

AFRÂNIO DE CASTRO ANTÔNIO JÚNIOR

**DESENVOLVIMENTO DE UMA BANCADA PARA ENSAIOS
DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE DE ALTA TENSÃO
EM FREQUÊNCIAS DISTINTAS DA INDUSTRIAL**

**FLORIANÓPOLIS
2012**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Afrânio de Castro Antônio Júnior

**DESENVOLVIMENTO DE UMA BANCADA PARA ENSAIOS
DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE DE ALTA TENSÃO
EM FREQUÊNCIAS DISTINTAS DA INDUSTRIAL**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Nelson Jhoe Batistela.

Co-orientador: Prof. Dr. Nelson Sadowski.

Florianópolis, 22 de Junho de 2012

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Antônio Júnior, Afrânio de Castro

Desenvolvimento de uma bancada para ensaios de transformadores de corrente de alta tensão em frequências distintas da industrial [dissertação] : Bancada para ensaios de transformadores de corrente de alta tensão / Afrânio de Castro Antônio Júnior ; orientador, Nelson Jhoé Batistela ; co-orientador, Nelson Sadowski. - Florianópolis, SC, 2012.

128 p. ; 21cm

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

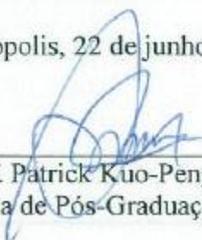
Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Transformadores de corrente. 3. Fator de remanência magnética. 4. Laço de fluxo. 5. Curva da saturação. I. Jhoé Batistela, Nelson. II. Sadowski, Nelson. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

**DESENVOLVIMENTO DE UMA BANCADA PARA ENSAIOS
DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE DE ALTA TENSÃO
EM FREQUÊNCIAS DISTINTAS DA INDUSTRIAL**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 22 de junho de 2012



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

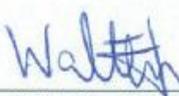
Banca Examinadora:



Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.
Presidente
UFSC



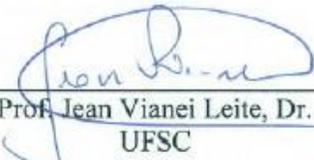
Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Co-Orientador
UFSC



Prof. Walter Pereira Carpes
Junior, Dr.
UFSC



Prof. Pedro Armando da Silva
Júnior, Dr.
UFSC



Prof. Jean Vianei Leite, Dr.
UFSC

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela saúde e determinação.

Agradeço aos meus pais e a minha irmã por terem me garantido, desde sempre, todas as condições, incentivos, atenção e compreensão.

Durante o início dos meus trabalhos práticos, em agosto de 2010, a contribuição de Marcelo Martins Pignaton foi o que verdadeiramente locupletou todo o meu esforço: se o trabalho é algo capaz de dar algum sentido a vida, os ensinamentos deste meu primo foram capazes de dar todo o sentido ao trabalho. Porque do trabalho se leva o mesmo que se leva da vida. A contribuição de Marcelo foi semelhante aos fundamentos encontrados em algumas das descrições do *Mahabharata*, o guia do povo indiano, com seus 80 mil versos e idade de 6 mil anos: *“Com um brilho incomum, comparável com o do sol, e com o ruído de um trovão, Marcelo chegou dos céus em sua vimaana. Por cerca de duas semanas me ensinou sobre as artes, as ciências e as relações sociais mais relevantes. Assim, eu finalmente aprendi, para sempre, que ao contrario do observado na universidade, o corpo não é apenas o meio de transporte para a cabeça. Passado este período de visita, Marcelo subiu novamente à sua vimaana, logo após se despedir e dizer que em breve voltaria.”*

Agradeço aos meus orientadores, Nelson Jhoe Batistela e Nelson Sadowski, assim como agradeço ao CNPq.

Agradeço ao Professor Klinger Marcos Barbosa Alves, UFES, no meu tempo de UCL, pela sua honestidade e amparo na minha escolha de buscar novos caminhos fora do meu amado Espírito Santo.

Agradeço ao Professor Jorge Luiz Barcelos Oliveira, um verdadeiro Doutor em atingir a vitória, perseguindo-a incondicionalmente.

