente, os TCs destinam-se a reduzir corrente; assim, $N_1 < N_2$ (em alguns tipos, $N_1 = 1$). Eles devem operar com baixas impedâncias ligadas ao secundário, pois o aumento destas afeta drasticamente o erro cometido no processo de transformação, além de poder ocasionar danos ao TC. Isto será explicado mais adiante.

A norma NBR 6856 (ABNT, 1992) estabelece o valor 5A para a corrente secundária nominal. Isto é baseado nos elevados valores de potência consumidos pelos medidores e relés eletromecânicos, de concepção antiga. Há também TCs de corrente secundária nominal igual a 1 A, mais usados nos países da Europa. Este valor faz com que as perdas na fiação secundária sejam significativamente menores.

3.2 Definições Fundamentais

3.2.1 Relação Nominal

É a relação entre os valores nominais I_{1N} e I_{2N} das correntes primária e secundária, respectivamente. Tais valores são estabelecidos no projeto do TC, sendo indicada na placa de dados. É comumente denominada “relação de transformação”. Diferentemente do caso ideal, esta relação não corresponde exatamente à relação de espiras. Porém, elas se acham muito próximas. Assim, tem-se:

$$K_N = \frac{I_{1N}}{I_{2N}} \approx \frac{N_2}{N_1} \quad (3.4)$$

3.2.2 Relação Real

É definida por:

$$K_R = \frac{I_1}{I_2} \quad (3.5)$$

As correntes I_1 e I_2 são os valores reais correspondentes no primário e no secundário, respectivamente, compreendidos na faixa de variação permissível da corrente primária. O valor de K_R apresenta variações em função de I_1 , causadas principalmente pelas propriedades não-lineares do núcleo, conforme será visto mais adiante.

3.2.3 Fator de Correção de Relação

É o fator pelo qual se deve multiplicar a relação nominal do TC para que seja obtida a relação real K_R , ou seja:

$$FCR_C = \frac{K_R}{K_N} \quad (3.6)$$

Este fator também é expresso em percentagem, $FCR_C\%$.

3.3 Circuito Elétrico Equivalente e Diagrama Fasorial

O circuito elétrico equivalente de um TC para análise em baixas frequências é mostrado na Fig. 3.2. Todos os parâmetros são referidos ao secundário. Neste circuito, tem-se:

- R_1' – Resistência do enrolamento primário, referida ao lado do secundário.
- X_1' – Reatância de dispersão do enrolamento primário, referida ao lado do secundário.
- R_2 – Resistência do enrolamento secundário.
- X_2 – Reatância de dispersão do enrolamento secundário.
- R_p – Resistência de perdas no núcleo.
- X_m – Reatância de magnetização do núcleo.
- R_c – Resistência da carga ligada ao secundário.
- X_c – Reatância da carga ligada ao secundário.

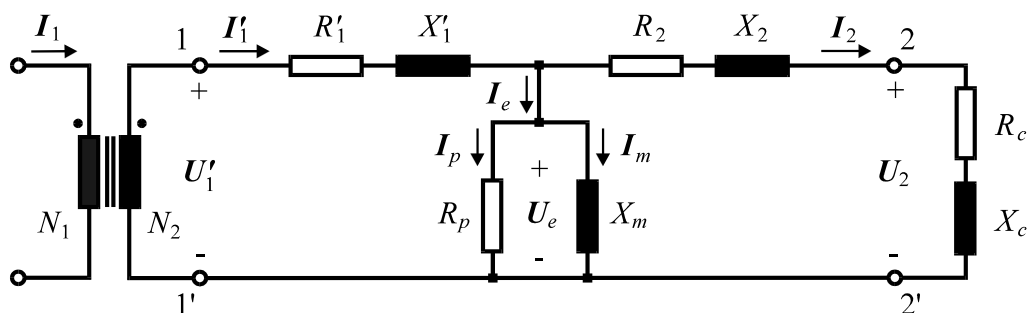


Fig. 3.2. Circuito elétrico equivalente de um TC.

A tensão U_e é denominada “tensão de excitação secundária”; I_e denomina-se “corrente de excitação”, possuindo duas componentes: I_p (corrente de perdas no núcleo), em fase com U_e , e I_m (corrente de magnetização), atrasada de 90° .

Idealmente, a corrente primária I_1 seria transformada para o secundário segundo a relação de espiras, resultando em I_1' . Porém, o circuito apresenta um ramo em derivação composto pela associação em paralelo de R_p e X_m ; assim, a corrente que circula através da carga é:

$$I_2 = I_1' - I_e = \frac{I_1}{K_N} - I_e \quad (3.7)$$

Logo, a corrente na carga apresenta erros de relação e de fase que dependem das características do núcleo magnético, da corrente primária e da impedância ligada ao secundário.

O diagrama fasorial do TC é mostrado na Fig. 3.3, a partir do qual são deduzidas expressões para os erros de relação e de fase.

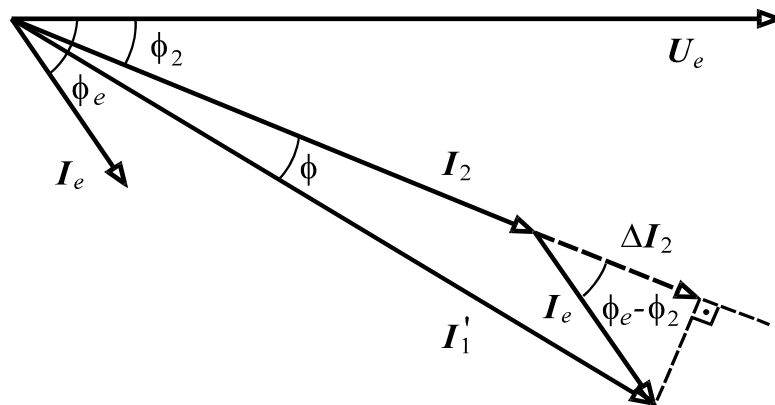


Fig. 3.3. Diagrama fasorial simplificado de um TC.

3.4 Erros em Regime Senoidal

3.4.1 Erro de Relação

Para os TCs destinados a aplicações em medição, o erro de relação é dado por:

$$\varepsilon = \frac{K_N I_2 - I_1}{I_1} \quad (3.8)$$

Este erro também é definido em termos de percentagem, ou seja:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{K_N I_2 - I_1}{I_1} \quad (3.9)$$

Pode-se ainda escrever para o erro relativo do módulo da corrente:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{I_2 - I_1 / K_N}{I_1 / K_N} \quad (3.10)$$

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{I_2 - I_1'}{I_1'} = 100 \frac{\Delta I_2}{I_1'} \quad (3.11)$$

Normalmente, ϕ é pequeno, o que permite assumir I_1' como sua projeção sobre a reta colinear a I_2 . Como $\Delta I_2 \ll I_2$, pode-se fazer $I_1' \approx I_2$ em (3.11); assim:

$$\varepsilon_{\%} \approx 100 \frac{\Delta I_2}{I_2} = 100 \frac{I_e}{I_2} \cos(\phi_e - \phi_2) \quad (3.12)$$

Pode-se relacionar o erro de relação e o fator de correção de relação da seguinte maneira:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \left(K_N \frac{I_2}{I_1} - 1 \right) = 100 \left(\frac{K_N}{K_R} - 1 \right) = 100 \left(\frac{1}{FCR_C} - 1 \right) = 100 \left(\frac{1 - FCR_C}{FCR_C} \right) \quad (3.13)$$

Assumindo $FCR_C \approx 1$ e considerando o mesmo em termos de porcentagem, resulta:

$$\varepsilon_{\%} = 100 - FCR_{C\%} \quad (3.14)$$

3.4.2 Erro de Fase

Do diagrama da Fig. 3.3, tem-se ainda:

$$\text{sen } \phi = \frac{I_e \text{sen}(\phi_e - \phi_2)}{I_1'} \quad (3.15)$$

Como ϕ é pequeno, tem-se $\phi \approx \text{sen } \phi$ e assim, o erro de fase da corrente é dado por:

$$\phi \approx \frac{I_e}{I_2} \text{sen}(\phi_e - \phi_2) \quad (3.16)$$

3.4.3 Determinação dos Erros

Um método simples para determinação dos erros em TCs é descrito a seguir (Leibfried, 2001).

Etapa 1: Determinação da impedância no secundário do TC (carga e enrolamento).

As impedâncias da carga (instrumentos e fiação) e do enrolamento secundário são:

$$\mathbf{Z}_c = R_c + j X_c \quad (3.17)$$

$$\mathbf{Z}_2 = R_2 + j X_2 \quad (3.18)$$

Estas impedâncias podem ser facilmente obtidas através de uma ponte de medição de resistências e indutâncias. A indutância de dispersão L_2 normalmente é muito pequena, pois o enrolamento secundário acha-se uniformemente distribuído em torno do núcleo. Assim, para baixas frequências, $X_2 = \omega L_2$ pode ser desprezada.

Etapa 2: Cálculo de U_e e ϕ_2 .

Estas grandezas são dadas por:

$$U_e = I_2 \sqrt{(R_2 + R_c)^2 + X_c^2} \quad (3.19)$$

$$\phi_2 = \tan^{-1} \left(\frac{X_c}{R_2 + R_c} \right) \quad (3.20)$$

Etapa 3: Determinação de I_e e ϕ_e .

A tensão U_e é relacionada à corrente I_e que circula no ramo em derivação, formado por R_p e X_m , a qual é responsável pelos erros de módulo e de fase da corrente. Se uma fonte de tensão ajustada no valor calculado de U_e for aplicada aos terminais 2- 2' do TC (Fig. 3.2), a corrente no referido ramo será aproximadamente igual a I_e . Isto se justifica pelo fato de que, na prática, as quedas de tensão em R_2 e em X_2 são desprezíveis em relação a U_e ; assim, mede-se I_e e ϕ_e .

Etapa 4: Cálculo de $\varepsilon \%$ e ϕ .

Através de (3.12) e (3.16), são calculados os erros no módulo e na fase da corrente I_2 .

3.4.4 Classes de Exatidão para Aplicações em Medição

Define-se “classe de exatidão” de um TC como sendo o máximo erro de relação apresentado quando o TC opera com 100% da corrente primária nominal. A norma NBR 6856 da ABNT (1992) estabelece que um TC de medição se acha dentro de sua classe de exatidão nominal quando os pontos determinados por $\varepsilon \%$ (ou $FCR_{C\%}$) e ϕ acham-se no interior dos paralelogramos indicados na Fig. 3.4, Fig. 3.5 e Fig. 3.6. A seguir, são estabelecidas finalidades para as respectivas classes de exatidão usuais (Mamede Filho, 2005):

- aferição e calibração de instrumentos de medidas de laboratório: 0,1;
- alimentação de medidores de demanda e consumo ativo e reativo para faturamento 0,3;
- alimentação de medidores para acompanhamento de custos industriais: 0,6;
- alimentação de amperímetros e registradores gráficos: 1,2;
- alimentação de instrumentos de painel: 3.

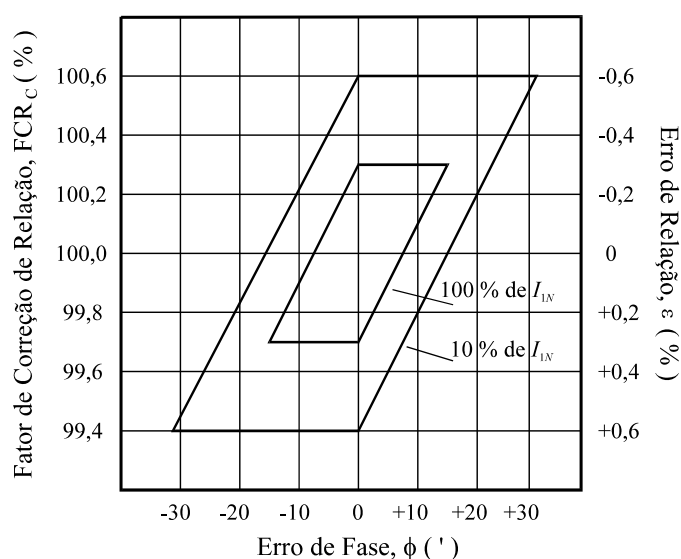


Fig. 3.4. Paralelogramos de exatidão de TCs de medição; classe 0,3.

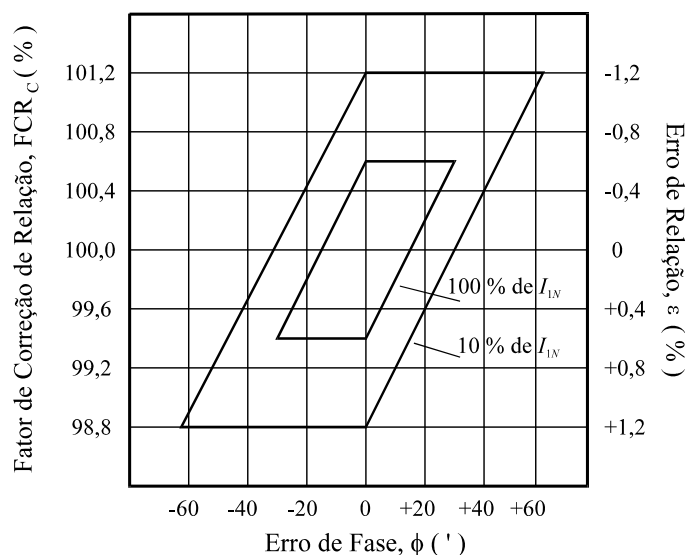


Fig. 3.5. Paralelogramos de exatidão de TCs de medição; classe 0,6.

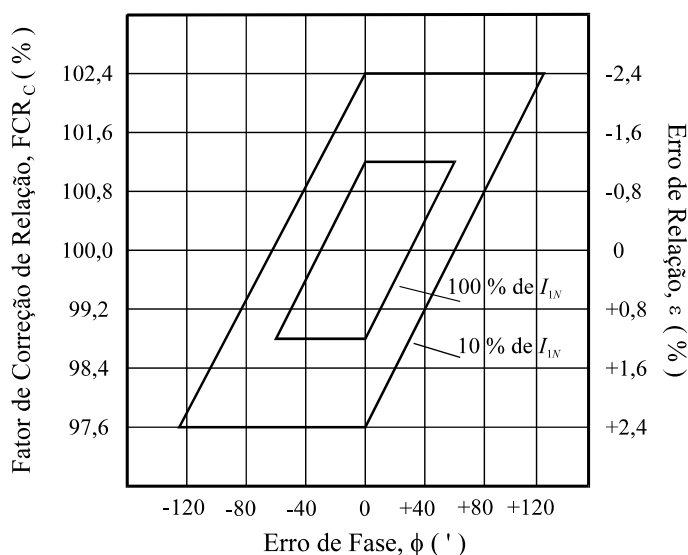


Fig. 3.6. Paralelogramos de exatidão de TCs de medição; classe 1,2.

A classe de exatidão 3 não deve se usada com a finalidade de medir potência ou energia, pois não tem limitação de ângulo de fase.

3.4.5 Efeitos de Erros de TCs em Medição de Potência

Considera-se a potência em um circuito elétrico, dada por (Emmanuel *et al.*, 2007):

$$P = U I_1 \cos \theta \quad (3.21)$$

O ângulo θ corresponde à defasagem angular entre os fasores U e I_1 . Sendo ϕ o erro de fase introduzido pelo TC, a potência elétrica medida é:

$$P_M = U \frac{N_2}{N_1} I_2 \cos(\theta \pm \phi) \quad (3.22)$$

De (3.4), (3.5) e (3.6), tem-se:

$$P_M = \frac{U I_1}{FCR_C} \cos(\theta \pm \phi) \quad (3.23)$$

O erro percentual cometido na medição da potência é dado por:

$$\varepsilon_P = 100 \frac{P_M - P}{P} = 100 \frac{\frac{\cos(\theta \pm \phi)}{FCR_C} - \cos \theta}{\cos \theta} \quad (3.24)$$

Na prática, $\phi \rightarrow 0$, o que permite fazer $\cos \phi \approx 1$ e $\sin \phi \approx \phi$; além disto, $FCR_C \approx 1$. Assim:

$$\varepsilon_P \approx \pm 100 \phi \tan \theta \quad (3.25)$$

A Fig. 3.7 ilustra a variação do erro percentual ε_P em função de θ para diferentes valores de ϕ . Pode-se ver que o erro de fase dos TCs pode exercer acentuada influência no processo de medição de potência elétrica. Para cargas indutivas com $\theta > 80^\circ$, os erros cometidos na medição de potência tornam-se muito elevados quando $\phi > 10'$.

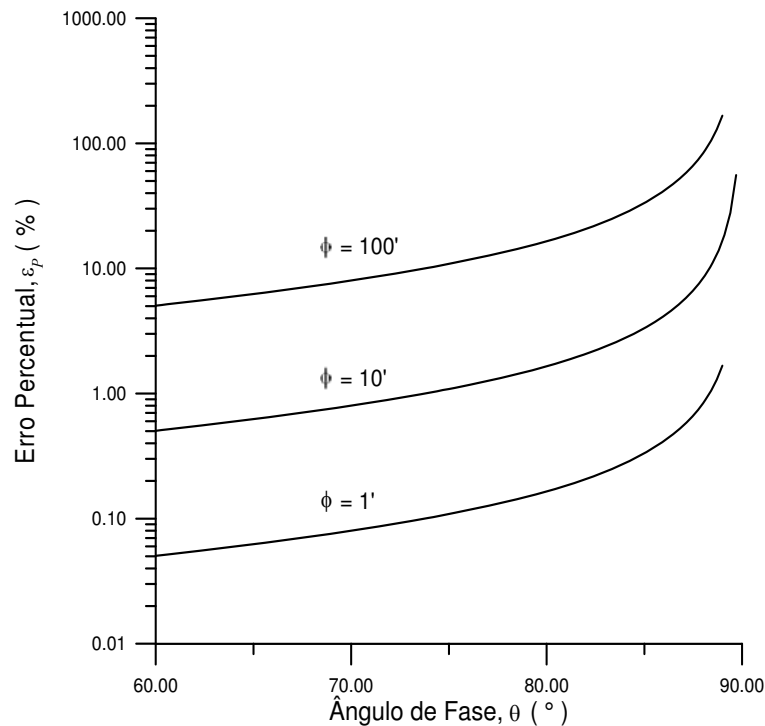


Fig. 3.7. Erro de medição da potência ativa em função do ângulo de fase θ .

3.5 Erros em Regime Não Senoidal

Foi anteriormente afirmado que os TCs são especificados com base na operação em regime puramente senoidal. O grau de exatidão desses dispositivos é tradicionalmente expresso em termos dos erros de relação e de fase, definidos nas normas nacionais e internacionais. Porém, tais erros referem-se a grandezas representadas de modo fasorial, o que não faz sentido quando se trata de formas de onda não senoidais, com conteúdos de harmônicos pronunciados.

As normas não estipulam definições nem valores máximos admissíveis para erros de TCs em regime estacionário não senoidal. Neste caso, se a corrente é amostrada em intervalos regulares, define-se “erro amostral” através da seguinte expressão:

$$\varepsilon_k = 100 \cdot \frac{\frac{i_{1k}}{K_N} - i_{2k}}{I_{2N}} \quad , \quad k = 1, 2, \dots, N_a \quad (3.26)$$

As quantidades i_{1k} e i_{2k} são os valores de corrente primária e secundária em cada instante de aquisição, respectivamente; K_N é a relação nominal do TC; I_{2N} é a corrente nominal; N_a é o número de amostras considerado.

Pode-se também avaliar o grau de exatidão do TC através do erro composto, que é dado por:

$$\varepsilon_c = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{N_a} \sum_{k=1}^{N_a} \left(\frac{i_{1k}}{K_N} - i_{2k} \right)^2}}{I_{2N}} \quad (3.27)$$

Capítulo 4

Transformadores de Corrente

Aplicações em Proteção

Este capítulo trata de TCs destinados a aplicações em proteção de redes elétricas. As considerações feitas no capítulo anterior são válidas para este capítulo, exceto aquelas relacionadas a níveis de saturação, erros e classes de exatidão. São realizados desenvolvimentos analíticos que descrevem o comportamento dos TCs em regime de curto-circuito no lado do enrolamento primário (*IEEE PSRC*, 1976; Guerra, 2007). Nesta situação, as correntes assumem valores de pico e graus de assimetria elevados, levando o núcleo ao estado de saturação. Também são considerados modelos matemáticos de TCs que proporcionam soluções numéricas para problemas relacionados ao desempenho em regime transitório, em baixas frequências.

4.1 Análise Simplificada do Regime Transitório

4.1.1 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. 4.1, 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”. Neste circuito, designa-se por R_S e L_S , nesta ordem, a resistência e a indutância equivalentes da fonte; R_L e L_L são, respectivamente, a resistência e a indutância em série da linha e i_{1F} é a corrente de defeito.