Agradeço ao Doutorando Eduardo Valmir de Souza, meu amigo, que gastou meses de seu valioso tempo me ensinando. Sempre disposto, sempre a troco de um simples obrigado, devo a ele a consideração fraterna.

Agradeço ao Doutorando André Sebastião de Andrade, graças a este colega poderei, por toda a minha vida, dizer que conheci alguém verdadeiramente incansável, insuperável e brilhante. Alguém capaz de fazer a engenharia se mesclar com arte. Seus modos, muito além de nosso tempo, foram as minhas referências nas vezes em que me encontrei desorientado e sem um horizonte em meu trabalho.

Agradeço a Adriano Ruseler, André Furlan, Conrado Simões Pereira Gameiro, Daniel Augusto F. Collier, Daniel Gaike, Diego Pereira Botelho, tio Edísio, Ernesto Moscadini Jr, tio Geraldo, Hebert Sancho Militão, Jean Paul Schlegel, Leonardo Feler, Maurício Rigoni, Márcio Augusto Ferreira, Marcos J. Jacoboski, Mitsuo Shibata, ao velho senhor Nabuco (*in memoriam*), ao Paulo Bernardes, Túlio Luiz dos Santos, Valci V. Coelho e Vinicius Ribeiro Niedzwiecki.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**DESENVOLVIMENTO DE UMA BANCADA PARA ENSAIOS
DE TRANSFORMADORES DE CORRENTE DE ALTA TENSÃO
EM FREQUÊNCIAS DISTINTAS DA INDUSTRIAL**

Afrânio de Castro Antônio Júnior

Junho/2012

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Co-orientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos
Eletromagnéticos

RESUMO: Este trabalho apresenta como proposta principal o desenvolvimento de uma bancada para ensaio de transformadores de corrente de alta tensão em frequências distintas da industrial. Também são propostas metodologias para o desenvolvimento e análise de ensaios. Para a operação da bancada foram desenvolvidos dois instrumentos virtuais: um destinado à geração da referência com forma de onda senoidal na frequência desejada à obtenção da forma de onda da tensão e corrente de excitação, e um que realiza tratamento dos dados dos ensaios para a análise dos transformadores de corrente.

Palavras-chave: Transformadores de corrente. Fator de remanência magnética. Laço de fluxo. Curva de magnetização. Curva de saturação. Área do laço de fluxo.

Número de Páginas: xxi - 128

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

**DEVELOPMENT OF A TEST BENCH FOR HIGH VOLTAGE
CURRENT TRANSFORMERS AT FREQUENCIES OTHER
THAN INDUSTRIAL**

AFRÂNIO DE CASTRO ANTÔNIO JÚNIOR

June/2012

Advisor: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Co-advisor: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices

ABSTRACT: This work presents as main purpose the development of an equipment capable of testing current transformers of high voltage at frequencies other than the commercial power system, as well as some proposals for testing. For the operation, two virtual instruments were developed. A first one to sinusoidal waveform generation, at the desired frequency, to obtain the waveform of the excitation current and voltage. The other virtual instrument performs the tests data processing for the analyses of current transformers.

Keywords: Current transformers. Magnetic remanence. Flow loop. Magnetization curve. Saturation curve. Area of the loop flow.

Number of Pages: xxi - 128

SUMÁRIO

| | |
|---|-----------|
| 1. INTRODUÇÃO | 1 |
| 1.1. Objetivos | 1 |
| 1.2. Estrutura da dissertação..... | 2 |
| 2. OS PRINCÍPIOS FÍSICOS | 4 |
| 2.1. Introdução | 4 |
| 2.2. A natureza eletromagnética dos fenômenos físicos..... | 4 |
| 2.3. A indução magnética nas proximidades de um condutor | 5 |
| 2.4. O fluxo magnético no material ferromagnético | 6 |
| 2.5. A indutância de dispersão e a indutância de magnetização | 6 |
| 2.6. A relutância de um circuito magnético..... | 7 |
| 2.7. A indutância de um dispositivo | 9 |
| 2.8. Conclusão..... | 11 |
| 3. MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS PARA FINS ELÉTRICOS | 12 |
| 3.1. Introdução | 12 |
| 3.2. As características da permeabilidade magnética..... | 12 |
| 3.3. A magnetização de materiais ferromagnéticos | 15 |
| 3.4. Um método de medida de perdas magnéticas em estruturas de apenas um enrolamento..... | 19 |
| 3.5. Correção do fluxo magnético e da tensão de excitação no dispositivo | 20 |
| 3.6. Conclusão..... | 21 |
| 4. O TRANSFORMADOR DE CORRENTE..... | 22 |
| 4.1. Introdução | 22 |
| 4.2. As normas técnicas mais utilizadas | 22 |
| 4.2.1. Normas IEC..... | 23 |
| 4.2.2. Normas IEEE..... | 23 |
| 4.2.3. Normas ANSI..... | 24 |
| 4.2.4. Normas ABNT..... | 24 |
| 4.3. A modelagem analítica do transformador de corrente..... | 25 |
| 4.4. Efeitos do entreferro no comportamento magnético | 27 |
| 4.5. A aplicação do transformador de corrente de alta tensão | 29 |
| 4.6. A medição da remanência magnética em TCs | 31 |
| 4.7. O levantamento da curva de magnetização para TCs..... | 33 |
| 4.8. Conclusão..... | 35 |

| | |
|---|-----------|
| 5. INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA DA BANCADA DE ENSAIO | 36 |
| 5.1. Introdução | 36 |
| 5.2. Filtro condicionador de sinais para a referência senoidal do compensador de tensão | 37 |
| 5.3. O detector de offset de corrente..... | 37 |
| 5.4. Circuito de medição da corrente de excitação do TC..... | 41 |
| 5.5. Circuito de medição da tensão de excitação do TC | 43 |
| 5.6. Conclusão..... | 45 |
| 6. INVERSOR DE TENSÃO..... | 46 |
| 6.1. Introdução | 46 |
| 6.2. O inversor ponte completa | 46 |
| 6.3. Os Drivers e os interruptores estáticos..... | 47 |
| 6.4. Estratégia de modulação dos interruptores do inversor..... | 49 |
| 6.5. Os critérios dos elementos filtrantes | 52 |
| 6.6. O indutor de filtro..... | 54 |
| 6.7. O elemento capacitivo do filtro | 55 |
| 6.8. Conclusão..... | 55 |
| 7. O CONTROLE DE TENSÃO DO INVERSOR ESTÁTICO | 56 |
| 7.1. Introdução | 56 |
| 7.2. O levantamento e a definição da planta | 56 |
| 7.3. A modelagem da planta | 57 |
| 7.4. As malhas auxiliares ao controle da bancada protótipo | 62 |
| 7.5. Critérios para o projeto do compensador de tensão | 63 |
| 7.6. Implementação analógica do compensador de tensão..... | 64 |
| 7.7. Análise do sistema compensado..... | 65 |
| 7.8. Conclusão..... | 67 |
| 8. TRANSFORMADOR ELEVADOR | 68 |
| 8.1. Introdução | 68 |
| 8.2. Modelo adotado..... | 68 |
| 8.3. Manufatura e projeto..... | 69 |
| 8.4. Conclusão..... | 72 |
| 9. INSTRUMENTOS VIRTUAIS – VIS | 73 |
| 9.1. Introdução | 73 |
| 9.2. Instrumento virtual de geração e aquisição | 73 |
| 9.2.1. O objetivo da geração de referência e aquisição de dados | 73 |
| 9.2.2. Os parâmetros do TC..... | 75 |
| 9.2.3. A referência senoidal de tensão e frequência | 75 |

| | | |
|------------|--|------------|
| 9.2.4. | Os parâmetros da bancada | 77 |
| 9.2.5. | Os avisos | 77 |
| 9.2.6. | Os gráficos | 78 |
| 9.3. | O instrumento virtual de análise | 78 |
| 9.3.1. | O objetivo da análise..... | 78 |
| 9.3.2. | A tabela com os dados resultantes dos ensaios | 80 |
| 9.4. | Conclusão..... | 82 |
| 10. | RESULTADOS EXPERIMENTAIS E ANÁLISE..... | 83 |
| 10.1. | Introdução | 83 |
| 10.2. | Ensaio de TCs com a bancada desenvolvida | 83 |
| 10.2.1. | Os resultados do ensaio do TC GRUCAD | 83 |
| 10.2.2. | Os resultados do ensaio TC Eletrosul..... | 94 |
| 10.3. | Conclusão..... | 105 |
| 11. | CONSIDERAÇÕES FINAIS..... | 106 |
| | REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS | 109 |
| | ANEXO A | 113 |
| | As fontes de alimentação para a eletrônica de instrumentação | 113 |
| | ANEXO B..... | 116 |
| | O diagrama esquemático do compensador de tensão | 116 |
| | ANEXO C | 117 |
| | As especificações do indutor de filtro..... | 117 |
| | ANEXO D | 118 |
| | Ensaio ao degrau para a obtenção dos parâmetros da planta | 118 |
| | ANEXO E..... | 122 |
| | Transformador elevador toroidal | 122 |
| | ANEXO F..... | 125 |
| | O TC GRUCAD | 125 |
| | O TC Eletrosul..... | 127 |