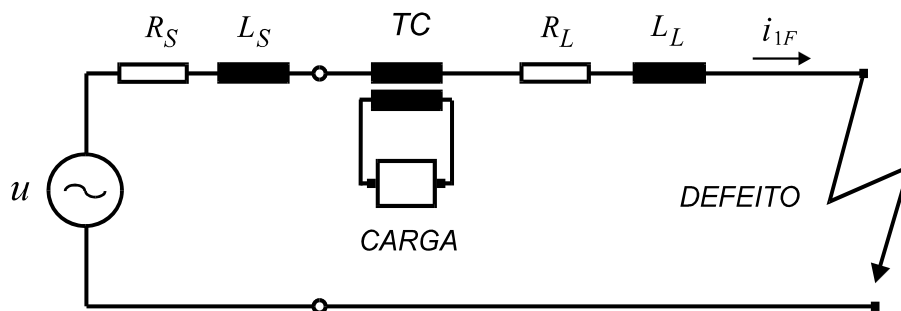


Fig. 4.1. Representação simplificada do sistema primário (Guerra, 2007).

A impedância primária total é:

$$Z_1 = Z_1 e^{j\phi_1} \quad (4.1)$$

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2} \quad (4.2)$$

$$R_1 = R_S + R_L \quad (4.3)$$

$$L_1 = L_S + L_L \quad (4.4)$$

$$\phi_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_1}{R_1} \right) \quad (4.5)$$

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

$$T_1 = \frac{L_1}{R_1} \quad (4.6)$$

Assim, pode-se escrever para o circuito:

$$L_1 \frac{di_{1F}}{dt} + R_1 i_{1F} = U_m \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (4.7)$$

Supondo que o curto-circuito indicado na Fig. 4.1 ocorre em $t = 0$ e que o valor instantâneo da corrente pré-falta é $i_{1F}(0) = I_0$, a solução de (4.7) é:

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} \text{sen}(\omega t + \theta - \phi_1) + \left[I_0 - \frac{U_m}{Z_1} \text{sen}(\theta - \phi_1) \right] e^{-t/T_1} \quad (4.8)$$

A corrente i_{1F} possui duas componentes: uma alternada, senoidal, e outra contínua, com decréscimo exponencial, como mostrado na Fig. 4.2.

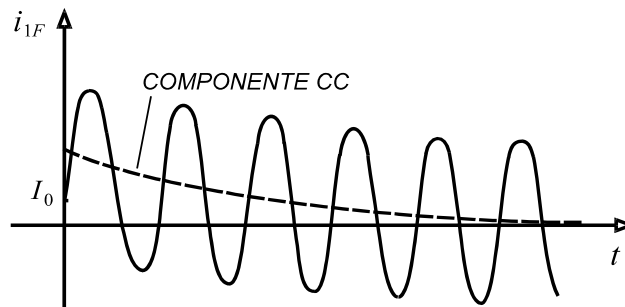


Fig. 4.2. Corrente assimétrica de curto-circuito (Guerra, 2007).

A suposição de que $\theta - \phi_1 = -\pi/2$ em (4.8) representa a situação mais pessimista, uma vez que a componente contínua de i_1 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 aumenta a tensão nominal. Nestes sistemas, conclui-se que a máxima assimetria da corrente de curto-circuito (condição mais desfavorável de ocorrência do defeito) ocorre quando a onda de tensão $u(t)$ assume valores próximos de zero. Para simplificar, faz-se $I_0 = 0$ e $\theta - \phi_1 = -\pi/2$ em (4.8); assim, resulta:

$$i_{1F} = \frac{U_m}{Z_1} (e^{-t/T_1} - \cos \omega t) \quad (4.9)$$

4.1.2 Representação do Transformador de Corrente

Neste modelo são desprezadas as capacitâncias dos enrolamentos, a impedância do primário e as perdas magnéticas no núcleo. A Fig. 4.3 ilustra o circuito elétrico equivalente simplificado.

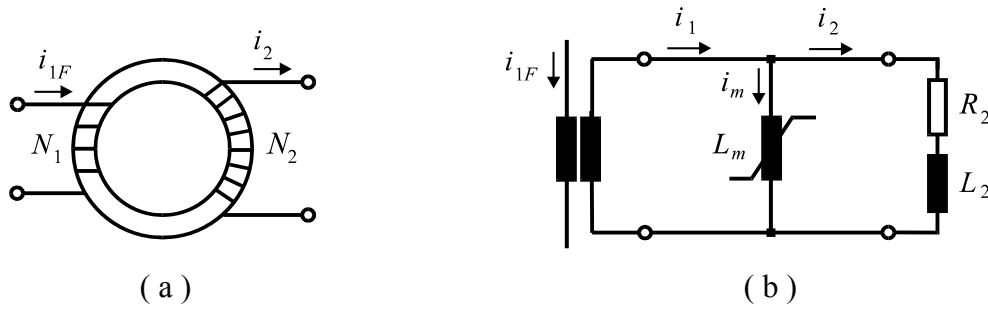


Fig. 4.3. (a) TC de núcleo toroidal; (b) circuito elétrico equivalente (Guerra, 2007).

Designa-se por N_1 e N_2 o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente; R_2 e L_2 são, respectivamente, a resistência e a indutância de dispersão do enrolamento secundário; L_m é a indutância de magnetização do núcleo. Outra aproximação consiste em linearizar por partes a curva de magnetização do núcleo, como mostrado na Fig. 4.4.

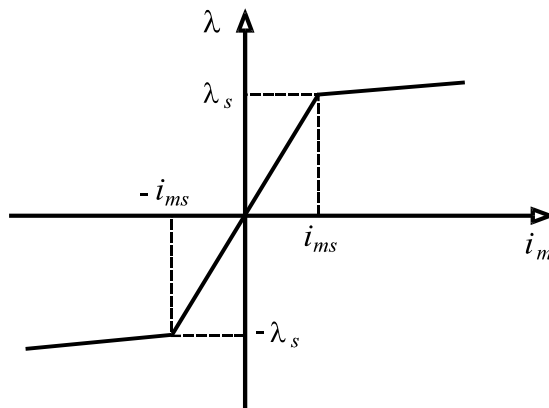


Fig. 4.4. Curva de magnetização linearizada por partes (Guerra, 2007).

4.1.3 Desempenho em Regime Não Saturado

Em relação ao circuito da Fig. 4.3 (b), considerando $-\lambda_s \leq \lambda \leq \lambda_s$ (Fig. 4.4), pode-se escrever para o fluxo de enlace no secundário:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (4.10)$$

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

$$N_1 i_{1F} - N_2 i_2 = H l \quad (4.11)$$

$$H = \frac{B}{\mu} = \frac{\lambda}{\mu N_2 A} \quad (4.12)$$

A indutância de magnetização do núcleo é dada por:

$$L_m = \frac{\mu N_2^2 A}{l} \quad (4.13)$$

A seguir, são consideradas as seguintes constantes:

$$K_N = \frac{N_2}{N_1} \quad (4.14)$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (4.15)$$

$$\phi_2 = \cos^{-1} \left(\frac{R_2}{Z_2} \right) \quad (4.16)$$

É suposto que o TC opera inicialmente na região não saturada, com indutância L_m constante, tal que $L_m \gg L_2$ e $\omega L_m \gg R_2$. Considera-se que I_{1F} é o valor eficaz da componente simétrica de i_{1F} e que $T_2 = L_m / R_2$ é a constante de tempo secundária. Assim, tem-se, após algumas manipulações algébricas:

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} I_{1F} R_2}{\omega K_N} \left[\frac{\omega T_1 T_2}{T_2 - T_1} (e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}) - \frac{1}{\cos \phi_2} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \right] \quad (4.17)$$

A equação (4.17) descreve a curva indicada com traço cheio na Fig. 4.5, que corresponde à soma de uma componente alternada senoidal com uma componente contínua transitória, associadas às componentes senoidal e exponencial de i_{1F} , respectivamente.

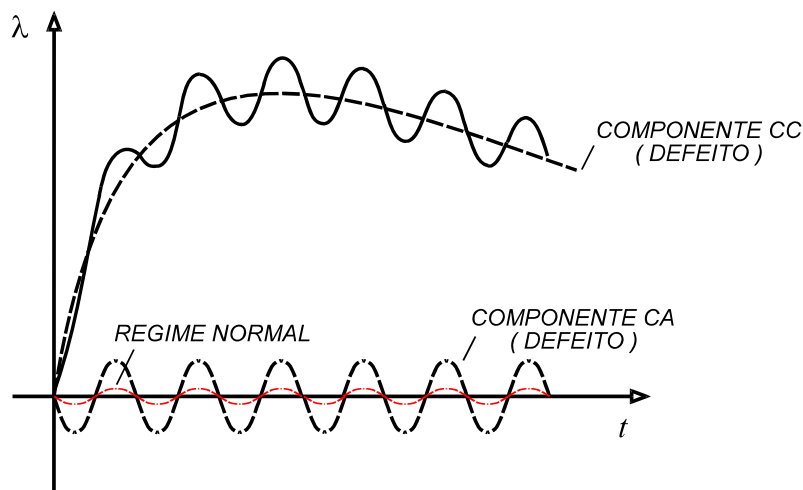


Fig. 4.5. Fluxo de enlace λ no TC em caso de curto-circuito no primário (Guerra, 2007).

Assim, o núcleo do TC pode sofrer dois diferentes processos de saturação. Os fatores de influência no caso da saturação causada pela componente alternada de i_{1F} são: o valor eficaz e a impedância da carga ligada ao secundário. No caso da saturação causada pela componente contínua, além dos fatores citados, os valores das constantes de tempo T_1 e T_2 são de fundamental importância.

4.1.4 Desempenho em Regime Saturado

Na Fig. 4.6, 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.

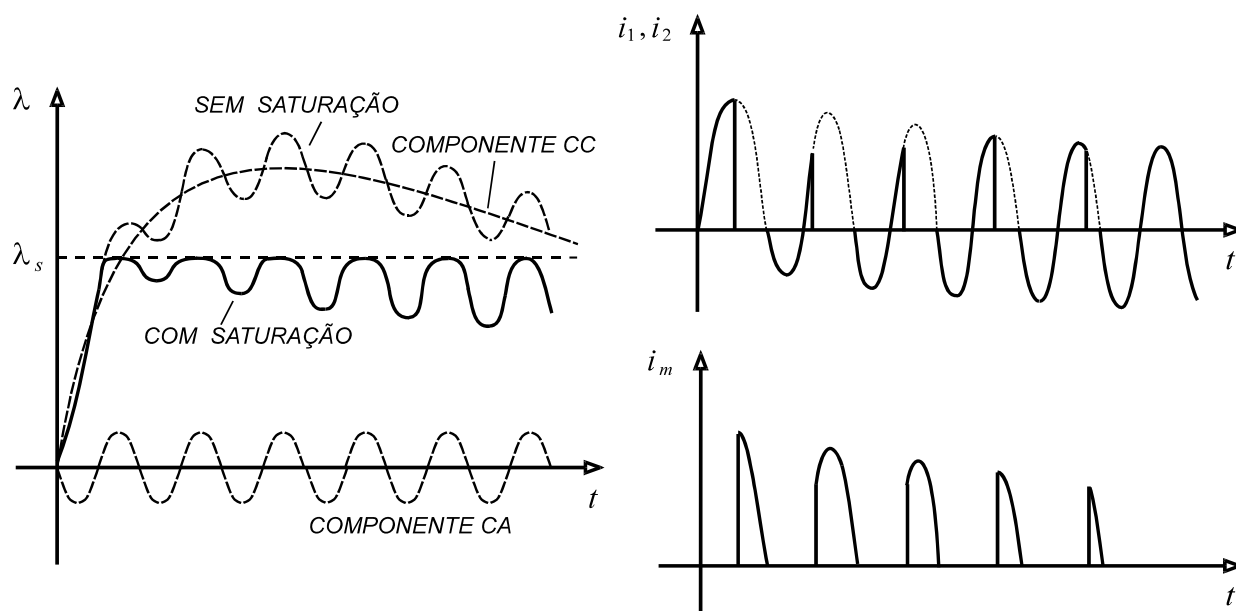


Fig. 4.6. Comportamento do fluxo de enlace e das correntes no TC (Guerra, 2007).

Na região não saturada ($-\lambda_s \leq \lambda \leq \lambda_s$), a indutância L_m é elevada e i_m é pequena. 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 pelo ramo de magnetização, ocorrendo pronunciadas distorções na forma de onda da corrente secundária, i_2 .

Os TCs de proteção devem operar em regime normal com baixas densidades de fluxo no núcleo, menores que 0,1 T (Medeiros Filho, 1980). As normas NBR 6856 (ABNT, 1992) e C57.13 (IEEE, 1993) estabelecem um fator de sobrecorrente igual a 20, permitindo que os TCs operem com correntes de defeito cujos valores eficazes representem até 20 vezes a corrente primária nominal, sem que haja saturação. Porém, isto mostra eficácia apenas em relação à componente senoidal da corrente de curto-circuito.

4.2 Modelo para Simulação Computacional de Transitórios

4.2.1 Representação dos Efeitos no Núcleo

Para esta finalidade, os efeitos no núcleo magnético serão expressos mediante equações não lineares, o que requer emprego de métodos numéricos no processo de resolução das equações diferenciais que descrevem o comportamento do sistema. Os citados efeitos são a saturação, a histerese e as perdas dinâmicas (perdas parasíticas clássicas e perdas anômalas) (Freire *et al.*, 2009a; Freire *et al.*, 2009b). Nos dois primeiros, é assumido que a variação do campo magnético no núcleo se processa de modo quase estático, ou seja, com variações muito lentas da excitação.

Os modelos de núcleo mais usuais que levam em consideração a saturação e a histerese normalmente têm como dados de entrada uma sequência de pontos do ramo descendente do laço maior de histerese ou uma função que o aproxima, como os modelos de Preisach (Naidu, 1990) e Talukdar-Bailey (Guerra, 2007). Este laço é simétrico, sendo obtido de modo quase estático, levando-se o núcleo ao estado de saturação. Durante a operação em regime transitório, as trajetórias magnéticas descritas nos planos $B - H$ ou $\lambda - i_m$ constituem laços menores assimétricos contidos no laço maior, cuja formação é descrita pelas regras de Magdelung (Guerra, 2007).

As perdas dinâmicas decorrem da operação em corrente alternada, causando um alargamento no laço, bem como alterações nas formas dos laços menores obtidos do modo quase estático (Guerra, 2007). Assim, um laço simétrico obtido em 60 Hz não deve ser chamado de “laço de histerese”, devendo ser atribuída ao mesmo a denominação “laço dinâmico em 60 Hz”.

Entretanto, para TCs de proteção, é válida a seguinte observação: quando o núcleo entra em estado de saturação profunda, como no caso de um curto-circuito no lado do primário, o laço de histerese e o laço dinâmico em 60 Hz são praticamente idênticos. À medida que aumenta a saturação, ambos os laços afunilam-se, tendendo a se confundirem com a curva de saturação. Assim, as modificações nas trajetórias magnéticas no interior do laço, causadas pelas perdas dinâmicas, não são relevantes, em face das extensas incursões na região saturada. No caso das ligas ferro-silício de grãos orientados, 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 $\lambda - i_m$, obtido por variações lentas. Assim, o laço maior de histerese considerado pode ser o obtido em 60 Hz, sem que se cometa erro apreciável (Guerra, 2007).

Um modelo que atende aos requisitos de simplicidade de formulação, pequeno esforço computacional e facilidade de obtenção dos dados é o proposto por Tellinen (1998). Este modelo é descrito pelas seguintes expressões:

$$\frac{di_m}{d\lambda} = \left\{ L_S + \frac{\lambda_d(i_m) - \lambda}{\lambda_d(i_m) - \lambda_a(i_m)} \left[\frac{d\lambda_a(i_m)}{di_m} - L_S \right] \right\}^{-1}, \quad d\lambda/dt \geq 0 \quad (4.18)$$

$$\frac{di_m}{d\lambda} = \left\{ L_S + \frac{\lambda - \lambda_a(i_m)}{\lambda_d(i_m) - \lambda_a(i_m)} \left[\frac{d\lambda_d(i_m)}{di_m} - L_S \right] \right\}^{-1}, \quad d\lambda/dt \geq 0 \quad (4.19)$$

As funções $\lambda_a(i_m)$ e $\lambda_d(i_m)$ aproximam os ramos ascendente e descendente do laço maior, respectivamente; L_S é a indutância incremental de magnetização do TC na região saturada.

4.2.2 Equações do TC

O modelo de TC aqui considerado não incorpora as perdas dinâmicas, pois elas são irrelevantes quando são considerados graus de saturação muito pronunciados no núcleo. Considerando o circuito da Fig. 4.3 (b), a partir de (4.10), pode-se escrever:

$$\frac{d\lambda}{dt} = R_2 (i_1 - i_m) + L_2 \frac{d}{dt}(i_1 - i_m) \quad (4.20)$$

Esta equação é modificada para a seguinte forma:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{R_2 (i_1 - i_m) + L_2 \frac{di_1}{dt}}{1 + \frac{di_m}{d\lambda}} \quad (4.21)$$

Ainda mais, pode-se escrever pela regra da cadeia:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_m}{d\lambda} \frac{d\lambda}{dt} \quad (4.22)$$

Os ramos ascendente e descendente do laço maior de histerese podem ser aproximados com um grau de precisão satisfatório por uma função da seguinte forma:

$$\lambda = a_1 \tan^{-1} \left(\frac{i_m \pm a_2}{a_3} \right) + a_4 i_m \quad (4.23)$$

As equações (4.21) e (4.22), juntamente com (4.18), (4.19) e (4.23) constituem um sistema não linear que pode ser resolvido pelo método de Euler, com um degrau de tempo $h = 1 \mu s$.

4.3 Erros em Regime Senoidal

4.3.1 Erro de Relação

Considerando o circuito da Fig. 3.2, Capítulo 3, tem-se que, em regime senoidal, a corrente de excitação no núcleo, I_e , é igual a:

$$I_e = I_m + I_p \quad (4.24)$$

As correntes I_m e I_p são as componentes de magnetização e de perdas no núcleo, respectivamente. Segundo a norma NBR 6856 (ABNT, 1992) o erro de relação percentual é calculado por:

$$\varepsilon_{\%} = 100 \frac{I_e}{I_2} \quad (4.25)$$

O erro máximo admissível $\varepsilon_{\%}$ deve se calculado para a corrente secundária igual a vinte vezes o seu valor nominal, ou seja, $I_2 = 20 I_{2N}$. O erro de fase normalmente não é levado em consideração nos TCs de proteção.

4.3.2 Classes de Exatidão dos TCs de Proteção

A NBR 6856 (ABNT, 1992) estabelece as classes de exatidão 5 e 10 para os TCs de proteção. Considera-se que um TC acha-se dentro de sua classe de exatidão quando o seu erro de relação percentual não for superior ao 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. O fator 20 corresponde ao fator de sobrecorrente nominal do TC (ver Apêndice).

4.3.3 Determinação do Erro de Relação

Em relação ao circuito equivalente da Fig. 3.2 do Capítulo 3, os fabricantes fornecem curvas de U_e versus I_e (valores eficazes), chamadas “curvas de excitação secundária”, traçadas em escalas logarítmicas, como indica a Fig. 4.7. A norma americana C5713 (IEEE, 1993) define o ponto de joelho da curva $U_e - I_e$, traçada em papel *log-log* como sendo aquele que apresenta uma reta tangente com inclinação de 45° . Para valores crescentes de tensão, o núcleo entra em estado de saturação a partir deste ponto.

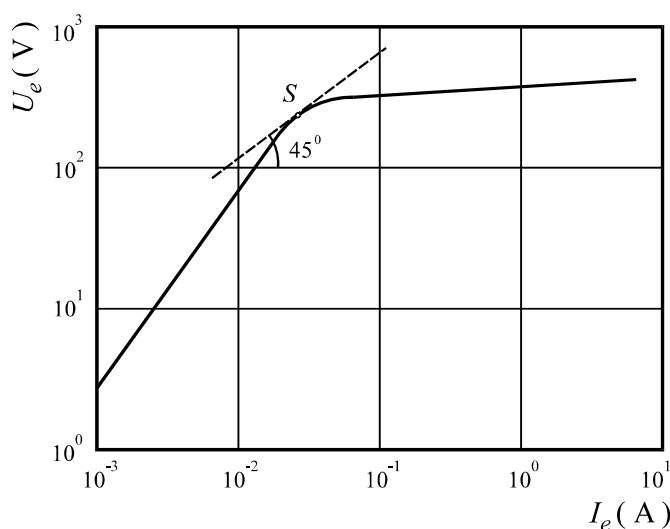


Fig. 4.7. Curva de excitação secundária de um TC de proteção.

Considerando ainda o circuito da Fig. 3.2, para valores previamente estabelecidos de I_2 e das impedâncias no secundário, é efetuado o seguinte procedimento para o cálculo dos erros:

Etapa 1: Calculam-se as tensões U_e pela equação (3.19), do Capítulo 3, correspondentes às correntes I_2 pré-estabelecidas, inclusive para $I_2 = 20 I_{2N}$.

Etapa 2: Determinam-se os valores correspondentes de I_e na curva de excitação secundária.

Etapa 3: Calculam-se os erros pela equação (4.25).

4.4 Erros em Regime Transitório

Conforme foi afirmado no Capítulo 3, o grau de exatidão dos TCs é tradicionalmente expresso em termos dos erros de relação e de fase, com base na operação em regime puramente senoidal. Entretanto, no caso não senoidal, foram propostas outras formas de avaliação de erro, baseadas no registro de amostras das ondas de corrente em intervalos regulares.