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas;

ANSI – American National Standards Institute;

CC – Corrente Contínua;

EMI – Em português, Interferência Eletromagnética;

FC – Fator de Crista;

FPB – Filtro Passa-Baixas;

fs – Frequência de comutação dos IGBTs;

FT – Função de Transferência;

GNO – Grão Não Orientado;

GO – Grão Orientado;

GRUCAD – Grupo de Análise e Concepção de Dispositivos Eletromagnéticos;

IGBT – Em português, Transistor Bipolar de Porta Isolada;

IEC - International Electrotechnical Commission;

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers;

LAESP – Laboratório de Acionamentos Especiais;

LALTE – Laboratório de Alta Tensão da Eletrosul;

LabView – Em Português, Laboratório de instrumentos virtuais;

MF – Margem de Fase;

MG – Margem de Ganho;

PI – Proporcional Integral;

PID – Proporcional Integral Derivativo;

RLC – Resistivo Indutivo Capacitivo;

rms – Em português, valor eficaz;

SER – Em português, Resistência Série Equivalente;

tap – Em português, conector de derivação;

TC – Transformador de Corrente;

TP – Transformador de Potencial;

VI – Em português, Instrumento Virtual;

LISTA DE SÍMBOLOS E UNIDADES

δ – Profundidade de penetração [m];

ϵ_0 – Permissividade elétrica: $8,85 \cdot 10^{-12}$ [F/m];

ϵ_r – Permissividade elétrica relativa;

ϕ – Fluxo magnético [Wb];

ϕ_m – Fluxo magnético de magnetização [Wb];

ϕ_r – Fluxo magnético remanente [Wb];

ϕ_s – Fluxo magnético de saturação [Wb];

μ_0 – Permeabilidade magnética do espaço livre: $4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m];

μ_r – Permeabilidade magnética relativa;

ρ – Densidade volumétrica de carga [C/m^3];

σ – Condutividade elétrica [S/m];

\mathfrak{R} – Relutância magnética [Ae/Wb];

\mathfrak{T} – Força magnetomotriz [Ae];

Ω – Ohm;

ω – Frequência angular [rad/s];

ω_n – Frequência natural [rad/s];

ξ – Coeficiente de amortecimento;

A – Área de uma secção [m^2];

a – Relação de transformação;

B – Indução magnética [T];

C_p – Capacitância presente entre as espiras primárias [F];

C_{ps} – Capacitância entre os enrolamentos [F];

C_s – Capacitância presente entre as espiras secundárias [F];

$C(s)$ – FT representante do controlador de tensão;

D – Indução elétrica [C/m^2];

E – Campo elétrico [V/m];

F – Farad;

f – Frequência em ciclos por segundo [Hz];

FF – Fator de Forma;

$FPB(s)$ – FT representante do filtro passa baixas frequências;

H – Campo magnético [H/m];

$H(s)$ – FT representante da planta;

Hz – Hertz;

i_m – Corrente de magnetização [A];

j – $\sqrt{-1}$, unidade imaginária;

J – Densidade superficial de corrente [A/m^2];

K_r – Fator de remanência magnética;

K_{tap} – Constante do divisor resistivo;

L – Indutância própria do elemento [L];

L_c – Característica puramente indutiva da carga [H];

L_d – Indutância de dispersão do elemento [H];

L_m – Indutância de magnetização do primário [H];

L_p – Indutância de dispersão primária [H];