De modo análogo aos TCs de medição, define-se “erro amostral” de um TC de proteção através da seguinte expressão:

$$\varepsilon_k = 100 \cdot \frac{\frac{i_{1k}}{K_N} - i_{2k}}{K_F I_{2N}}, \quad k = 1, 2, \dots, N_a \quad (4.26)$$

As quantidades i_{1k} e i_{2k} são os valores de corrente primária e secundária, respectivamente; K_N é a relação nominal do TC; K_F é o fator de sobrecorrente nominal do TC, cujo valor estabelecido pela norma NBR 6856 (ABNT, 1992) é 20 (ver Apêndice); I_{2N} é a corrente nominal; N_a é o número de amostras considerado.

Também se propõe avaliar a precisão de TCs de proteção através do erro composto, dado por:

$$\varepsilon_c = 100 \cdot \frac{\sqrt{\frac{1}{N_a} \sum_{k=1}^{N_a} \left(\frac{i_{1k}}{K_N} - i_{2k} \right)^2}}{K_F I_{2N}} \quad (4.27)$$

A inserção de K_F em (4.26) e (4.27) deve-se ao fato de que o desempenho dos TCs de proteção deve ser avaliado em caso de ocorrência de correntes de defeito que apresentam valores muito superiores aos seus valores nominais.

Capítulo 5

Instrumentos e Montagens

Neste capítulo é descrito o instrumental e as montagens utilizadas em laboratório para caracterização dos transformadores de corrente, registro de oscilogramas de corrente, medições de perdas magnéticas e determinação dos erros cometidos ao se utilizar os referidos instrumentos para as finalidades de medição e de proteção de redes elétricas.

5.1 Instrumentos Utilizados

O instrumental empregado nas medições em laboratório e nas simulações é descrito a seguir.

1. Um medidor virtual (*MatlabScope*), com placa de aquisição marca *Delta 1010LT*, fabricada pela *M-Audio*, dedicada originalmente a aplicações de áudio, com resolução vertical de 16 bits, 6 entradas paralelas (não multiplexadas), frequência de amostragem: 44,1 kHz, *software Matlab* (Pereira, 2009); funções disponíveis:
 - osciloscópio, com indicação de valores máximo, mínimo, médio e eficaz, frequência, período; operações matemáticas de adição, subtração; canal *X* versus canal *Y*;
 - analisador de espectro, com registro de harmônicas de até a ordem 50;
 - registrador de transitórios.
2. Osciloscópio digital marca *AGILENT*, tipo *DSO3062A*, 60 MHz.
3. Dois multímetros digitais de bancada *true RMS*, marca *AGILENT*, tipo *34401A*.
4. Dois multímetros digitais portáteis *true RMS*, marca *MINIPA*, tipo *ET-2517*.
5. Um gerador de sinais marca *AGILENT*, tipo *33210A*.
6. Um sensor de corrente de alta precisão, descrito no item 5.2.2.
7. Um integrador analógico de alta precisão, descrito no item 5.2.2.
8. Um sensor de tensão de alta precisão, descrito no item 5.2.3.
9. Um amplificador de potência de baixa distorção, 200 W, tensão máxima de saída de 40 V.
10. Chave síncrona (*triac* com instante de disparo determinado por microcontrolador).
11. Um autotransformador monofásico de saída variável, tipo *M-2412CX*, marca *AUJE*, 2,88 kVA, entrada 220 V, saída 0 – 240 V.
12. Um transformador de isolamento, 1 kVA, 220 / 110 V.

13. Dois transformadores de corrente, descritos a seguir.

- Transformador de corrente para aplicação em medição; relação nominal: 10 : 1; correntes nominais: 10 – 1 A; classe de exatidão: 0,6; carga nominal: 12,5 VA.
- Transformador de corrente para aplicação em proteção; relação nominal: 1 : 1; correntes nominais: 1 – 1 A; classe de exatidão: 10; carga nominal: 1,15 VA.

5.2 Montagens Utilizadas

As montagens empregadas no processo de caracterização do TC e nas medições de correntes e perdas são descritas a seguir. O aspecto típico de uma montagem é mostrado na Fig. 5.1.



Fig. 5.1. Aspecto de uma montagem empregada nas medições de laboratório.

5.2.1 Curva de Excitação Secundária

Caso a curva de excitação secundária não seja disponível, ela pode ser obtida por ensaio em laboratório, através da montagem mostrada na Fig. 5.2.

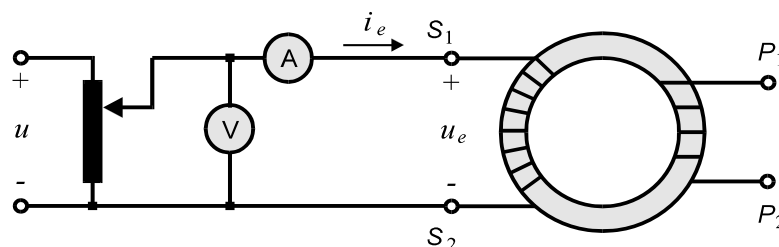


Fig. 5.2. Montagem para obtenção da curva de excitação secundária.

Os valores eficazes de U_e e I_e são medidos no secundário, com o primário em vazio, para diferentes valores da tensão da fonte, até se obter o grau de saturação desejado.

5.2.2 Curva de Saturação

A curva de saturação é determinada através da montagem da Fig. 5.3.

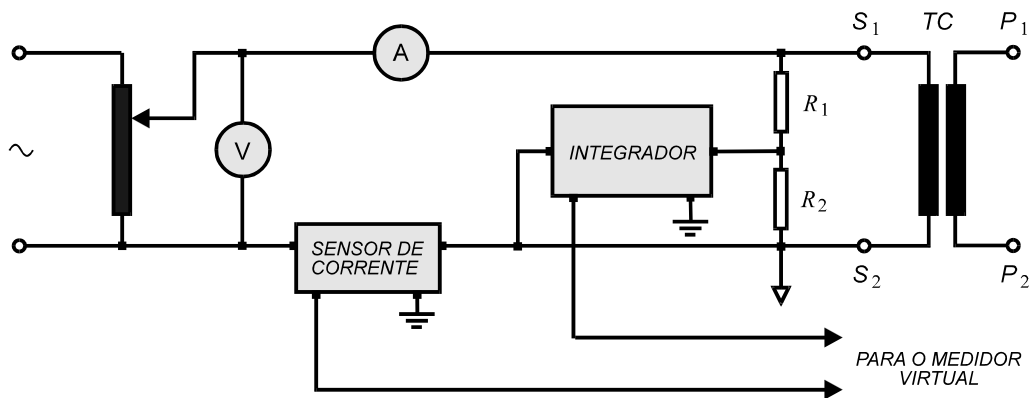


Fig. 5.3. Montagem para obtenção da curva de saturação.

O fluxo de enlace é medido mediante o integrador analógico mostrado na Fig. 5.4, ligado no lado do enrolamento secundário do TC, com o primário em aberto. A função de transferência do mesmo é expressa por:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = -\frac{R_f}{R(1+sR_fC)} = -\frac{1}{\frac{R}{R_f} + sRC} \quad (5.1)$$

No circuito, tem-se $R = 100 \text{ k}\Omega$, $R_f = 1 \text{ M}\Omega$ e $C = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$. Como $R_f \gg R$, chega-se à equação do integrador ideal:

$$\frac{u_s(s)}{u_e(s)} = -\frac{1}{sRC} \quad (5.2)$$

O divisor de tensão resistivo indicado na Fig. 5.3 fornece uma tensão de aproximadamente 5 V (RMS) na entrada do circuito. O isolamento é proporcionado pelo circuito integrado *ISO122P*, o qual é precedido por um *buffer*, que confere alta impedância de entrada ao circuito completo. Em seguida, há o integrador propriamente dito e um filtro passa-altas com frequência de corte de 16 Hz, destinado a eliminar qualquer nível CC. A função de transferência do filtro é expressa por:

$$H(s) = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \left(\frac{s}{s + \frac{1}{R_5C_1}}\right) \quad (5.3)$$

No circuito $R_3 = R_4 = R_5 = 220 \text{ k}\Omega$ e $C_1 = 100 \text{ nF}$. Entre esses dois estágios, observa-se um

circuito deslocador de fase, cuja função é compensar a defasagem introduzida pelo filtro. A função de transferência do circuito deslocador de fase é expressa por:

$$H(s) = \frac{sR_0C_0 - 1}{sR_0C_0 + 1} \quad (5.4)$$

Em que $R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$, e $P_0 = 100 \Omega$. Na função de transferência, R_0 é valor de R_2 mais o valor ajustado no potenciômetro. Como o sinal é de baixa intensidade, usa-se um amplificador de instrumentação (*AD621*) com ganho igual a 100, obtendo-se na saída um sinal de 4 V (*RMS*).

O sensor ilustrado na Fig. 5.5 converte a corrente em tensão proporcional, através de um amplificador de instrumentação monolítico (*INA101*). Também são utilizados resistores não indutivos, de resistências $R = 0,2 \Omega$. O ganho de tensão do amplificador é dado por:

$$G = 1 + \frac{40 \text{ k}\Omega}{R_g} \quad (5.5)$$

Para fim de isolamento, é utilizado um núcleo toroidal de liga nanocristalina tipo *N3E3*, fabricado pela *MECAGIS*, com diâmetro interno de 2,5 cm, diâmetro externo de 4,0 cm, área de seção reta de $0,9 \text{ cm}^2$, indução de saturação de 0,94 T e permeabilidade relativa máxima de 185707, em 60 Hz (Batista, 2007). Em torno do núcleo há um enrolamento primário de 100 espiras e um enrolamento secundário de 20 espiras.

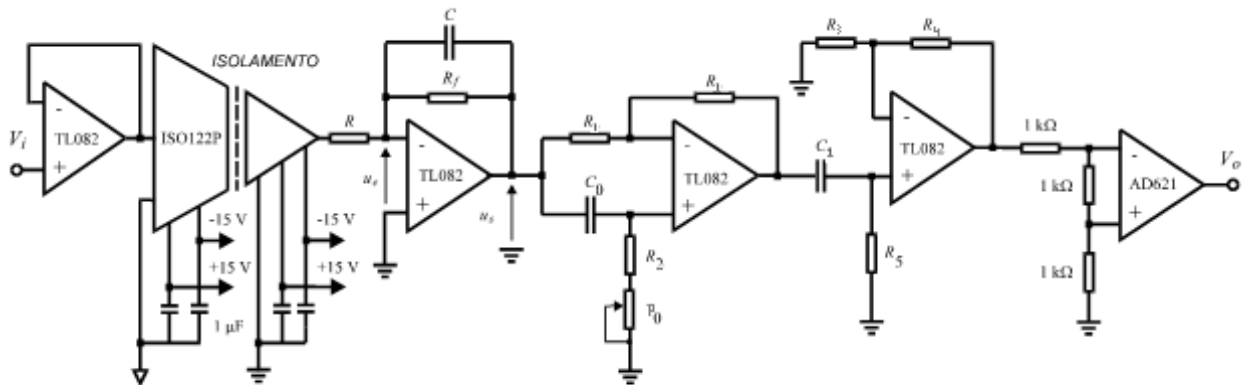


Fig. 5.4. Integrador analógico utilizado.

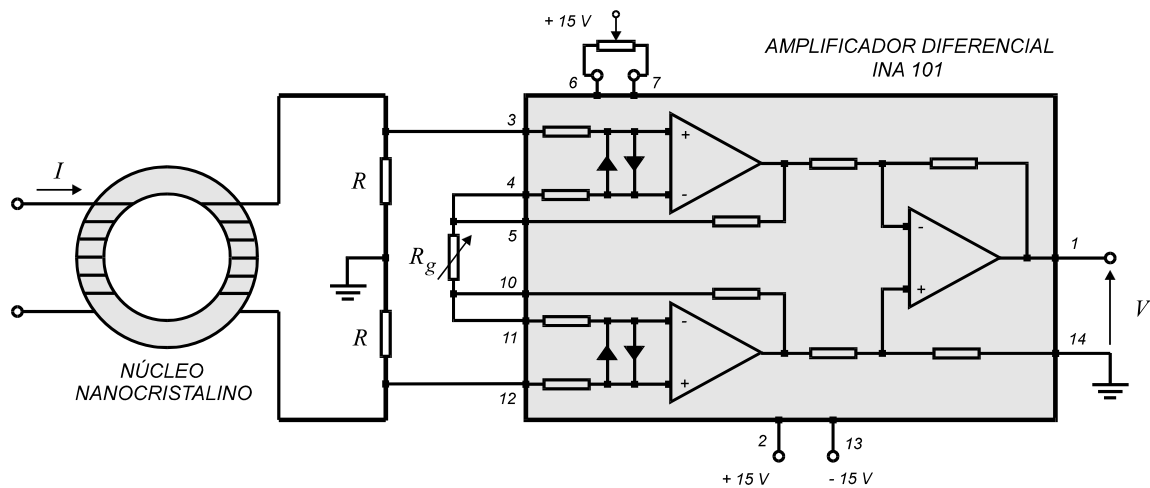


Fig. 5.5. Sensor de corrente utilizado.

5.2.3 Laço de Histerese

O laço de histerese em termos do fluxo de enlace versus corrente de magnetização deve ser determinado com variações quase estáticas do campo magnético aplicado ao núcleo do TC. Na Fig. 5.6 é mostrada a montagem empregada, considerando a frequência de 4 Hz. Considera-se este valor suficientemente baixo para que o efeito das perdas dinâmicas possa ser ignorado.

O fluxo de enlace é obtido por integração numérica de uma parcela da tensão primária, através do divisor de tensão, com $R_1 = 2,2 \text{ M}\Omega$ e $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. As taxas de distorção harmônica do gerador e do amplificador são desprezíveis. O transformador elimina o nível CC de tensão na saída do amplificador. O processo de integração numérica é feito pelo medidor virtual. O sensor de corrente indicado é o mesmo da Fig. 5.5 e o sensor de tensão é mostrado na Fig. 5.7.

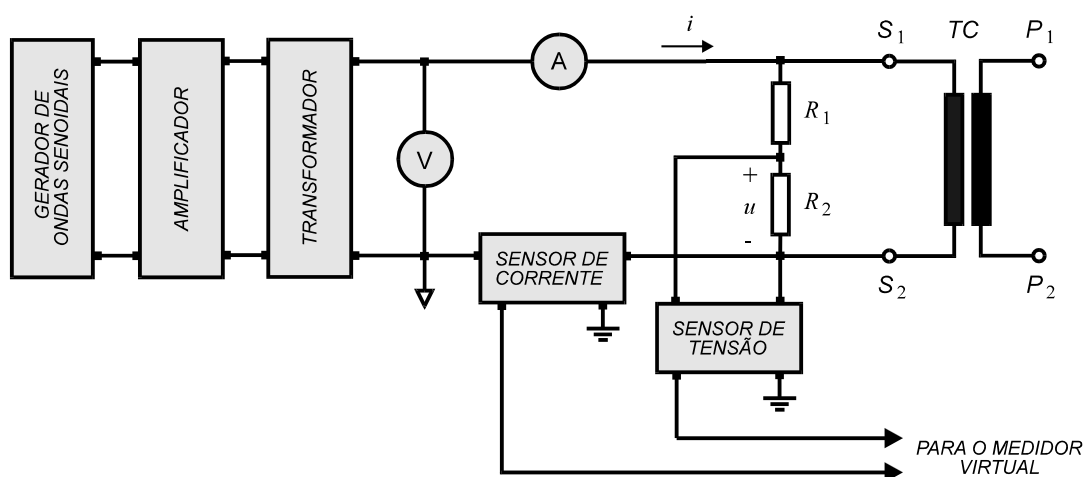


Fig. 5.6. Montagem para obtenção do laço de histerese.

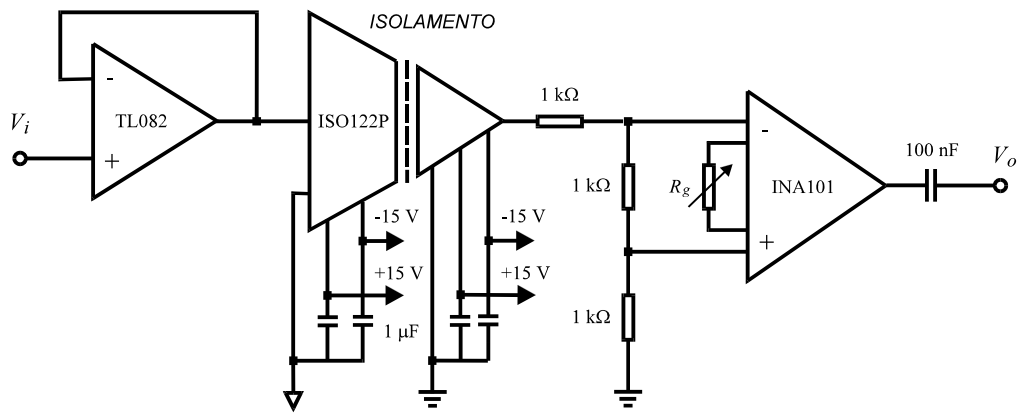


Fig. 5.7. Sensor de tensão utilizado.

5.2.4 Laço Dinâmico em 60 Hz

O laço dinâmico em 60 Hz é registrado pelas montagens da Fig. 5.3, Fig. 5.4 e Fig. 5.5.

5.2.5 Perdas Magnéticas em 60 Hz

As perdas magnéticas, P , são determinadas pelo uso da montagem da Fig. 5.6. Através do uso do medidor virtual, os sinais proporcionais à tensão e à corrente no secundário são multiplicados, obtendo-se o valor médio do produto. Assim, tem-se:

$$P = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt - RI_{RMS}^2 \quad (5.6)$$

O parâmetro R é a resistência do enrolamento secundário; R_1 e R_2 são as resistências do divisor de tensão resistivo da Fig. 5.6; I_{RMS} é o valor eficaz da corrente i , medido pelo amperímetro indicado (valor *true RMS*); T é o período da tensão senoidal fornecida pela fonte.

5.2.6 Erros – TCs de Medição

Os erros em regime não senoidal foram determinados mediante a montagem da Fig. 5.8. A fonte U é ajustada de modo a estabelecer um valor de corrente no circuito primário igual à corrente nominal do TC. Esta corrente possui valor *RMS* e taxa de distorção harmônica variáveis, com valores que podem ser estabelecidos através do ajuste do ângulo de gatilhamento do *triac*.

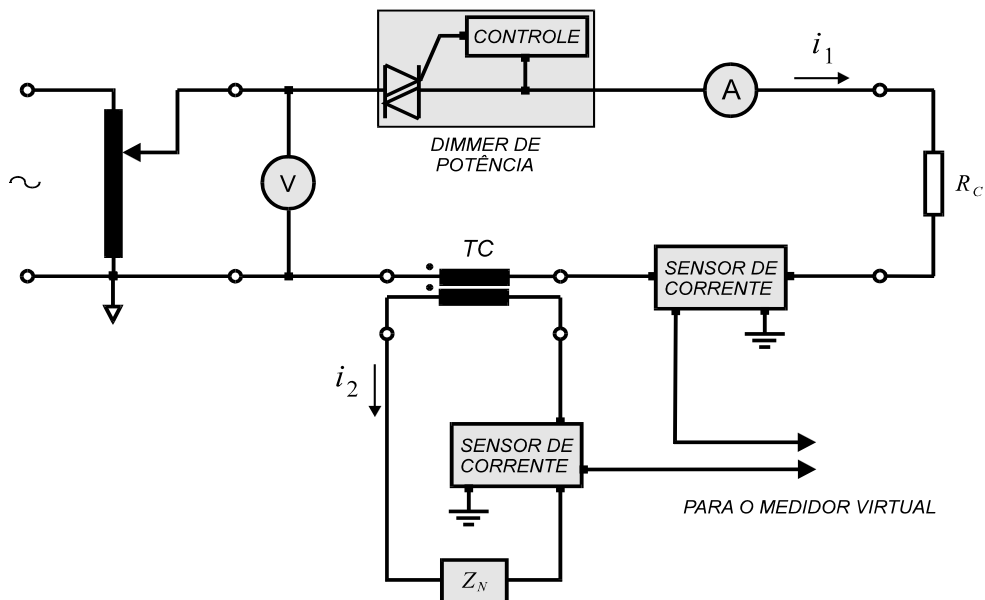


Fig. 5.8. Montagem para determinação dos erros do TC de medição em regime não senoidal.

Os sensores de corrente indicados são idênticos ao da Fig. 5.5, exceto pelo fato de que em ambos são utilizados núcleos toroidais de liga nanocristalina tipo 520, fabricado pela *MAGMATTEC*, com comprimento médio de trajetória magnética igual a 6,6 cm, área de seção reta de $0,875 \text{ cm}^2$, indução de saturação de 0,8 T e permeabilidade relativa máxima superior a 100000, até o citado valor de indução magnética. Em torno do núcleo há um enrolamento primário de 4 espiras e um enrolamento secundário de 40 espiras.

No secundário do TC é ligada uma carga de impedância Z_N igual ao valor nominal, cuja composição pode ser variada (resistência e reatância indutiva).

Capítulo 6

Resultados Obtidos

Neste capítulo são apresentados os resultados das medições para caracterização de um TC de medição, bem como avaliação dos erros cometidos na medição de corrente e de potência ao se utilizar o citado equipamento em condições não senoidais. Também são reportados resultados de simulações do comportamento de um TC de proteção operando em regime transitório, com determinação dos erros causados pelo fenômeno de saturação do núcleo magnético.

6.1 TC de Medição

6.1.1 Parâmetros dos Enrolamentos

Como os fios são finos e a frequência é de 60 Hz, o efeito pelicular é desprezível, podendo-se medir a resistência em corrente contínua. A indutância de dispersão normalmente é muito pequena, pois o enrolamento secundário acha-se uniformemente distribuído em torno do núcleo; logo a reatância de dispersão em 60 Hz pode ser desprezada (Leibfried, 2001). Através de uma ponte de medição de resistências, foram determinados os seguintes valores: $R_1 = 0,084 \Omega$, $R_2 = 2,876 \Omega$.

6.1.2 Curva de Excitação Secundária

A curva de excitação secundária (tensão de excitação, U_e , versus corrente de excitação, I_e , em valores eficazes) é mostrada na Fig. 6.1. A montagem utilizada acha-se mostrada na Fig. 5.2.

6.1.3 Curva de Saturação

A curva de saturação fluxo de enlace no secundário versus corrente de excitação (valores de pico), é mostrada na Fig. 6.2. A montagem utilizada é mostrada na Fig 5.3.

6.1.4 Laço de Histerese

O laço de histerese obtido em variações quase estáticas do fluxo de enlace λ é mostrado na Fig. 6.3. Utilizou-se a montagem da Fig. 5.6. Estabeleceu-se o valor de 4 Hz para a frequência da tensão da fonte, bem como $U_e = 4,5 \text{ V}$. O fluxo de enlace foi obtido por integração numérica.

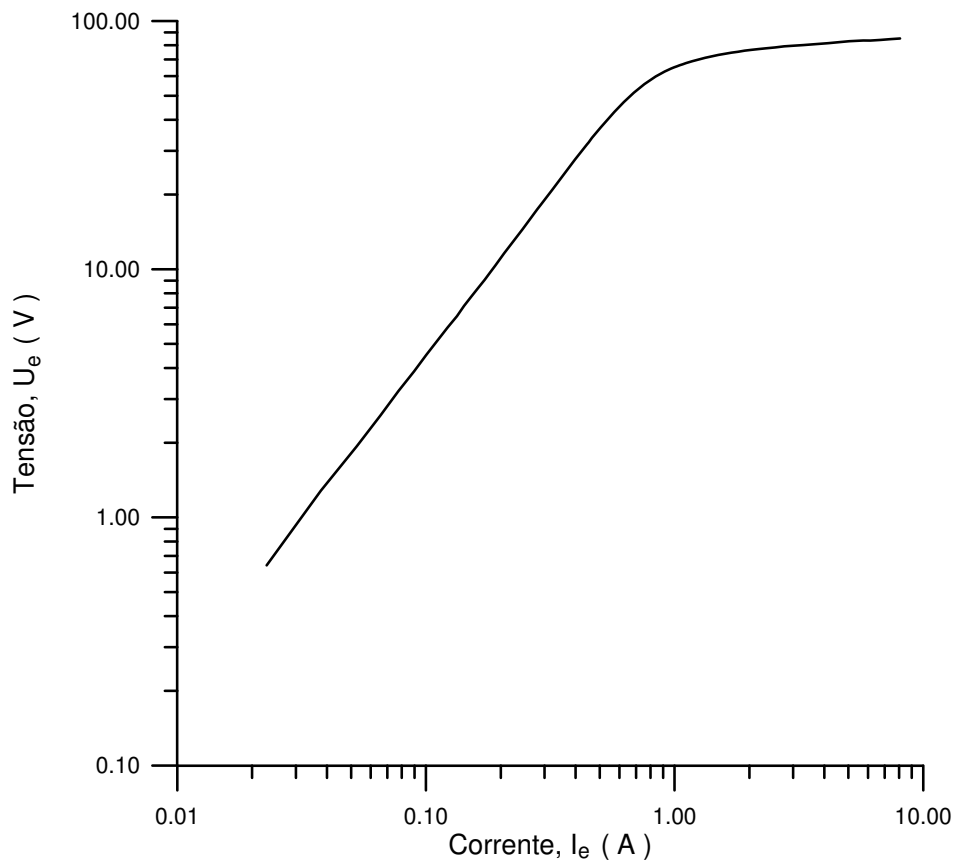


Fig. 6.1. Curva de excitação secundária do TC de medição.

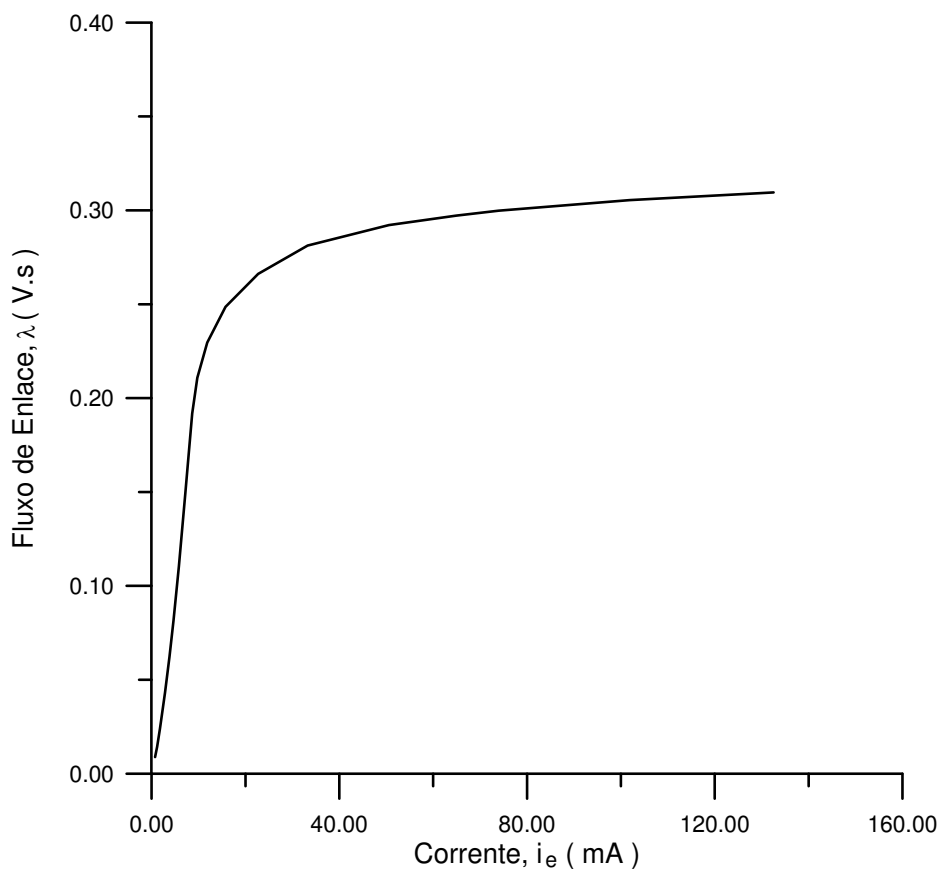


Fig. 6.2. Curva de saturação do TC de medição.

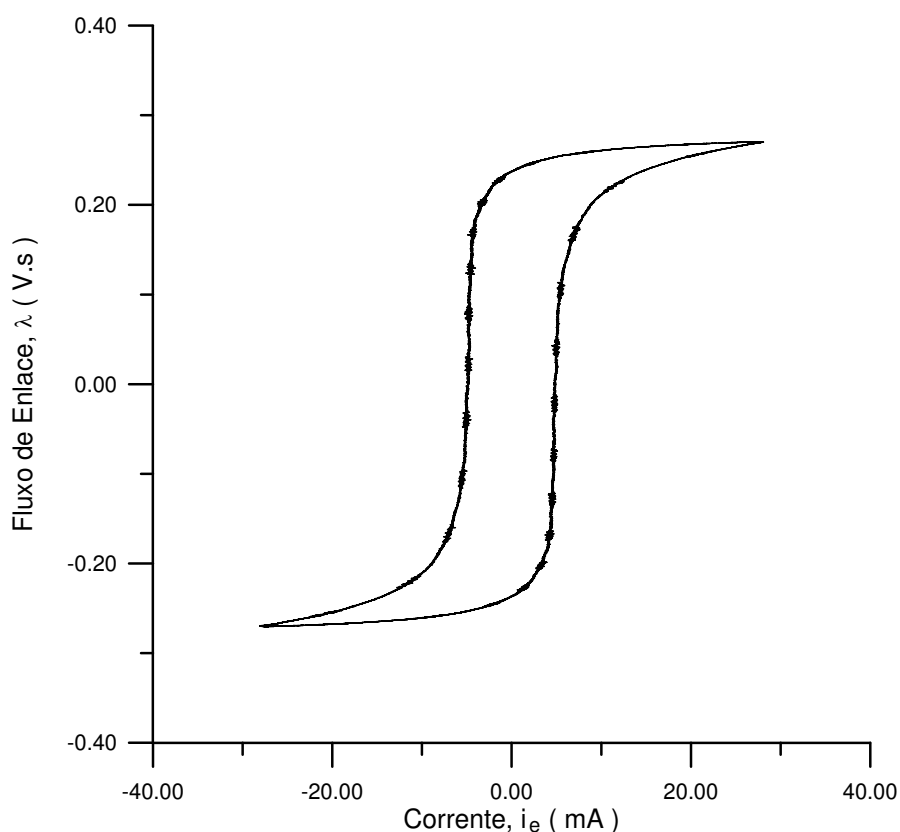


Fig. 6.3. Laço de histerese do TC de medição; $U_e = 4,5$ V.

6.1.5 Laços Dinâmicos em 60 Hz

Os laços dinâmicos em 60 Hz foram obtidos utilizando-se a montagem da Fig. 5.3. Os valores eficazes de tensão de excitação secundária considerados foram: 41,7 V, 60 V, 73,4 V e 78,2 V. O fluxo λ também foi obtido por integração numérica da referida tensão. A montagem utilizada é mostrada na Fig. 5.6 e os resultados são ilustrados na Fig. 6.4, Fig. 6.5, Fig. 6.6 e Fig. 6.7.

6.1.6 Perdas Magnéticas em 60 Hz

As perdas magnéticas, P , determinadas pelo uso da montagem da Fig. 5.6 e calculadas pela equação (5.4), são mostradas na Fig. 6.8 e na Fig. 6.9.

6.1.7 Erros em Regime Não Senoidal

Os erros foram determinados utilizando-se a montagem da Fig. 5.8. Foram registrados os oscilogramas da Fig. 6.10, Fig. 6.12, Fig. 6.14, Fig. 6.16, Fig. 6.18 e Fig. 6.20. Os respectivos erros amostrais são mostrados na Fig. 6.11, Fig. 6.13, Fig. 6.15, Fig. 6.17, Fig. 6.19 e Fig. 6.21. Os valores eficazes de corrente primária, I_1 , os ângulos de gatilhamento do *triac*, β , e os erros amostrais e compostos são indicados na Tabela 6.1.

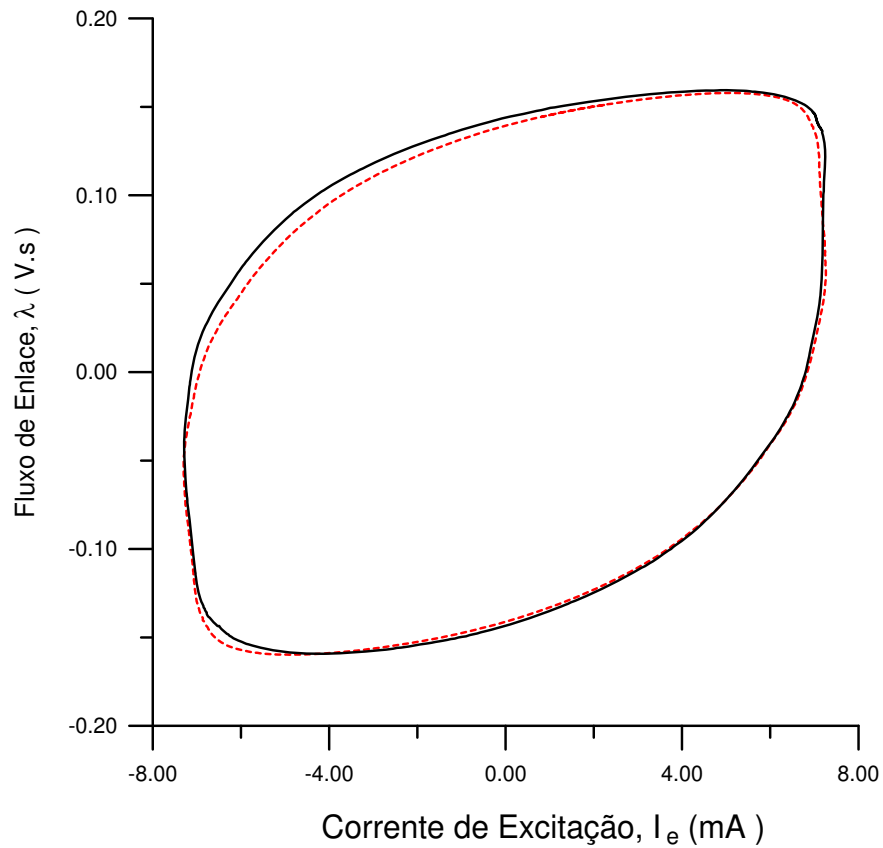


Fig. 6.4. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) – TC de medição -Tensão de excitação secundária de 41,7 V.

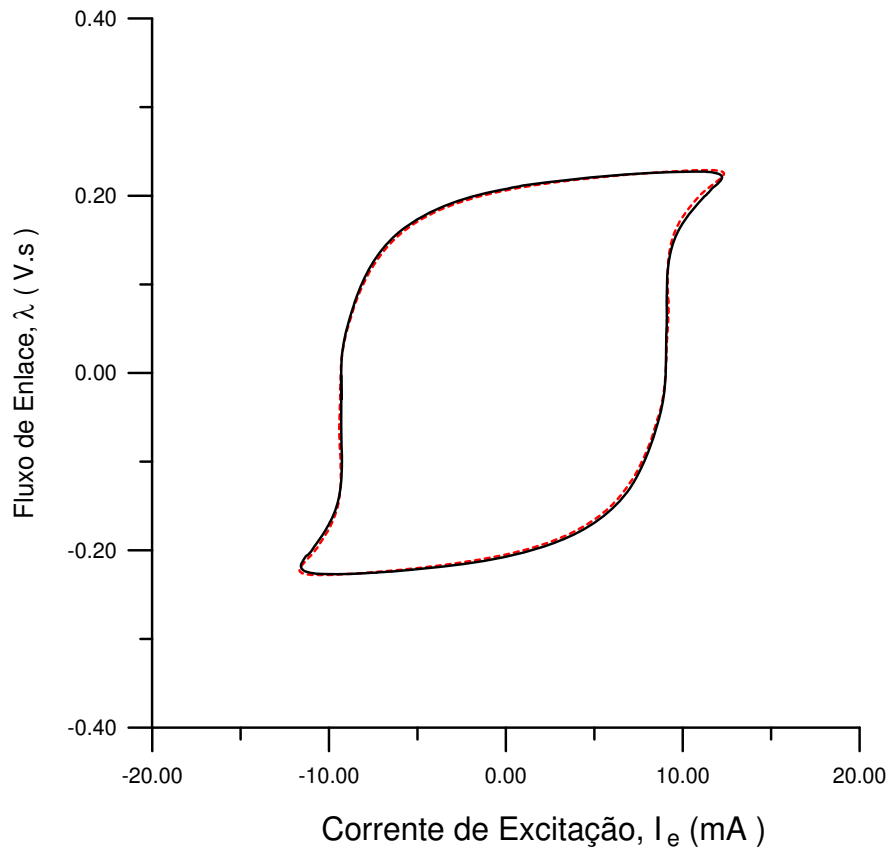


Fig. 6.5. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição -Tensão de excitação secundária de 60,0 V.

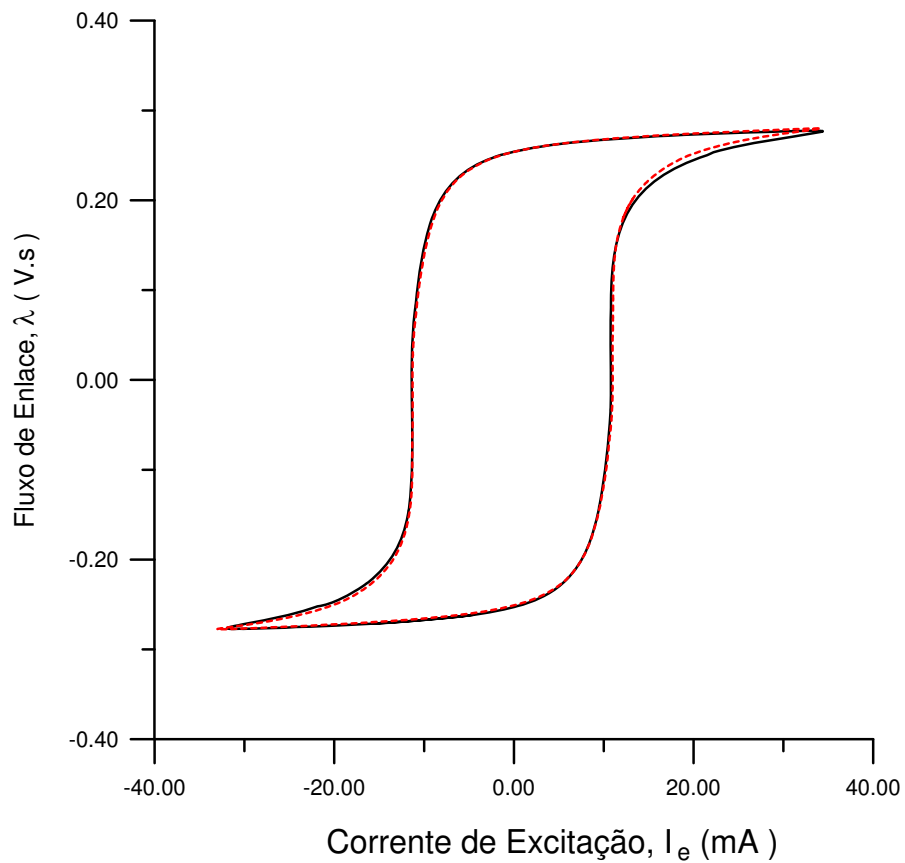


Fig. 6.6. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição - Tensão de excitação secundária de 73,4V.

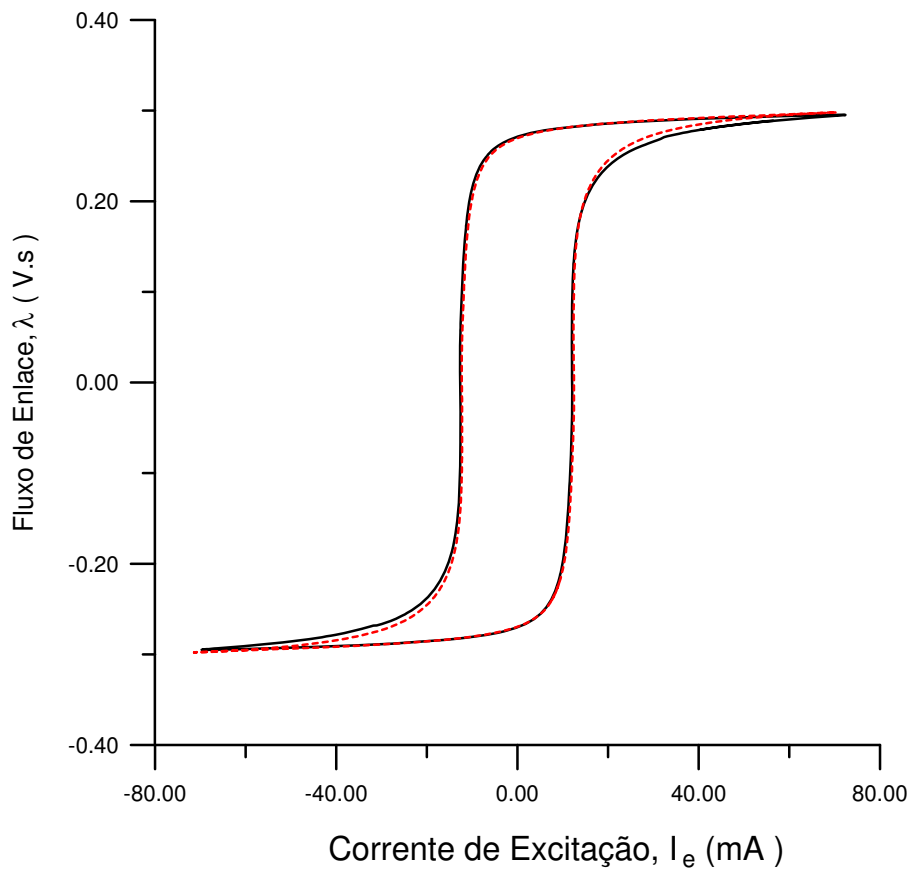


Fig. 6.7. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica (tracejado) e por integração analógica (cheio) - TC de medição - Tensão de excitação secundária de 78,2 V.