L_s – Indutância de dispersão secundária [H];

N – Número de espiras de um dado enrolamento;

ℓ_m – Caminho magnético médio [m];

R_c – Característica puramente resistiva da carga [Ω];

R_{fe} – Elemento representativo das perdas no núcleo [Ω];

R_p – Resistência elétrica primária [Ω];

R_s – Resistência elétrica secundária [Ω];

s – Operador de Laplace: $s = j\omega$;

$T'(s)$ – FT genérica do transformador elevador e filtro RLC;

$T(s)$ – FT genérica do transformador elevador;

$U(t)$ – Tensão senoidal gerada para ensaios [V];

V_m – Tensão induzida no elemento indutivo [V];

V_{sec} – Tensão nos terminais do secundário [V];

W_e – Perdas excedentes ou anômalas [J/kg];

W_f – Perdas por Foucault [J/kg];

W_h – Perdas por histerese [J/kg];

Z – Impedância associada a um elemento [Ω];

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| Figura 1 - Geração de um campo magnético por uma corrente elétrica. . | 5 |
| Figura 2 - Fluxo de magnetização e fluxo de dispersão. | 7 |
| Figura 3 - Estrutura com entreferro. | 9 |
| Figura 4 - Indutância de um dispositivo bobinado. | 10 |
| Figura 5 - Permeabilidade e Indução magnéticas [3]. | 12 |
| Figura 6 - Esboço das três componentes das perdas no ferro em função da frequência [4]. | 14 |
| Figura 7 - Ciclo do fluxo magnético. | 15 |
| Figura 8 - Modelo da estrutura de uma parede entre dois domínios [5]. | 17 |
| Figura 9 - Laço de fluxo magnético e a localização do fluxo remanente e o de saturação. | 17 |
| Figura 10 - Localização da predominância dos fenômenos ocorridos nos domínios magnéticos [4]. | 18 |
| Figura 11 - A concepção de domínios magnéticos em relação ao estado de magnetização do material ferromagnético [3]. | 19 |
| Figura 12 - Estrutura de apenas um enrolamento. | 20 |
| Figura 13 - O TC usado como um monitor de corrente. | 22 |
| Figura 14 - Circuito elétrico geral de um TC. | 26 |
| Figura 15 - Circuito elétrico simplificado de um TC referenciado ao secundário. | 26 |
| Figura 16 - Técnica de construção de entreferros em TCs [8]. | 28 |
| Figura 17 - Laços de fluxo magnético por corrente de magnetização, em um núcleo toroidal típico, sem e com um <i>gap</i> [3]. | 29 |
| Figura 18 - Circuito do TC sendo excitado pelo secundário [10], [12]. | 31 |
| Figura 19 - Metodologia de obtenção do laço de fluxo, segundo as normas técnicas vigentes [10], [12]. | 33 |
| Figura 20 - Determinação da curva de saturação para TCs [7]. | 35 |
| Figura 21 - Diagrama de blocos da bancada de ensaios de TCs de alta tensão em baixas frequências. | 36 |
| Figura 22 – Circuito do filtro condicionador de sinais. | 37 |
| Figura 23 - Resistor <i>shunt</i> de 75mV@100A. | 38 |
| Figura 24 – Circuito do amplificador diferencial de corrente. | 38 |
| Figura 25 – Circuito do detector de <i>offset</i> | 39 |
| Figura 26 – Circuito isolador de sinais. | 40 |
| Figura 27 – Circuito subtrator atenuador de ondulações. | 41 |
| Figura 28 – Resistores <i>shunt</i> de 0,2 Ω a 1%. | 41 |
| Figura 29 - Diagrama de blocos do INA118. | 42 |
| Figura 30 - INA118 com FPB. | 42 |

| | |
|--|----|
| Figura 31 - Divisor resistivo da tensão de excitação nos terminais do TC sob ensaio. | 44 |
| Figura 32 - Resistor adequado ao uso em altas tensões. | 44 |
| Figura 33 - Resistores de elevada precisão para o divisor resistivo. | 45 |
| Figura 34 - Aparato de apoio ao conversor CC-CA. | 46 |
| Figura 35 - Estrutura do inversor CC-CA ponte completa. | 47 |
| Figura 36 - Braço de chaves IGBTs utilizados. | 47 |
| Figura 37 - Dispositivos SKHI 23/12R. | 48 |
| Figura 38 – Formas de onda para ajuste de parâmetros de segurança para os IGBTs. | 49 |
| Figura 39 - Ábaco de escolha do capacitor para o ajuste de parâmetros de segurança para os IGBTs. | 49 |
| Figura 40 - Modulação PWM senoidal a três níveis. | 51 |
| Figura 41 - Esquemático do elemento filtrante com o divisor de tensão resistivo na saída. | 52 |
| Figura 42 – Os diagramas de resposta em frequência dos <i>taps</i> de saída do transformador elevador e do filtro convencional. | 53 |
| Figura 43 – O diagrama da resposta em frequência dos elementos filtrantes, ou seja, o efeito do RLC visto em série com cada <i>tap</i> do transformador elevador. | 54 |
| Figura 44 - Diagrama completo da malha fechada de controle de tensão. | 56 |
| Figura 45 - Definição do diagrama de blocos da planta $H(s)$ e a sua perturbação, um TC conectado. | 57 |
| Figura 46 - Disposição para o ensaio ao degrau. | 58 |
| Figura 47 - Algoritmo simplificado para a obtenção dos parâmetros do controlador de tensão. | 59 |
| Figura 48 - Magnitude e fase para $H_{10\text{Hz}}(s)$ | 60 |
| Figura 49 - Magnitude e fase para $H_{60\text{Hz}}(s)$ | 61 |
| Figura 50 - Magnitude e fase para as FTs $H_{10\text{Hz}}(s)$ e $H_{60\text{Hz}}(s)$ | 62 |
| Figura 51 - Núcleo estrutural do controlador de tensão. | 64 |
| Figura 52 - Associação da planta com o compensador (na curva em azul) comparada com a curva da planta com o PI e o ganho limite (cerca de 25 vezes) (curva na cor verde). | 66 |
| Figura 53 - Operação dentro dos parâmetros normais. | 67 |
| Figura 54 - Modelo de parâmetros concentrados para transformador [26]. | 69 |
| Figura 55 – Conformação dos enrolamentos e das camadas isolantes ao redor da secção dos núcleos A_1 e A_2 | 71 |
| Figura 56 - Fluxograma do programa de geração de referência e aquisição de dados [29]. | 74 |

| | |
|---|-----|
| Figura 57 – A interface do VI de geração e aquisição..... | 74 |
| Figura 58 - Janela dos parâmetros do TC..... | 75 |
| Figura 59 - Janela da referência de tensão e frequência no ensaio..... | 76 |
| Figura 60 - Janela dos parâmetros da bancada..... | 77 |
| Figura 61 - Janela do aviso de alerta..... | 78 |
| Figura 62 - Fluxograma do programa de análise dos dados [29]..... | 79 |
| Figura 63 - Interface do VI de análise..... | 80 |
| Figura 64 – Itens da tabela da saída de dados do VI de análise..... | 81 |
| Figura 65 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 5 Hz..... | 84 |
| Figura 66 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 10 Hz..... | 84 |
| Figura 67 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 20 Hz..... | 85 |
| Figura 68 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 30 Hz..... | 85 |
| Figura 69 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 40 Hz..... | 86 |
| Figura 70 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 50 Hz..... | 86 |
| Figura 71 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 60 Hz..... | 87 |
| Figura 72 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 80 Hz..... | 87 |
| Figura 73 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD;100 Hz..... | 88 |
| Figura 74 - Fator de remanência magnética (não percentual), K_r , (e o FF) na frequência, no TC GRUCAD..... | 89 |
| Figura 75 - Laços concêntricos de fluxo magnético pela corrente de excitação, no TC GRUCAD..... | 90 |
| Figura 76 - Laços em frequências mais diversificadas, no TC GRUCAD..... | 91 |
| Figura 77 – Obtenção do ângulo de qualidade no TC GRUCAD..... | 94 |
| Figura 78 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 5 Hz..... | 95 |
| Figura 79 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 10 Hz..... | 95 |
| Figura 80 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 20 Hz..... | 96 |
| Figura 81 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 30 Hz..... | 96 |
| Figura 82 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 40 Hz..... | 97 |
| Figura 83 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 50 Hz..... | 97 |
| Figura 84 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 60 Hz..... | 98 |
| Figura 85 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 80 Hz..... | 98 |
| Figura 86 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 100 Hz..... | 99 |
| Figura 87 - Fator de remanência magnética (não percentual), K_r , (e o FF) na frequência, no TC Eletrosul..... | 100 |
| Figura 88 - Laços concêntricos de fluxo magnético pela corrente de excitação, no TC Eletrosul..... | 102 |
| Figura 89 - Laços em frequências mais diversificadas, no TC Eletrosul..... | 103 |
| Figura 90 - Ângulo de qualidade no TC Eletrosul..... | 104 |
| Figura 91 - Filtro da alimentação para ruído oriundo da rede elétrica..... | 113 |