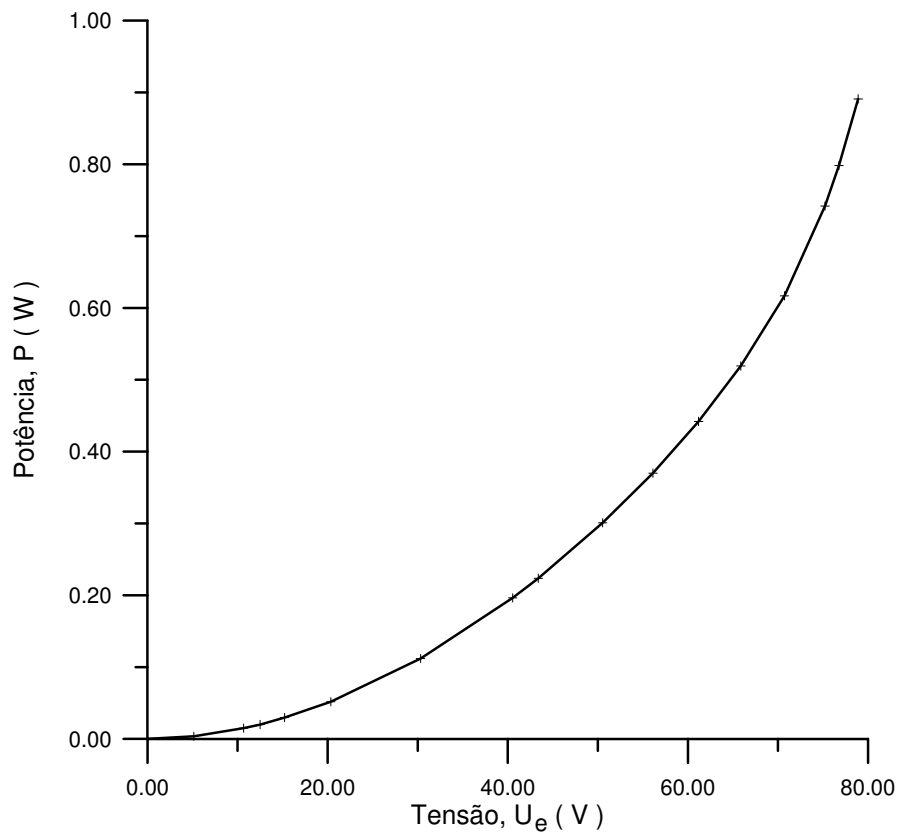


Fig. 6.8. Perdas magnéticas, P , em função da tensão de excitação secundária, U_e .

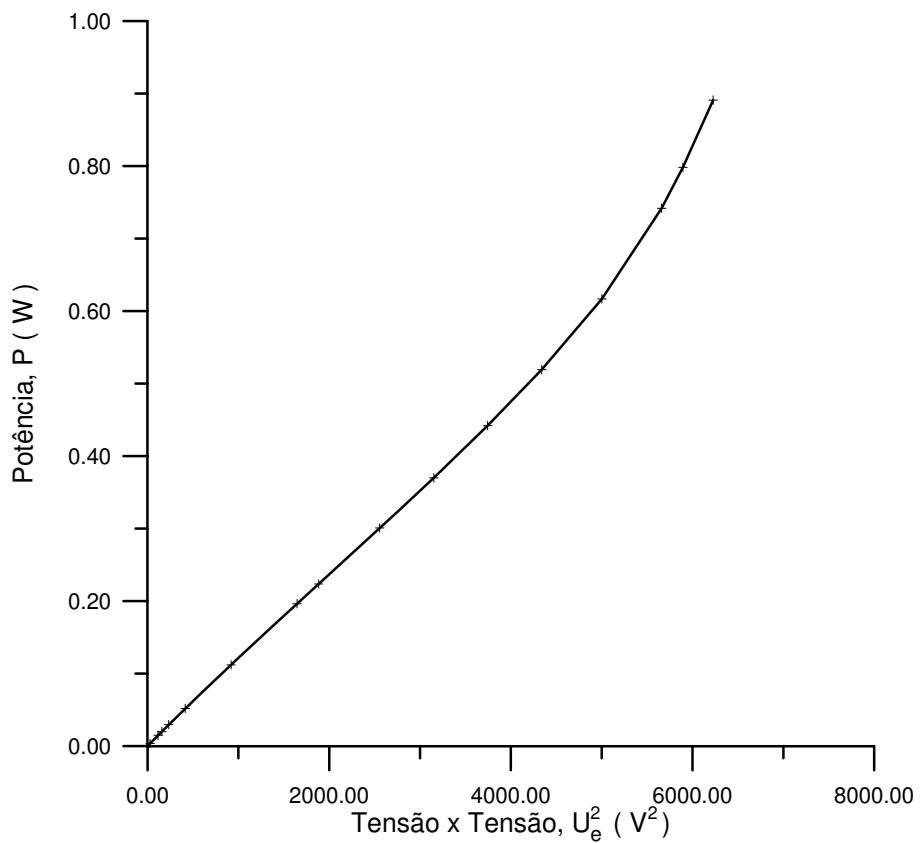


Fig. 6.9. Perdas magnéticas, P , em função do quadrado da tensão de excitação secundária, U_e .

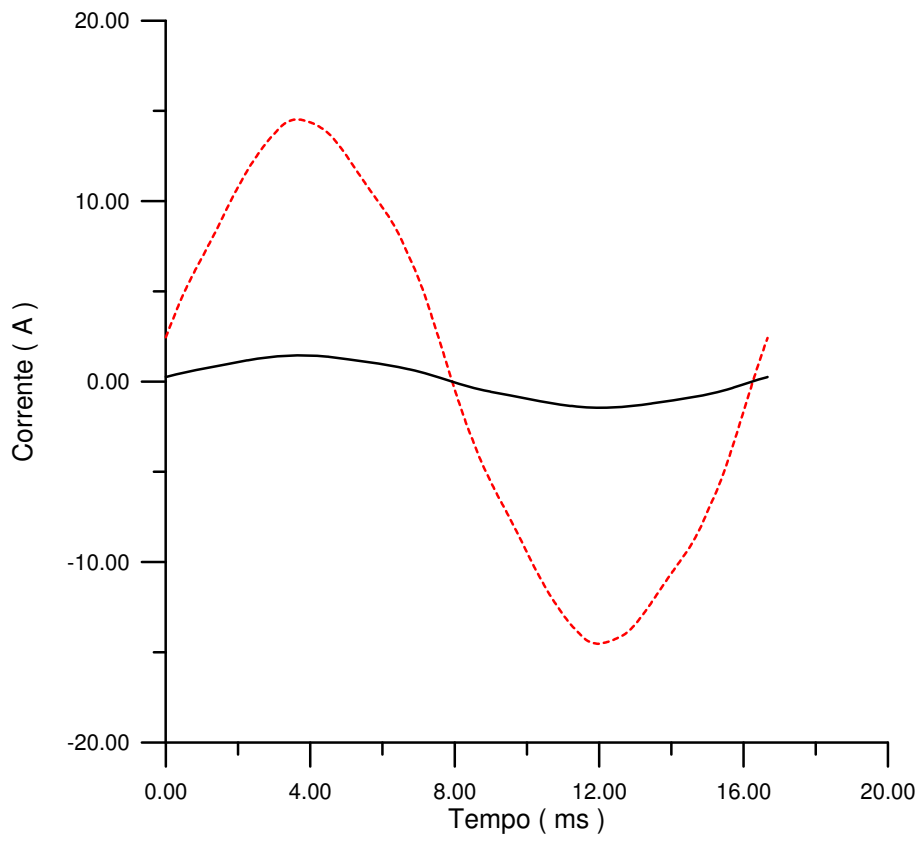


Fig. 6.10. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$.

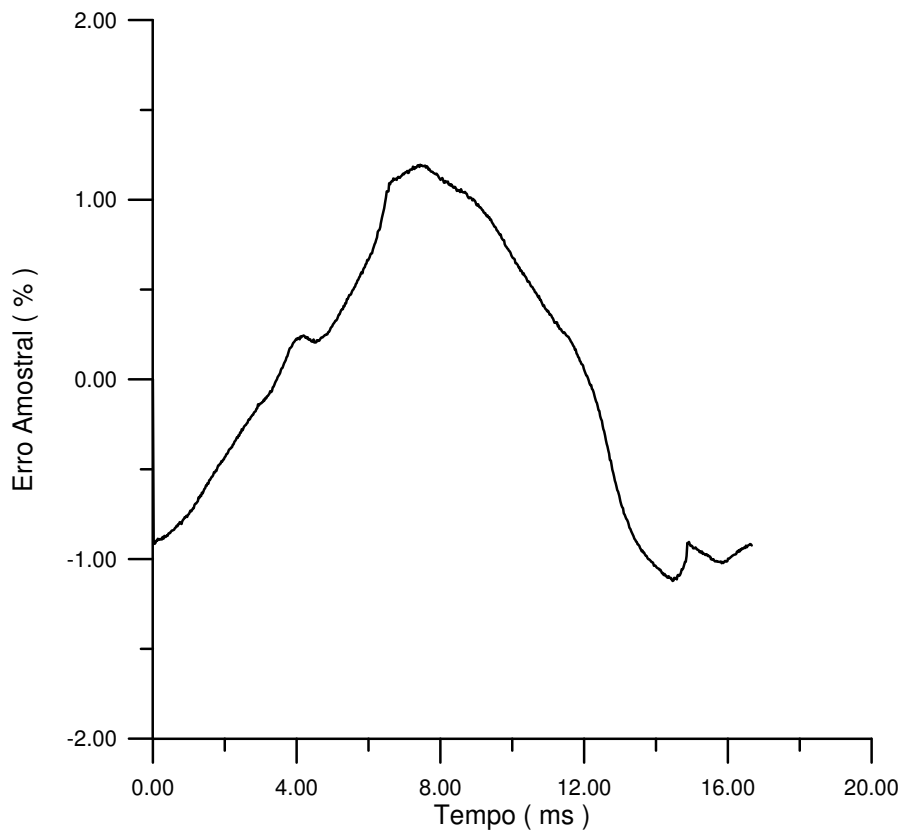


Fig. 6.11. Erro amostral da corrente; $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$.

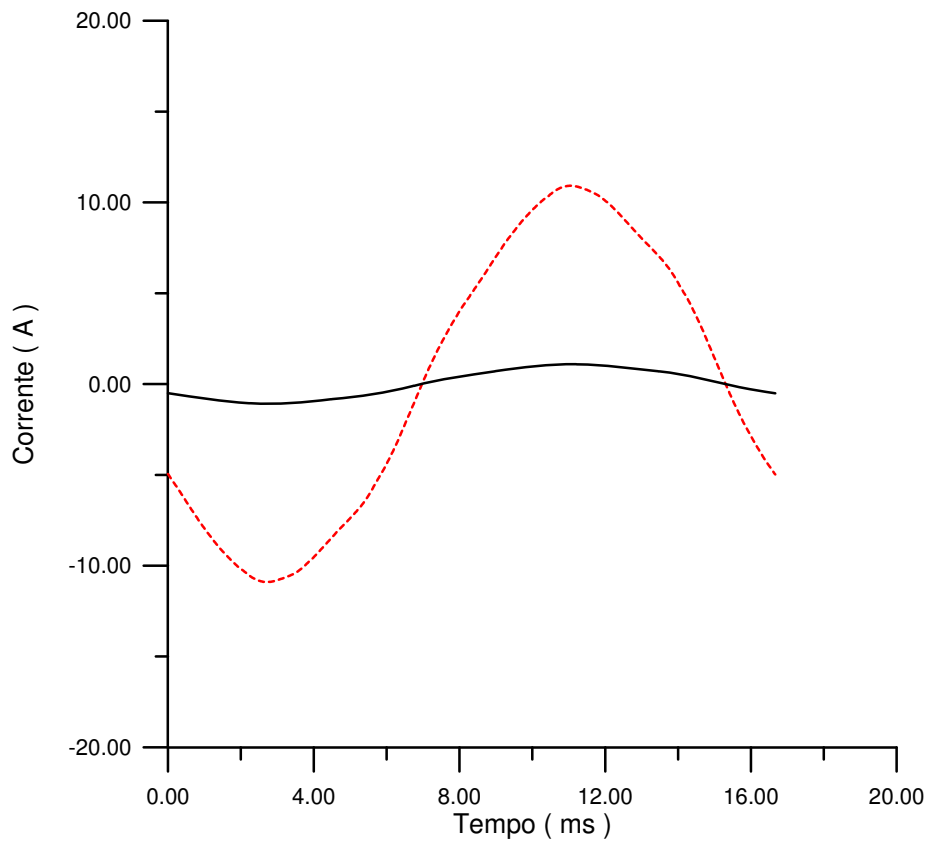


Fig. 6.12. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$.

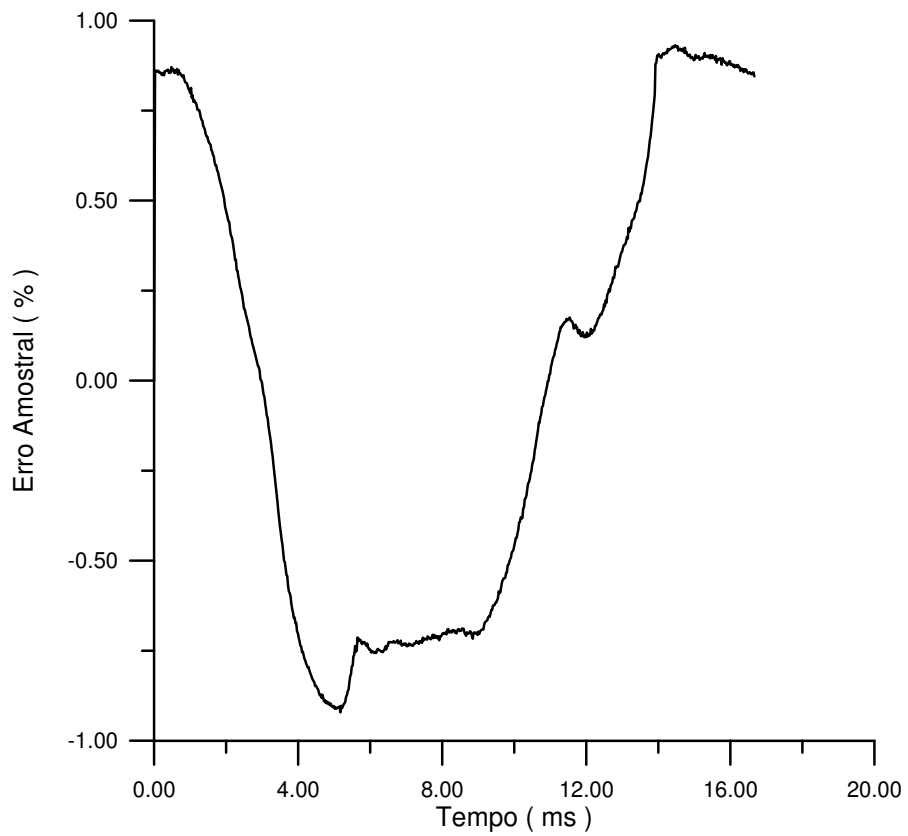


Fig. 6.13. Erro amostral da corrente; $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$.

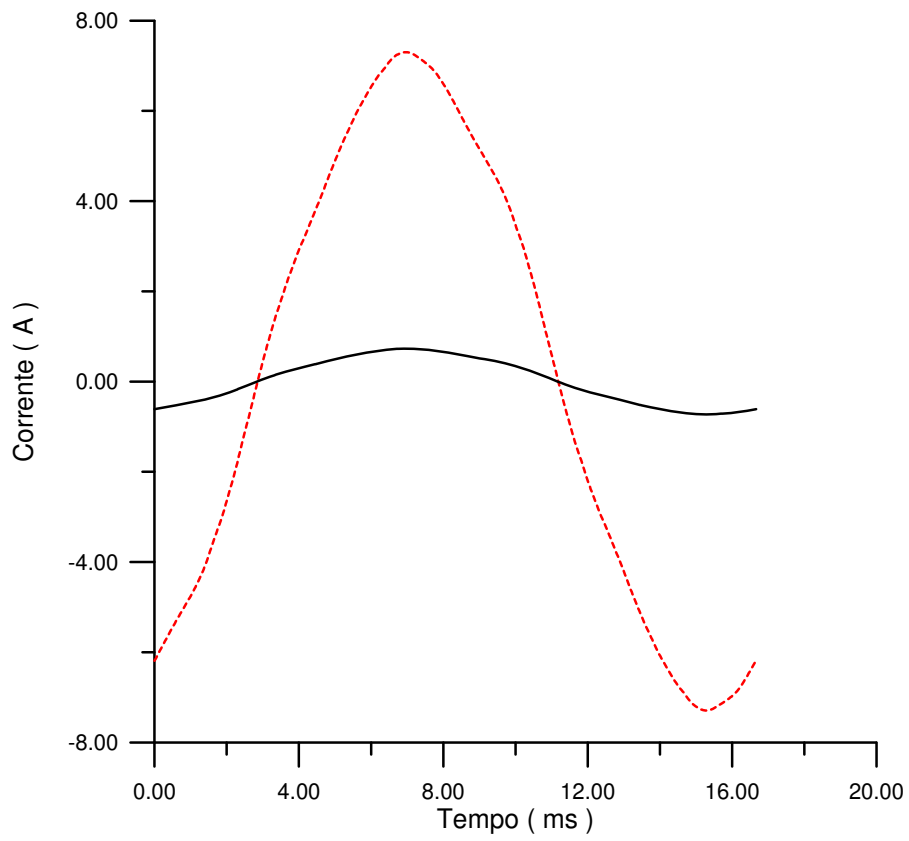


Fig. 6.14. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$.

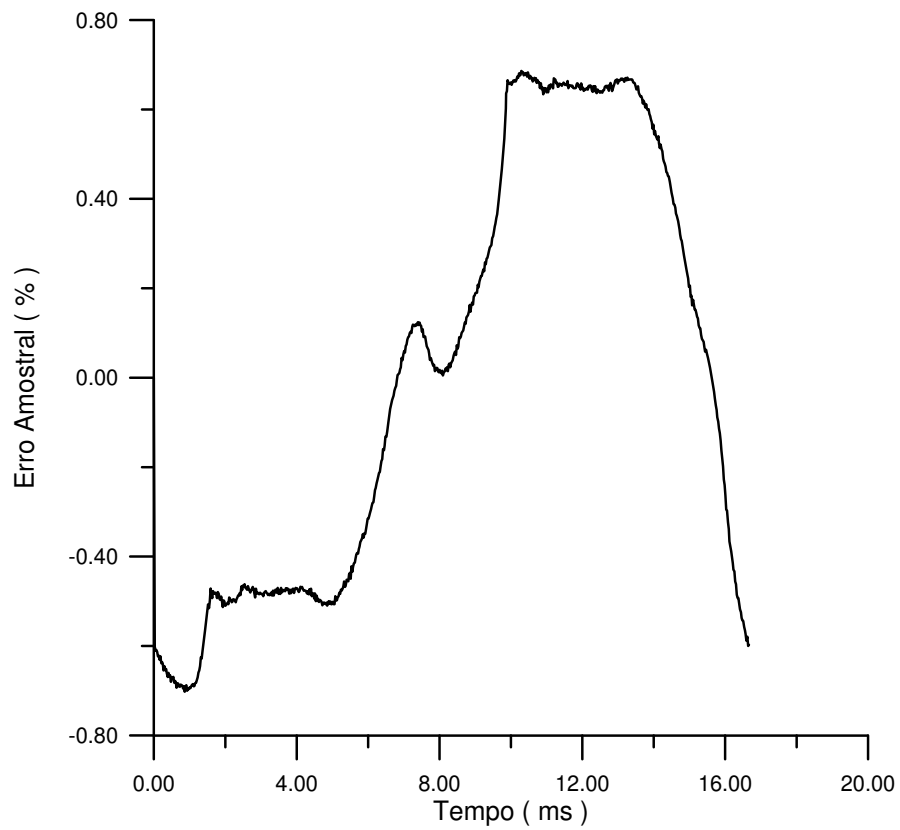


Fig. 6.15. Erro amostral da corrente; $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 0^\circ$.