| | |
|---|-----|
| Figura 92 – Diagrama esquemático 1 das fontes..... | 114 |
| Figura 93 – Diagrama esquemático 2 das fontes. | 115 |
| Figura 94 - O diagrama esquemático do compensador de tensão. | 116 |
| Figura 95 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 10 Hz..... | 118 |
| Figura 96 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 20 Hz..... | 119 |
| Figura 97 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 30 Hz..... | 120 |
| Figura 98 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 40 Hz..... | 120 |
| Figura 99 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 50 Hz..... | 121 |
| Figura 100 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 60 Hz..... | 121 |
| Figura 101 – Manufatura do transformador elevador toroidal. | 124 |
| Figura 102 - Dimensão do TC GRUCAD. | 125 |
| Figura 103 - TC Eletrosul entre o acadêmico mestrando e a sua bancada de ensaios de TCs de alta tensão, no LALTE, Eletrosul. | 128 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|---|-----|
| Tabela 1 - O primário do transformador..... | 122 |
| Tabela 2 - O secundário do transformador. | 122 |
| Tabela 3 - Relações dos <i>taps</i> do primário. | 123 |
| Tabela 4 - Relações dos <i>taps</i> do secundário. | 123 |
| Tabela 5 - Constantes do <i>tap</i> resistivo de alta tensão (visto na Figura 31, no quinto capítulo). | 124 |
| Tabela 6 – Folha de dados do TC GRUCAD. | 125 |
| Tabela 7 - Dados relativos ao TC GRUCAD | 126 |
| Tabela 8 - Folha de dados do TC Eletrosul. | 127 |
| Tabela 9 - Dados relativos ao TC da Eletrosul | 129 |

1. Introdução

No ano de 2008, a Eletrosul realizou um P&D com o Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos — GRUCAD — da Universidade Federal de Santa Catarina — UFSC, para um estudo aprofundado de transformadores de corrente de alta tensão, sobre o aspecto da avaliação destes equipamentos em laboratório. Na ocasião, foram levantados muitos questionamentos a respeito das normas técnicas vigentes e metodologias de ensaios. Uma das questões mais relevantes no ensaio de transformadores de corrente de alta tensão reside na dificuldade de operar em frequências distintas a da rede elétrica industrial. Assim, foi percebida a necessidade de uma bancada capaz de excitar esses transformadores de alta tensão em diversas frequências. O resultado dos ensaios em múltiplas frequências conduziu este estudo a uma metodologia de análise da qualidade do material magnético dos dispositivos transformadores em questão.

1.1. Objetivos

Este trabalho de mestrado apresenta como proposta o desenvolvimento de uma bancada para ensaiar transformadores de corrente — TCs — de alta tensão, abordando também propostas metodológicas para a realização de ensaios.

Na presente abordagem, após a introdução aos conceitos teóricos à análise de TCs, este estudo tratará da construção de um equipamento para ensaios de saturação em transformadores de corrente de alta tensão, principalmente em frequências inferiores à industrial.

No início, o estudo seria restrito a construção de uma bancada de ensaios para a obtenção das curvas de magnetização, dos fatores de remanência magnética e dos laços de fluxo por corrente. Porém, a partir destes objetivos, o trabalho foi direcionado a uma proposta de estratégia de ensaios para avaliar TCs de alta tensão em relação às perdas dinâmicas. Esta proposta é apresentada com a denominação de “ângulo de qualidade”.