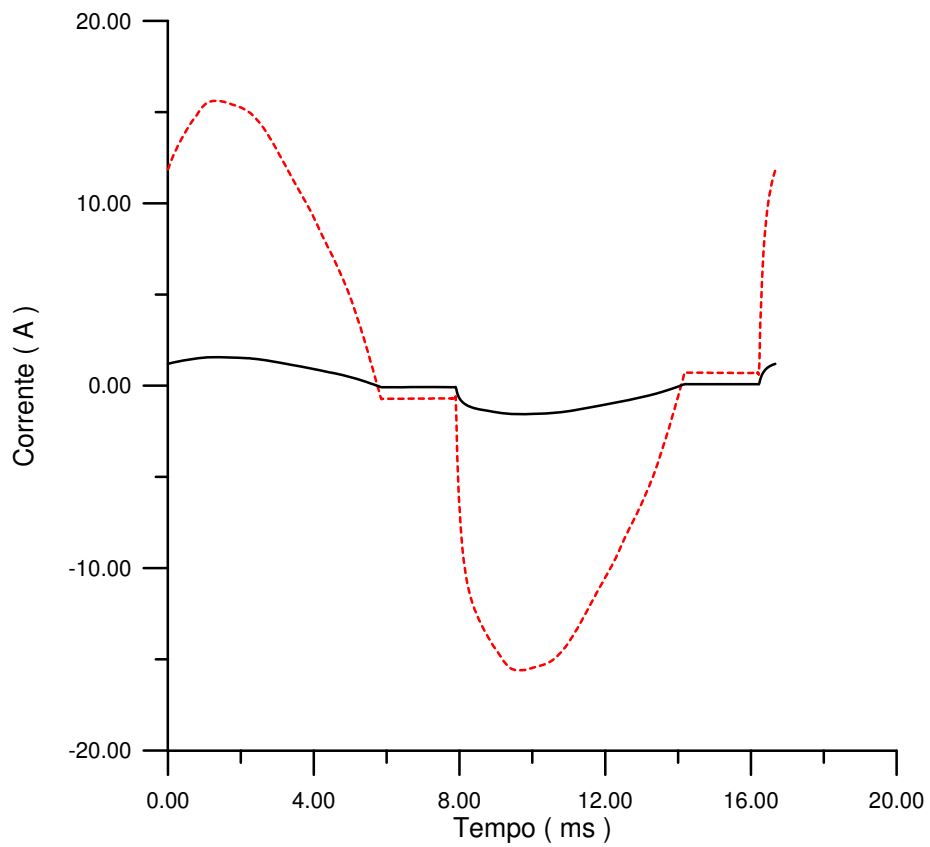


Fig. 6.16. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 40,4^\circ$.

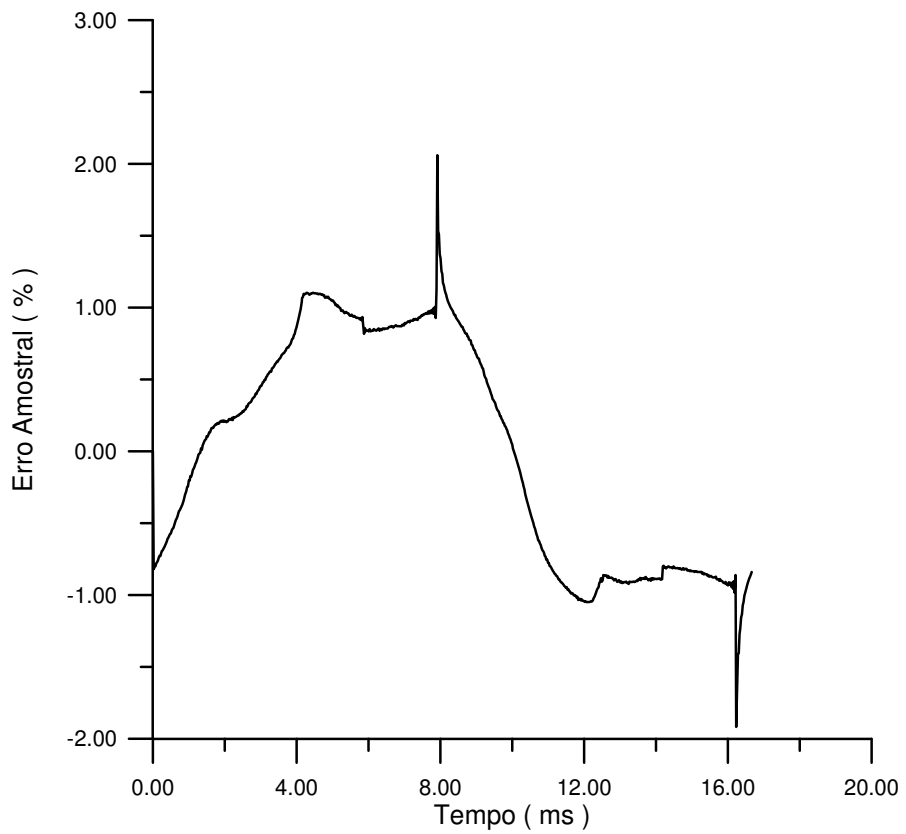


Fig. 6.17. Erro amostral da corrente; $I_1 = 10 \text{ A}$; $\beta = 40,4^\circ$.

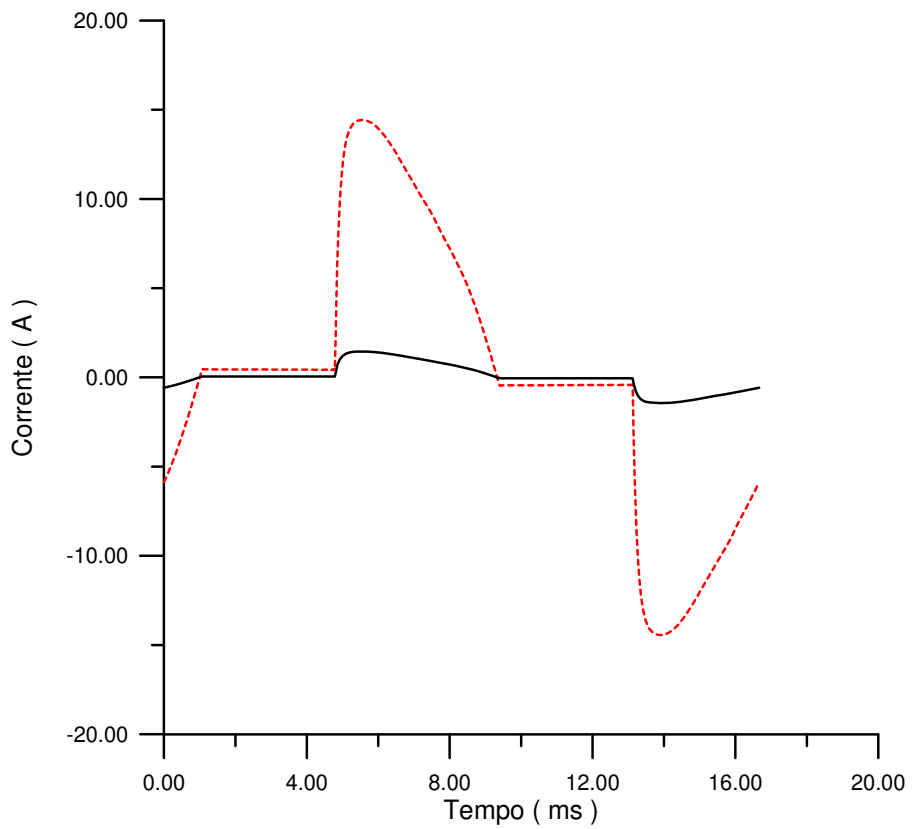


Fig. 6.18. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 80,75^\circ$.

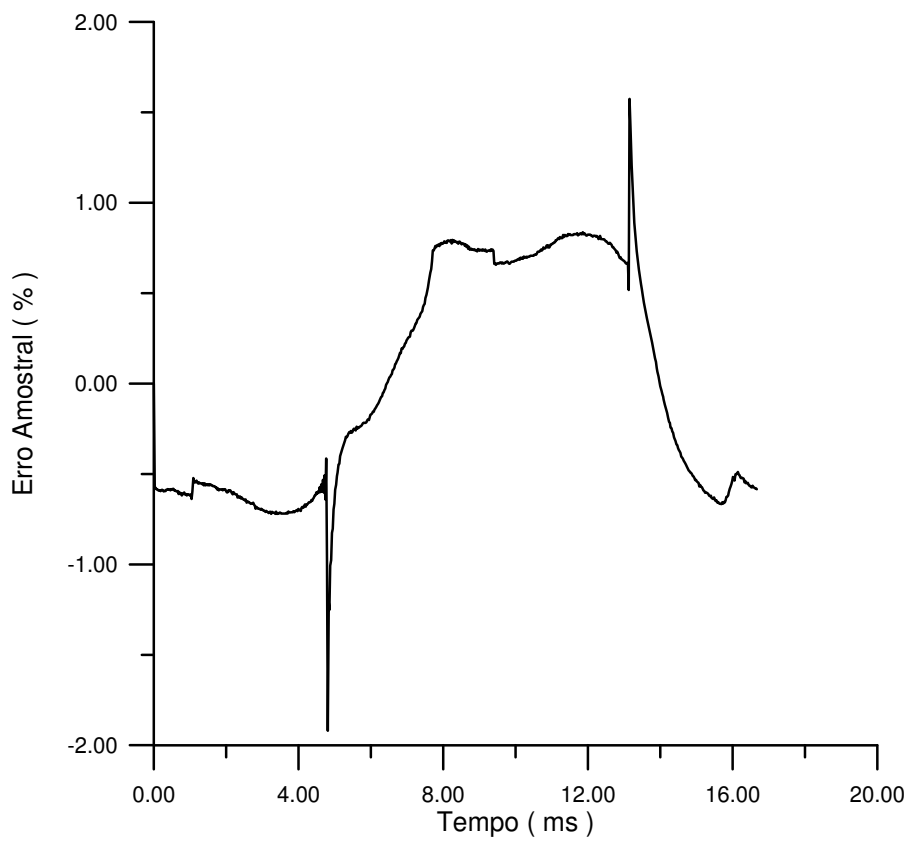


Fig. 6.19. Erro amostral da corrente; $I_1 = 7,5 \text{ A}$; $\beta = 80,75^\circ$.

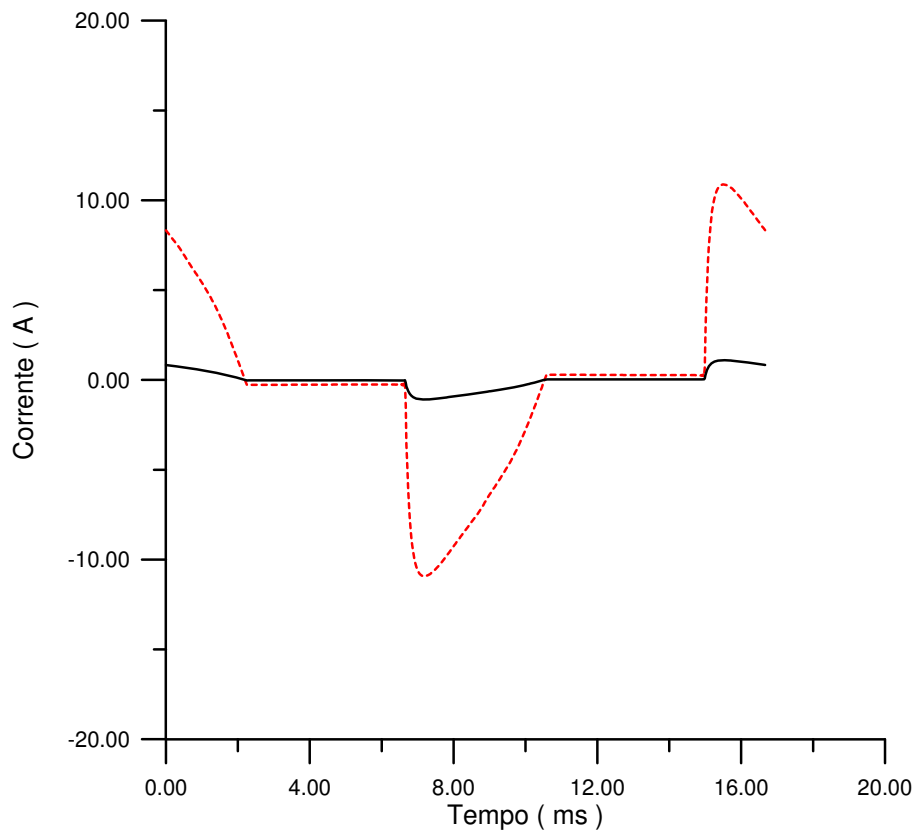


Fig. 6.20. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 89,62^\circ$.

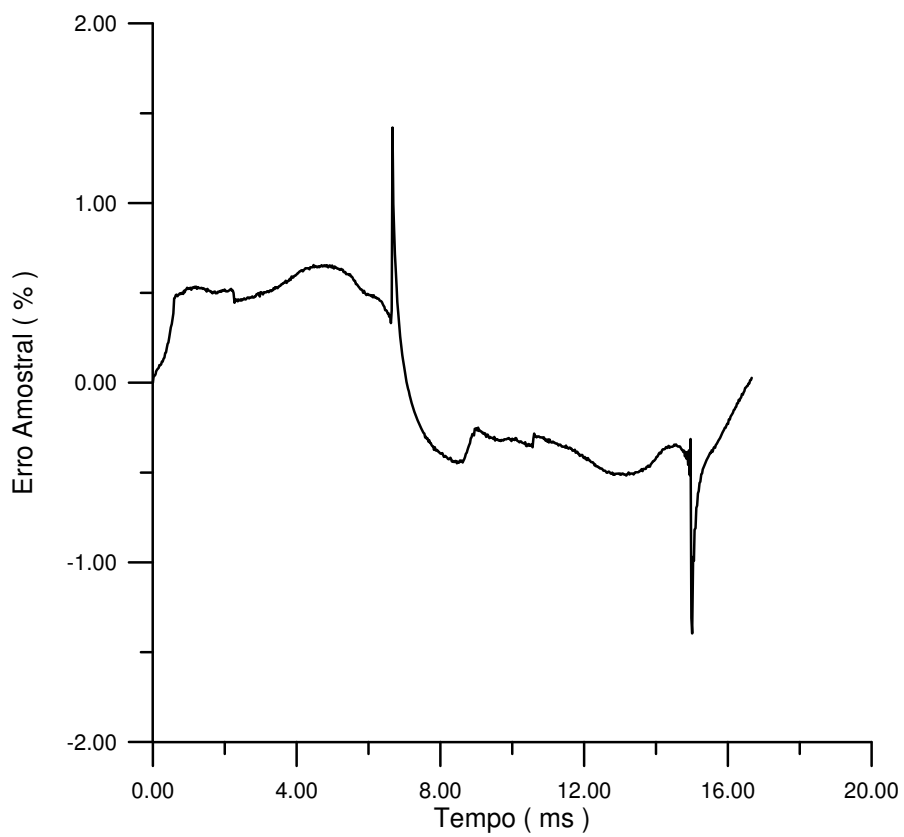


Fig. 6.21. Erro amostral da corrente; $I_1 = 5 \text{ A}$; $\beta = 89,62^\circ$.

Tabela 6.1. Resumo de dados e resultados relativos a simulações da Fig. 6.10 à Fig. 6.21.

| Figura | Corrente Primária, I_1 (A) | Ângulo, β (°) | Taxa de Distorção Harmônica, TDH (%) | | Erro Amostral Máximo, ε_{max} (%) | Erro Composto, ε_c (%) |
|--------|------------------------------|---------------------|--------------------------------------|------------|---|------------------------------------|
| | | | Primário | Secundário | | |
| 6.10 | 10 | 0 | 0,0305 | 0,03469 | 1,1956 | 0,7587 |
| 6.11 | | | | | | |
| 6.12 | 7,5 | 0 | 0,02875 | 0,02841 | 0,9316 | 0,6627 |
| 6.13 | | | | | | |
| 6.14 | 5 | 0 | 0,03084 | 0,03037 | -0,7025 | 0,4837 |
| 6.15 | | | | | | |
| 6.16 | 10 | 40,4 | 0,2482 | 0,2483 | 2,0608 | 0,804 |
| 6.17 | | | | | | |
| 6.18 | 7,5 | 80,75 | 0,5363 | 0,5356 | -1,9204 | 0,6272 |
| 6.19 | | | | | | |
| 6.20 | 5 | 89,62 | 0,6725 | 0,6714 | 1,4201 | 0,4515 |
| 6.21 | | | | | | |

6.2 TC de Proteção

6.2.1 Parâmetros dos Enrolamentos

Através de uma ponte de medição de resistências, foram determinados os seguintes valores: $R_1 = 0,381 \Omega$, $R_2 = 0,316 \Omega$.

6.2.2 Curva de Excitação Secundária

A curva de excitação secundária (valores eficazes) do TC de proteção descrito no item 5.1 é mostrada na Fig. 6.22.

6.2.3 Curva de Saturação

A curva de saturação fluxo de enlace no secundário versus corrente de excitação (valores de pico) é mostrada na Fig. 6.23.

6.2.4 Laços Dinâmicos em 60 Hz

Os laços dinâmicos em 60 Hz foram registrados para valores de tensão de excitação secundária iguais a 2, 5, 8, 12, 15, 18, 20, 21,5, 23, 24, 25, 26 e 27 V. Os mesmos foram obtidos por integração numérica das tensões no secundário. Os resultados são mostrados na Fig. 6.24.

6.2.5 Perdas Magnéticas em 60 Hz

As perdas magnéticas, P , calculadas por (5.4), são mostradas na Fig. 6.25 e na Fig. 6.26.

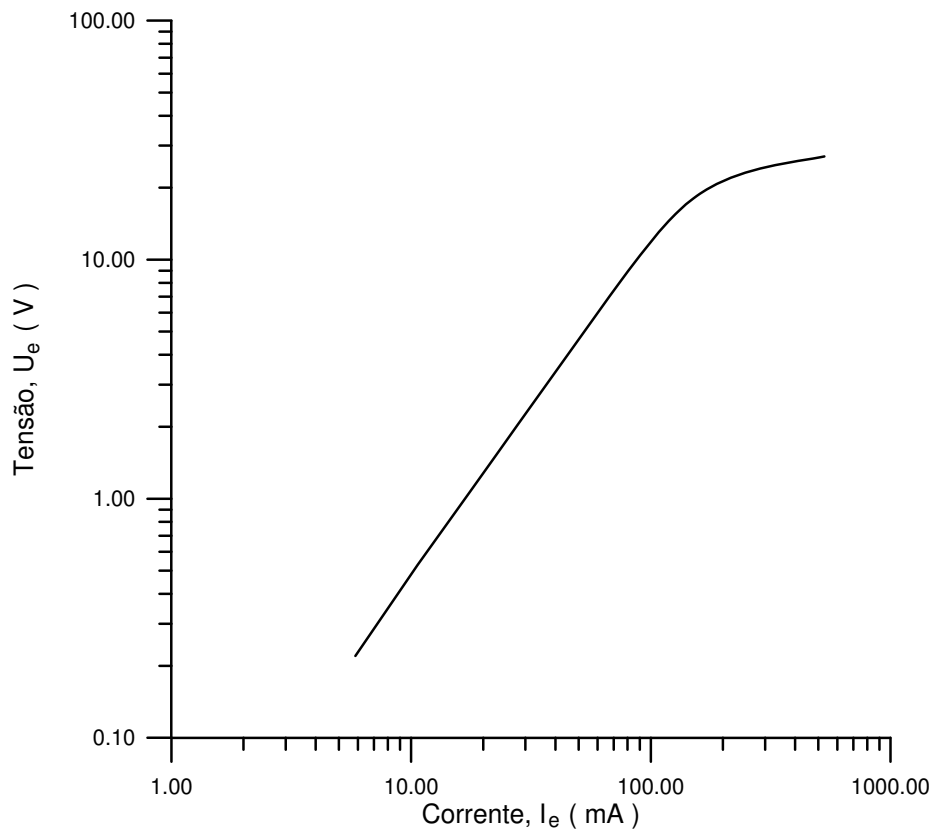


Fig. 6.22. Curva de excitação secundária do TC de proteção.

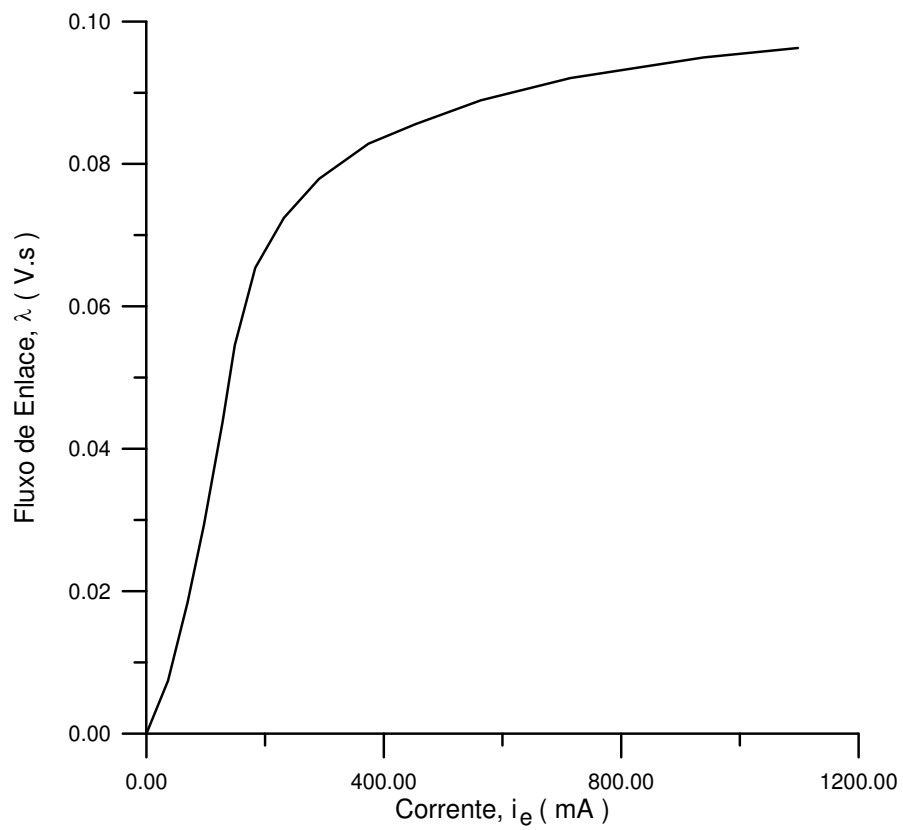


Fig. 6.23. Curva de saturação do TC de proteção.

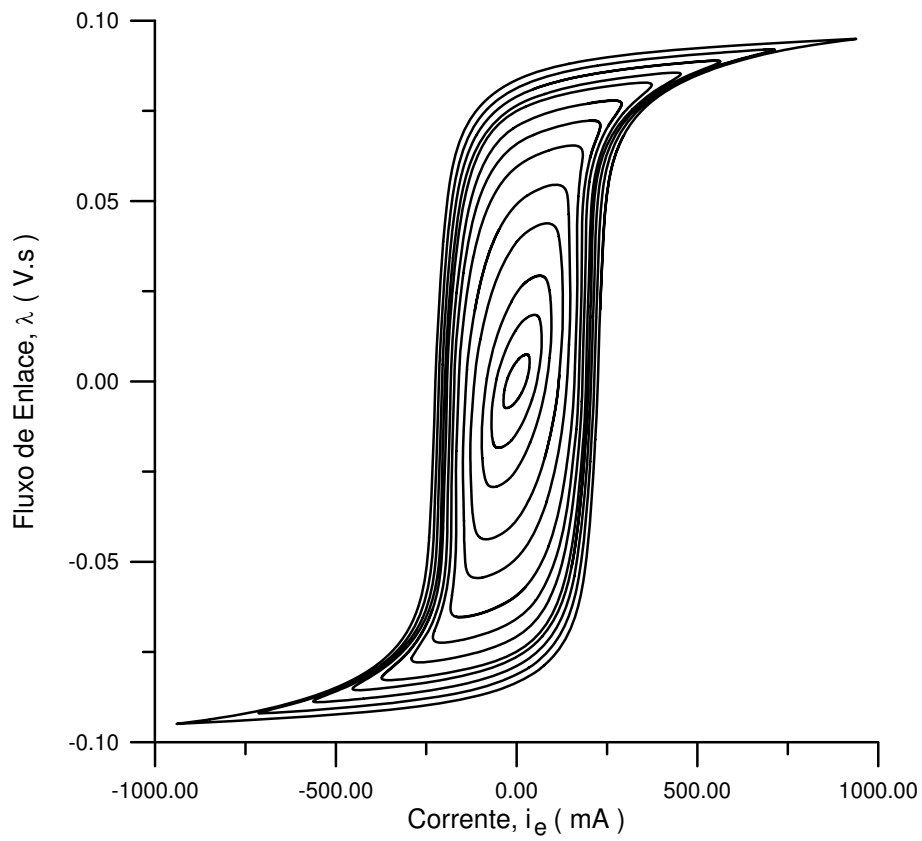


Fig. 6.24. Laços dinâmicos em 60 Hz obtidos por integração numérica para várias tensões de excitação secundária.

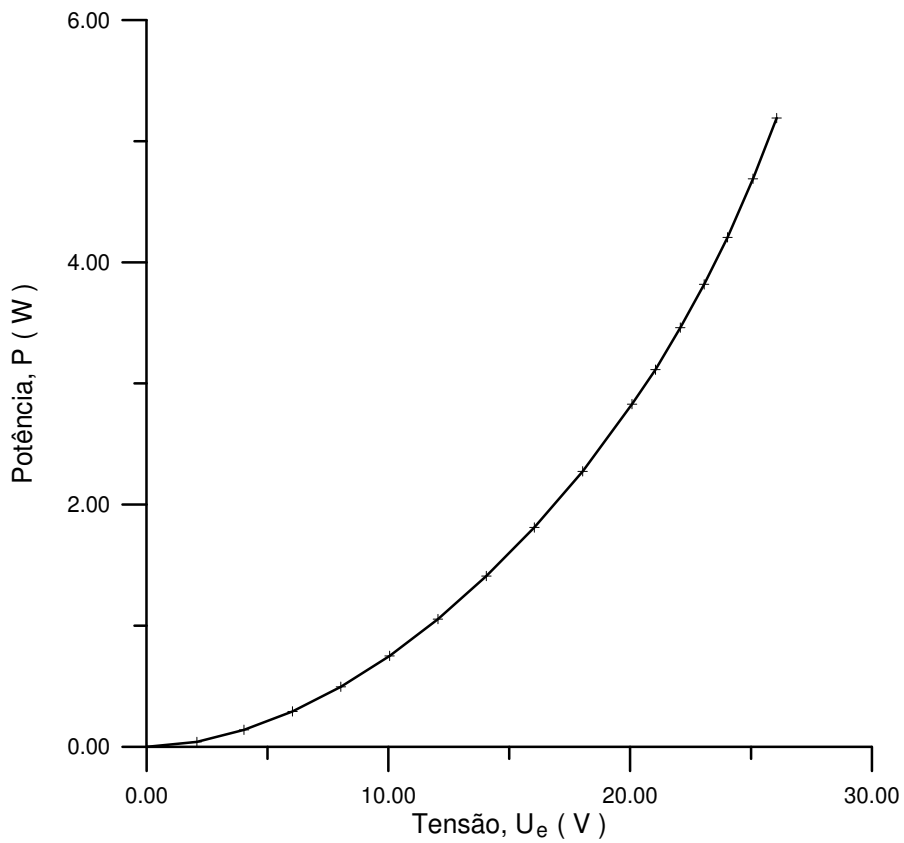


Fig. 6.25. Perdas magnéticas, P , em função da tensão de excitação secundária, U_e .

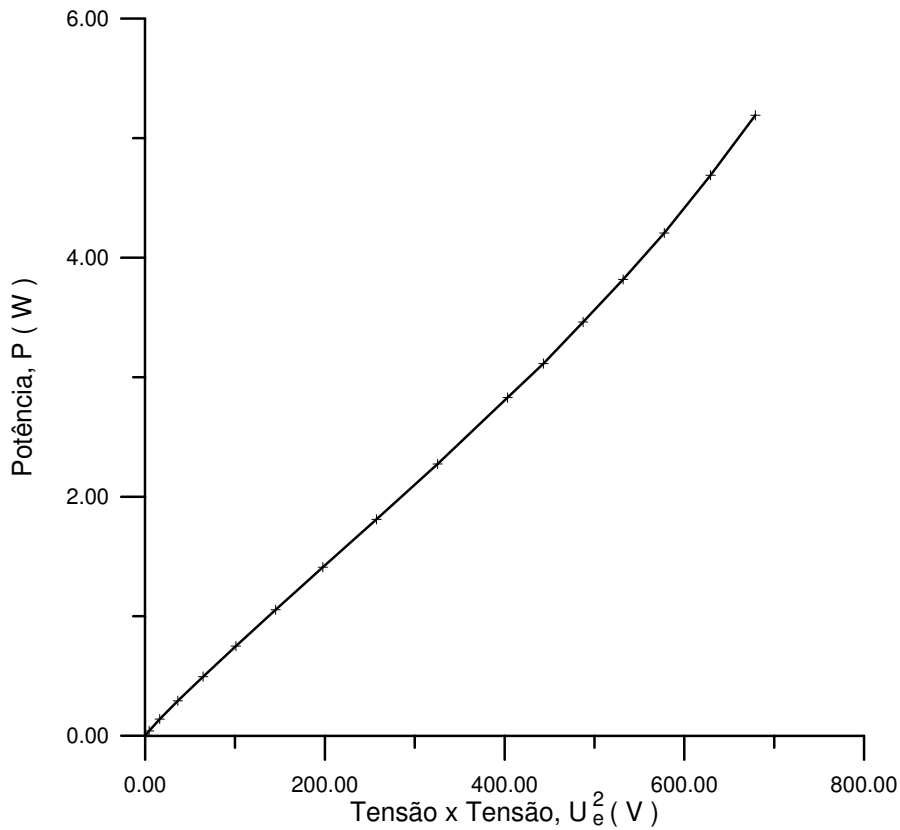


Fig. 6.26. Perdas magnéticas, P , em função do quadrado da tensão de excitação secundária, U_e .

6.2.6 Erros em Regime Não Senoidal

O desempenho do TC operando em regime de curto-circuito no primário foi avaliado mediante o sistema da Fig. 6.27, onde foi considerado um curto-circuito no final de uma linha de transmissão cuja impedância em série é $Z_L = 0,5 + j 15,5 \Omega$ ($T_1 = 82,2$ ms). No extremo emissor acha-se ligada uma fonte de tensão de 115 V, 60 Hz. Considera-se $\lambda(0) = 0$.

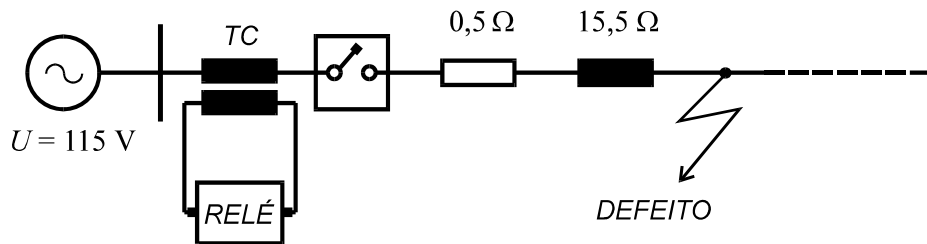


Fig. 6.27. Defeito trifásico em ponto intermediário de uma linha de transmissão artificial.

Os ramos descendente e ascendente do laço dinâmico fluxo de enlace versus corrente de excitação no enrolamento secundário, em 60 Hz são aproximados pelas seguintes expressões:

$$\lambda_d = 0.0635 \tan^{-1} \left(\frac{i_e + 0,23}{0,06} \right) + 0,00031 i_e \quad , \quad d\lambda/dt < 0, \lambda > 0, \quad (6.1)$$

$$\lambda_d = 0.0634 \tan^{-1} \left(\frac{i_e + 0,23}{0,06} \right) + 0,00031 i_e, \quad d\lambda/dt < 0, \lambda < 0, \quad (6.2)$$

$$\lambda_a = 0.0634 \tan^{-1} \left(\frac{i_e - 0,23}{0,06} \right) + 0,00031 i_e, \quad d\lambda/dt > 0, \lambda > 0, \quad (6.3)$$

$$\lambda_a = 0.0635 \tan^{-1} \left(\frac{i_e - 0,23}{0,06} \right) + 0,00031 i_e, \quad d\lambda/dt > 0, \lambda < 0, \quad (6.4)$$

As constantes destas expressões foram determinadas por técnicas de ajustes de curvas (método de Levenberg-Marquardt), utilizando o programa *LabFit*, disponível na *Internet*.

Os três intervalos de tempo considerados (energização, tempo morto e religamento) são de 3 ciclos, 10 ciclos e 4 ciclos, respectivamente, com ângulos de incidência de defeito $\theta_1 = 0^\circ$ (energização) e $\theta_2 = 0^\circ$ (religamento).

Na Fig. 6.28 são mostradas as ondas de corrente primária e secundária para uma carga no secundário do TC de $1,15 + j 0,10 \Omega$.

Os erros amostrais são indicados na Fig. 6.29, observando-se um erro amostral máximo de 99,1 %. O erro composto é de 29,9%.

Outros resultados são mostrados na Fig. 6.30 e Fig. 6.31, considerando uma carga de $0,10 + j 1,15$.

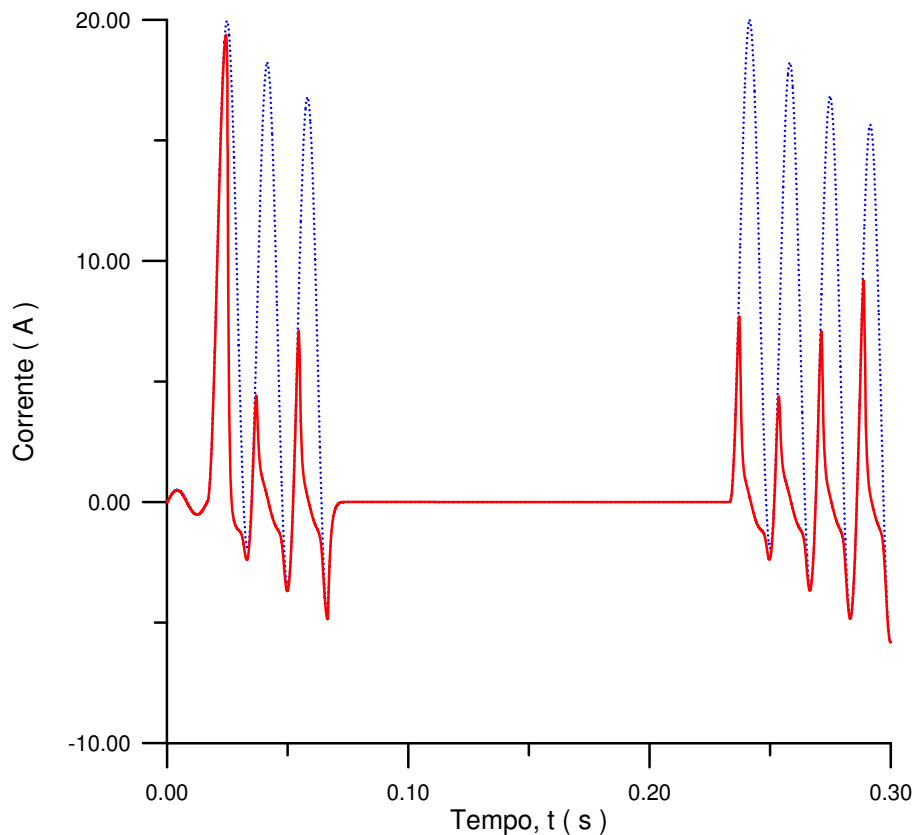


Fig. 6.28. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); carga de $1,15 + j 0,10 \Omega$.

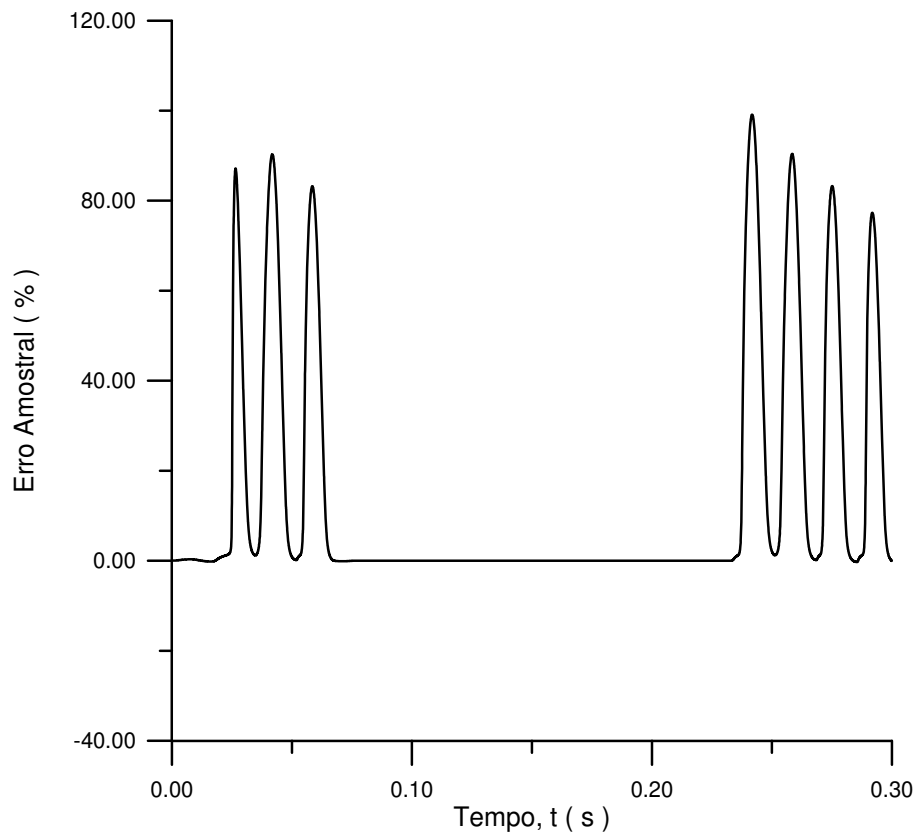


Fig. 6.29. Erros amostrais; carga de $1,15 + j 0,10 \Omega$.

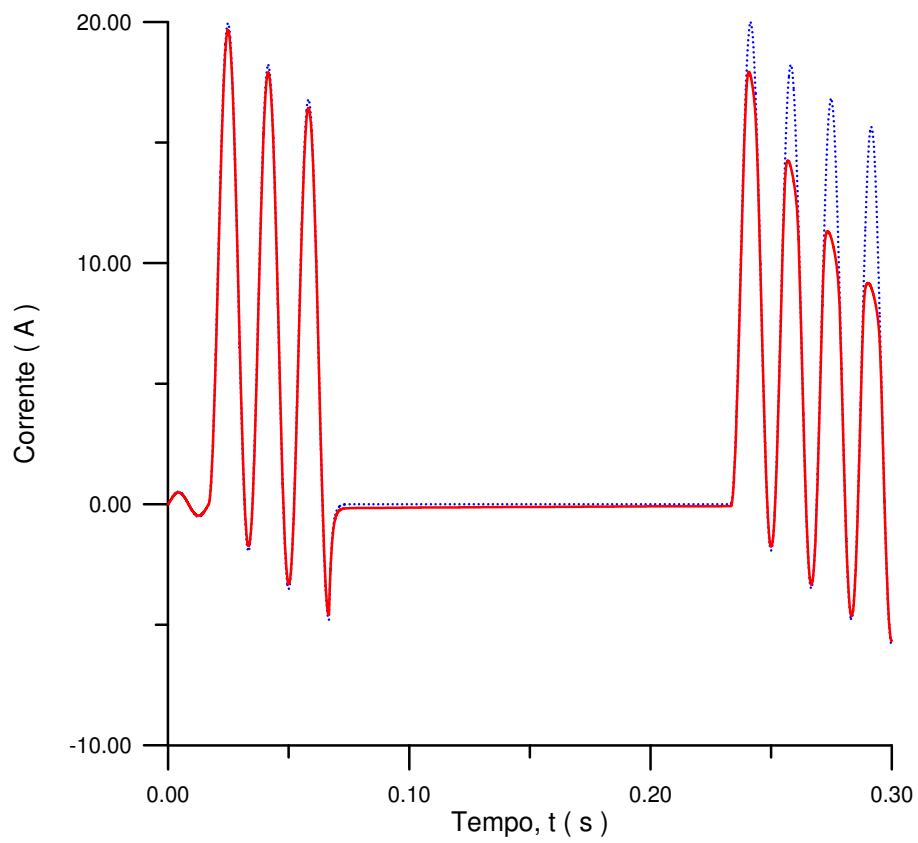


Fig. 6.30. Corrente primária (tracejado) e corrente secundária (cheio); carga de $0,10 + j 1,15 \Omega$.

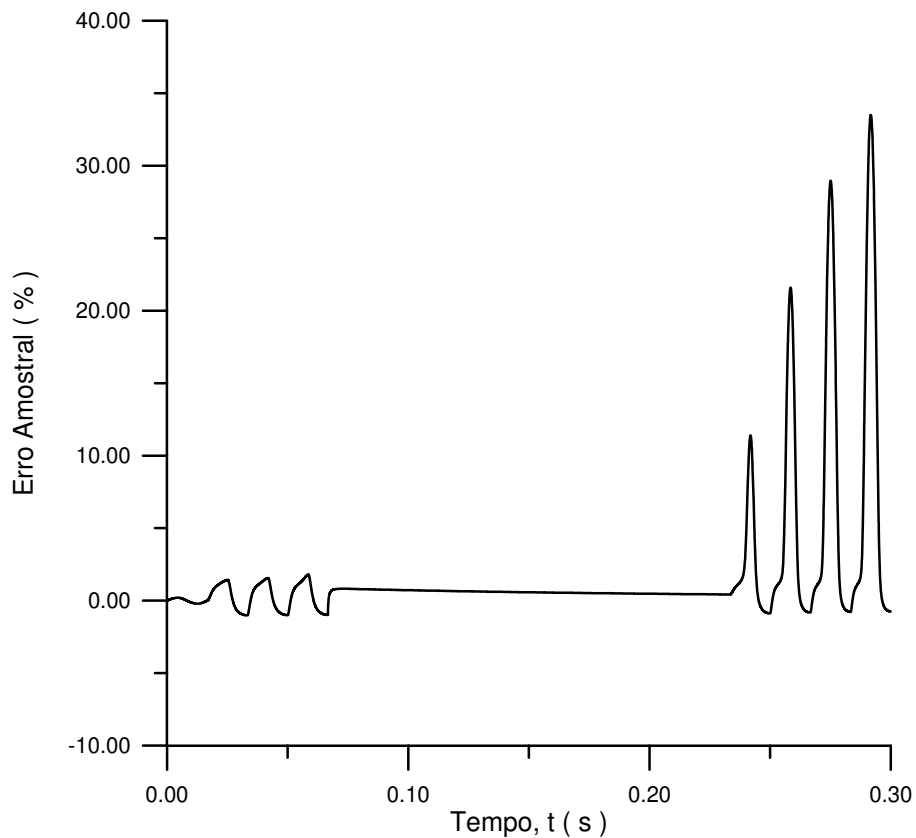


Fig. 6.31. Erros amostrais; carga de $0,10 + j 1,15 \Omega$.

6.3 Considerações Acerca dos Resultados

6.3.1 TC de Medição

Como é ilustrado na Fig. 6.4 a Fig. 6.7, é excelente a concordância entre os laços obtidos por integração analógica e integração numérica, principalmente para os valores mais elevados de tensão de excitação secundária.

Para tensões acima de 65 V observa-se na Fig. 6.9 que as perdas magnéticas passam a variar de modo não linear com o quadrado da tensão. Abaixo deste valor, as citadas perdas podem ser representadas por um resistor linear dado aproximadamente por:

$$R = \frac{U_e^2}{P} = \frac{4200}{0,5} = 8400 \Omega \quad (6.5)$$

Considerando a Tabela 6.1, que sintetiza os resultados mostrados da Fig. 6.10 à Fig. 6.21, observa-se que os maiores valores de erro amostral ocorrem nos instantes de gatilhamento do *triac*. Outras observações importantes são as seguintes: em alguns casos, os erros compostos são maiores que a classe de exatidão do TC (0,6, em condições puramente senoidais) e que tais erros crescem à medida que a corrente aumenta no sentido da corrente nominal do TC (10 A). Isto se explica pelo fato de que as formas de onda deixam de ser senoidais e que, para 10 A, o ponto de operação acha-se mais próximo da região de joelho da curva $\lambda - i_e$.

6.3.2 TC de Proteção

O laço dinâmico da Fig. 6.32 ilustra a variação cíclica da indução magnética, B , em função da intensidade de campo magnético, H , para $f = 60$ Hz e $U_e = 23$ V (tensão de excitação secundária do TC correspondente a 20 vezes a corrente secundária nominal). Tal laço foi obtido do laço dinâmico $\lambda - i_e$ em 60 Hz. Observa-se que este valor de tensão corresponde a uma indução de pico de aproximadamente 1,4 T.

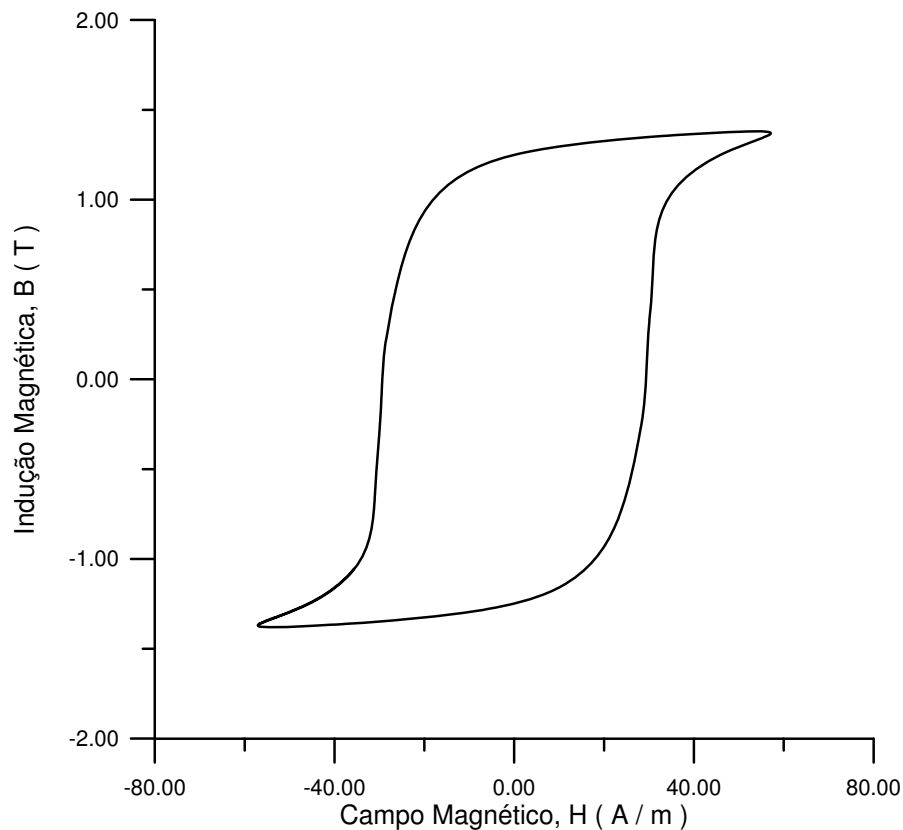


Fig. 6.32. Laço dinâmico $B - H$, em 60 Hz, para $U_e = 23$ V.

Para tensões acima de 22,5 V observa-se na Fig. 6.26 que as perdas magnéticas passam a variar de modo não linear com o quadrado da tensão, como ocorreu com o TC de medição. Abaixo deste valor, essas perdas podem ser representadas por um resistor linear, dado aproximadamente por:

$$R = \frac{U_e^2}{P} = \frac{500}{3,6} = 138,9 \Omega \quad (6.6)$$

Um resultado importante é que, para a tensão de 23 V, as perdas calculadas através desse resistor são:

$$P = \frac{U_e^2}{R} = \frac{23^2}{138,9} = 3,81 \text{ W} \quad (6.7)$$

A massa do núcleo do TC é 3 kg; assim, as perdas magnéticas no material são de 1,27 W/kg. De acordo com o fabricante (ACESITA), tais perdas são de 1,28 W / kg.

Considerando os oscilogramas de corrente da Fig. 6.28 e Fig. 6.30, observa-se que nas cargas acentuadamente resistivas a corrente cai de modo abrupto para zero, o que não ocorre com as cargas onde o caráter indutivo predomina, pois a indutância se opõe à variação da corrente. Isto afeta de modo drástico o funcionamento de sistemas de proteção que utilizam técnicas de detecção de cruzamentos por zero, como é o caso dos sistemas de comparação de fase. Outra constatação é que, considerando um mesmo módulo de impedância para a carga ligada ao secundário, cargas resistivas produzem saturação mais intensa no núcleo magnético.

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Comentários Finais

Este trabalho trata do estudo de transformadores de corrente destinados a aplicações em medição e em proteção de sistemas elétricos. No caso dos TCs de medição, foi estudado o comportamento em regime permanente, na presença de correntes primárias não senoidais. Nos TCs de proteção, considerou-se o regime transitório, em que as correntes primárias apresentam graus de assimetria e valores de pico elevados.

Foi realizado um estudo e caracterização de TCs com núcleos de ligas ferro-silício de grãos orientados. Utilizaram-se modernas técnicas de medição com emprego de montagens e instrumentos alternativos, podendo-se citar, entre outros, o instrumento virtual baseado em sistema de aquisição de dados de alta resolução. Com estas ferramentas, efetuou-se a avaliação do desempenho de TCs de medição operando em regime estacionário não senoidal, com correntes que apresentam elevados conteúdos de harmônicos.

Foi também avaliado o desempenho de TCs de proteção operando em regime de curto-circuito no lado do primário, tendo sido realizada a aplicação de um modelo de núcleo magnético destinado ao cálculo de transitórios (modelo de Tellinen), o qual incorpora a representação dos efeitos de saturação e histerese, com pronunciados graus de saturação no núcleo magnético. A escolha deste modelo deve-se ao fato de que o mesmo apresenta simplicidade de formulação, facilidade de obtenção dos dados de entrada e bom grau de precisão.

Os resultados obtidos mostram que há necessidade de que sejam efetuadas modificações nas normas técnicas que regulamentam os métodos de ensaio dos transformadores de corrente, de modo a incorporar os desenvolvimentos mais recentes dos sistemas de medição, como os sistemas de aquisição de dados digitais com resolução vertical de 16 *bits*.

Também devem ser utilizados novos critérios de avaliação do grau de exatidão dos TCs, como os utilizados neste trabalho, os quais são mais adequados às condições de operação em regime não senoidal.

7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Apesar de serem utilizados há muito tempo nos sistemas elétricos, o desempenho dos transformadores de corrente tem sido objeto de inúmeras publicações. Além dos desenvolvimentos efetuados neste trabalho, pretende-se dar continuidade ao estudo desses equipamentos, não apenas em relação à precisão, mas também a outros temas que constam na literatura.

Como temas para futuros trabalhos, sugerem-se os seguintes:

- Projeto de um sistema de aquisição de dados baseado em microcontrolador para automação de testes em TCs com ajustes automáticos de ganho.
- Estudo, desenvolvimento e implementação de novos modelos de histerese magnética.
- Estudo, desenvolvimento e implementação de modelos de núcleos magnéticos que incorporem as perdas dinâmicas no núcleo, além da saturação e da histerese.
- Estudo, desenvolvimento e implementação de algoritmos de correção numérica de correntes distorcidas no secundário de TCs de medição e de proteção.

Referências Bibliográficas

- ABNT (1992). NBR 6856 - Transformadores de Corrente – Especificação.
- Batista, T. C., Luciano, B. A., Lira, J. G. A. (2007). Caracterização de ligas nanocristalinas em núcleos toroidais para aplicações eletroeletrônicas, *Revista Pesquisa*, **1**(6):859-864.
- Bera S. C., Kole, D. N., Mandal, M. (2008). Modified method of high alternating current measurement, *IET Science, Measurement and Technology*, **2**(3):107-113.
- 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 Transactions on Control Systems Technology*, **9**(4):565-573.
- Cataliotti, A., Di Cara, D., Emanuel A. E., Nuccio, S. (2009) Characterization of clamp-on current transformers under nonsinusoidal conditions, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **24**(1):373-380.
- Draxler, K., Styblíková, R. (1996). Use of nanocrystalline materials for current transformer construction, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, **157**(158):447-448.
- Emanuel A. E., Chandra, H. N., Levitsky, F. J. (1980). Current transformer accuracy on asymmetrically triggered thyristorized circuits, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, **99**(1):92-98.
- Emanuel A. E., Orr, J. A. (2007). Current harmonics measurement by means of current transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **22**(3):1318-1325.
- Freire, S. C. F., Mota, W. S., Guerra, F. C. F., Medeiros, L. D. C. (2009a). Medição e Separação de Perdas Magnéticas em Núcleos de Transformadores, III Congresso Brasileiro de Eficiência Energética - CBEE, Belém-PA.
- Freire, S. C. F., Guerra, F. C. F., Medeiros, L. D. C, Pereira, F. A.(2009b). Estudo de Sobre-Excitação em Transformadores, The 8TH Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission – CLAGTEE, Ubatuba-SP
- Golding, E. W. (1961). *Electrical Measurements and Measuring Instruments*, 4th. ed., Pitman, London.
- Guerra, F. C. F. (2007). Modelos de Transformadores de Corrente para Estudos em Baixas Frequências (Tese de Doutorado), COPELE / UFCG, Campina Grande – PB.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2007a). Current transformer model, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **22**(1): 187-194.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2007b). Magnetic core model, *IET Proceedings Science*,

- Measurement and Technology* , **1**(3):145-151.
- Guerra, F. C. F., Mota, W. S. (2008). Modelo de transformador de corrente com entreferro, VIII Conferência Internacional em Aplicações Industriais, Poços de Caldas - MG.
- IEEE (1993). Std. C57.13 - IEEE Standard Requirements for Instrument Transformers.
- IEEE Power System Relaying Committee (1976). *Transient Response of Current Transformers*, 76 CH 1130-4 PWR.
- IEC (1996). Std. 60044-1 - Instrument Transformers - Part I: Current Transformers.
- Kang, Y. C., Park, J.K., Kang, S. H., Johns, A.T., Aggarwal, R.K. (1997). An algorithm for compensating secondary currents of current transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **12**(1): 116-124.
- Leibfried, T. (2001). Determination of phase angle and amplitude error of voltage and current transformers up to some 100 Hz for loss measurements on power transformers, *Electrical Engineering*, **83**: 47-54.
- Locci, N. L., Muscas, C. (2001). Hysteresis and eddy currents compensation in current transformers, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **16**(2): 154-159.
- 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 Transactions Power Delivery*, **7**(1): 152-159.
- Luciano, B. A., Albuquerque, J. M. C., Castro, W. B. C., Afonso, C. R. M. (2005). Nanocrystalline material in toroidal cores for current transformer: analytical study and computational simulations, *Material Research*, **8**(4):395-400.
- Mamede Filho, J. (2005). *Manual de Equipamentos Elétricos - 3ª. ed.*, LTC, Rio de Janeiro - Brasil.
- Medeiros Filho, S. (1980). *Medição de Energia Elétrica*, 2ª ed., Editora Universitária – UFPE, Recife – PE.
- Naidu, S. R. (1990). Simulation of the hysteresis phenomenon using Preisach's theory, *IEE Proceedings*, **137A**(2): 73-79.
- Pereira, F. A. (2009). Desenvolvimento de um Sistema de Aquisição e Processamento de Dados de Baixo Custo para Análise de Sinais Elétricos em Sistemas Trifásicos, Trabalho de Conclusão de Curso (TCC), DEE / UFCG, Campina Grande - PB.
- Powell Jr. L. J. (1979). Current transformer burden and saturation, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **IA-15**(3):294-302.
- Tellinen, J. (1998). A simple scalar model for magnetic hysteresis. *IEEE Transactions on*

Magnetics, **34**(4): 2200-2206.

Tziouvaras, D. A., McLaren, P., Alexander, G., Dawson, D., Ezstergalyos, J., Fromen, C., Glinkowski, M., Hasenwinkle, I., Kezunovic, M., Kojovic, Lj., Kotheimer, B., Kuffel, R., Nordstrom, J., Zocholl, S. (2000). Mathematical models for current, voltage and coupling capacitor voltage transformers, *IEEE Transactions Power Delivery*, **15**(1): 62-72.

Wright, A. (1968). *Current Transformers*, Chapman & Hall, London.

Apêndice

A1. Especificações de TCs

A norma NBR 6856 (ABNT, 1992) estabelece características básicas a serem especificadas para consulta ao fabricante; as principais são:

- corrente primária nominal e relação nominal;
- frequência nominal;
- carga nominal;
- classe de exatidão;
- fator de sobrecorrente nominal (TCs de proteção);
- tensão secundária nominal (TCs de proteção);
- fator térmico nominal;
- corrente térmica nominal;
- corrente dinâmica nominal;
- nível de isolamento;
- uso interno ou externo.

Corrente primária nominal e relação nominal - Corrente primária nominal é o valor nominal de I_1 suportável pelo TC. Os valores padronizados (A) são as seguintes: 5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 75, 100, 125, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 600, 800, 1000, 1200, 1500, 2000, 2500, 3000, 4000, 5000, 6000, 8000.

A relação nominal é dada pela equação (3.4) do Capítulo 3, resultando na relação simplificada da divisão da corrente primária nominal considerada pela corrente secundária nominal (5 A). Exemplo: Se $I_{1N} = 100$ A e $I_{2N} = 5$, a relação nominal é 20:1.

Estas características devem ser representadas em ordem crescente, do seguinte modo:

- o sinal de dois pontos (:) deve ser usado para exprimir relações nominais; exemplo: 120 : 1;
- o hífen (-) deve ser usado para separar correntes nominais de enrolamentos diferentes; exemplo: 100-5 A; 100-100 - 5 A (TC com dois enrolamentos primários individuais e um só secundário); 100-5-5 A (TC com um enrolamento primário e dois enrolamentos secundários);
- o sinal x deve ser usado para separar correntes primárias nominais ou relações nominais obtidas de um enrolamento cujas bobinas devem ser ligadas em série ou em paralelo; exemplo: 100 x 200 - 5 A; 20 x 40 : 1;
- a barra (/) deve ser usada para separar correntes primárias nominais ou relações nominais

por meio de derivações, sejam estas no enrolamento primário ou no secundário; exemplo: 150 / 200 – 5 A; 30 / 40 : 1.

Carga nominal – Como é mostrado na Tabela A.1, a carga nominal é designada pela letra C seguida do número de volt-ampéres correspondente à corrente secundária nominal.

Tabela A.1. Cargas nominais de TCs

| CARGA | RESISTÊNCIA (Ω) | INDUTÂNCIA (mH) | POTÊNCIA APARENTE (VA) | FATOR DE POTÊNCIA | IMPEDÂNCIA (Ω) |
|--------|-----------------------------|--------------------|------------------------------|----------------------|----------------------------|
| C 2,5 | 0,09 | 0,116 | 2,5 | 0,90 | 0,1 |
| C 5,0 | 0,18 | 0,232 | 5,0 | 0,90 | 0,2 |
| C 12,5 | 0,45 | 0,580 | 12,5 | 0,90 | 0,5 |
| C 25 | 0,50 | 2,3 | 25 | 0,50 | 1,0 |
| C 50 | 1,0 | 4,6 | 50 | 0,50 | 2,0 |
| C 100 | 2,0 | 9,2 | 100 | 0,50 | 4,0 |
| C 200 | 4,0 | 18,4 | 200 | 0,50 | 8,0 |

Classe de exatidão – Esta característica é descrita no Capítulo 3 (item 3.4.4, para TCs de medição) e no Capítulo 4 (item 4.3.2, para TCs de proteção).

Fator de sobrecorrente nominal - É o fator pelo qual se deve multiplicar a corrente primária nominal de um TC para obter a máxima corrente de curto-circuito que o mesmo pode suportar sem que o erro cometido seja superior à classe de exatidão (5% ou 10%). Este fator é empregado apenas para TCs de proteção, sendo estabelecido para o mesmo o valor 20.

Tensão secundária nominal - É a tensão que aparece nos terminais da carga nominal imposta ao TC quando por ela circula uma corrente igual a 20 vezes a corrente secundária nominal sem que o erro de relação exceda a classe de exatidão do TC. É empregada apenas para TCs de proteção. Com base na corrente secundária nominal de 5 A e nas impedâncias da Tabela A.1, as tensões secundárias nominais padronizadas são: 10, 20, 50, 100, 200, 400, 800 V.

Fator térmico nominal - É o fator pelo qual deve ser multiplicada a corrente primária nominal para se obter a corrente primária máxima que o TC é capaz de conduzir na frequência nominal, sem exceder os limites de elevação de temperatura especificados e sem sair da classe de exatidão. Pela norma NBR 6856 (ABNT, 1992), tais fatores são: 1,0 – 1,2 – 1,3 – 1,5 - 2,0.

Corrente térmica nominal - É o maior valor eficaz da corrente de curto-circuito simétrico no primário (I_1) que o TC pode suportar por certo tempo (normalmente, 1s), com o secundário em curto-circuito, sem que sejam excedidos os limites de temperatura.

Corrente dinâmica nominal - É o maior valor de pico da corrente de curto-circuito que o TC é capaz de suportar durante o primeiro meio ciclo, com o enrolamento secundário em curto-circuito, sem que haja danos causados pelas forças eletromagnéticas desenvolvidas. Normalmente, é tomada como sendo 2,5 vezes o valor da corrente térmica nominal.

Nível de isolamento - Este item é especificado em termos das tensões máximas de projeto do equipamento, nos regimes contínuo e transitório.

A corrente térmica nominal e a corrente dinâmica nominal devem ser indicadas apenas para TCs com tensão máxima igual ou superior a 72,5 kV.

A2. TCs de Medição e TCs de Proteção

Os TCs de proteção devem reproduzir de modo fiel no secundário os altos valores de corrente causados por curtos-circuitos no primário, sem que o núcleo sature. Uma prática comum é usar núcleos de liga ferro-silício de grãos orientados, com induções de saturação normalmente superiores a 1,5 T, para trabalharem em regime normal com induções de pico B_m inferiores a 0,1 T. Isto faz com que as correntes primárias possam alcançar até 20 vezes o valor da corrente primária nominal do TC sem que haja saturação, com a carga nominal ligada ao secundário.

Os TCs de medição podem ser projetados para operar com induções de pico mais elevadas, sendo usados núcleos de ligas ferro-níquel, com induções de saturação no entorno de 0,5 T. Elas apresentam boa linearidade, elevada permeabilidade e baixas perdas magnéticas na região não saturada, com pequenos valores de corrente de excitação, o que implica em baixos erros de relação e de fase. Em caso de curtos-circuitos no primário, as correntes no secundário são limitadas a valores entre 4 e 5 vezes o valor nominal, não havendo solicitações demasiadas nos medidores.

Deve-se observar que TCs de proteção nunca devem ser usados em aplicações de medição, por não serem suficientemente precisos. As classes de exatidão estipuladas para os mesmos são 5 e 10, quando são requeridos os valores de 0,3, 0,6, 1,2 e 3 nas aplicações de medição.

Os TCs de medição não devem ser empregados em aplicações de proteção em face de saturarem com menores valores de corrente primária. Assim, a corrente refletida no secundário pode apresentar uma forma de onda que não represente uma imagem fiel e em escala reduzida da forma de onda da corrente primária, com distorções e diferenças de fase significativas. Tal fato pode fazer com que os relés de proteção operem de modo indevido ou até deixem de operar, acarretando em drásticas conseqüências para o funcionamento e a integridade da rede elétrica (Medeiros Filho, 1980; Guerra, 2007).