Com o conhecimento de algumas normas técnicas sobre TCs de alta tensão, foram desenvolvidos instrumentos virtuais para a geração da referência senoidal, obtenção da forma de onda da tensão e corrente de excitação e processamento dos dados, a fim de realizar análises destes equipamentos.

1.2. Estrutura da dissertação

Esta dissertação está estruturada em 11 capítulos e aborda os conceitos pertinentes de eletromagnetismo, os desenvolvimentos metodológicos e os estudos e ensaios realizados. Alguns capítulos foram didaticamente sintetizados de forma semelhante a um manual de operação. Adaptando o modelo acadêmico às demandas da utilização em campo, dada a operação da bancada por terceiros e as necessidades de manutenção e aprimoramentos.

No capítulo 2 é apresentado um estudo sobre alguns dos princípios físicos mais recorrentes neste trabalho. É dado enfoque às grandezas físicas necessárias à compreensão da problemática estudada, assim como às principais características construtivas que influenciam nos transformadores de corrente. Esta abordagem tem como foco o desenvolvimento do aparato da bancada de ensaios de TCs.

O capítulo 3 apresenta em mais detalhes, os critérios sobre materiais ferromagnéticos mais relacionados com o tipo de avaliação e metodologias para ensaios de TC.

No capítulo 4 são apresentados o estudo e a análise dos transformadores de corrente de alta tensão, onde se lança mão de alguns aspectos normatizados. A apresentação de questões relacionadas a este trabalho é feita por meio de normas técnicas vigentes.

O capítulo 5 apresenta a eletrônica de instrumentação na forma de diagramas esquemáticos.

No capítulo 6 é apresentada a topologia relacionada às técnicas de eletrônica de potência e modulação PWM frente ao método aplicado de excitação de TCs de alta tensão.

O capítulo 7 apresenta o projeto do compensador de tensão adotado, bem como das malhas auxiliares que detectam problemas na corrente de excitação.

O capítulo 8 apresenta o projeto do transformador elevador do protótipo. Além disso, é discutida e verificada sua condição de filtro para o fluxo de potência modulado em PWM.

No capítulo 9 são apresentados os instrumentos virtuais relacionados com a geração e aquisição dos sinais, bem como do instrumento virtual de análise desenvolvido neste trabalho.

No capítulo 10 são apresentados os resultados experimentais realizados no GRUCAD e na Eletrosul, assim como a análise do conhecimento gerado.

No capítulo 11 apresentam-se as considerações finais do trabalho, abordando sumariamente o que foi desenvolvido, os resultados atingidos e os aspectos a serem melhorados.

São apresentados anexos, os quais são citados e referenciados ao longo do texto da dissertação.

2. Os princípios físicos

2.1. Introdução

Neste capítulo serão abordados os fundamentos que influenciam na avaliação qualitativa de transformadores de corrente de alta tensão em diversas frequências inferiores à de operação nominal. Serão observados e analisados alguns fenômenos a respeito do desenvolvimento da tensão de excitação em função da corrente de excitação em dispositivos cujas características auxiliam na compreensão dos TCs de alta tensão.

2.2. A natureza eletromagnética dos fenômenos físicos

No estudo dos dispositivos eletromagnéticos, as grandezas físicas decorrem da constatação de fenômenos naturais [1]. São a essência do conhecimento capaz de correlacionar os fenômenos elétricos com os magnéticos, e suas denominações são: o campo elétrico, \mathbf{E} [V/m]; a indução elétrica, \mathbf{D} [C/m²]; o campo magnético, \mathbf{H} [A/m]; a indução magnética, \mathbf{B} [T]; a densidade superficial de corrente, \mathbf{J} [A/m²]; a densidade volumétrica de carga, ρ [C/m³]; a permeabilidade magnética, μ ; a permissividade elétrica, ϵ ; e a condutividade elétrica, σ .

A compreensão dos fenômenos eletromagnéticos dependerá da identificação das quatro leis organizadas por Maxwell pelas equações:

$$\nabla \times \vec{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad \text{Lei de Ampère} \quad (2.1)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad \text{Lei de Gauss para o magnetismo} \quad (2.2)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad \text{Lei de Faraday-Lenz} \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad \text{Lei de Gauss} \quad (2.4)$$

Em geral, a análise dos problemas implica em conectar matematicamente as quatro equações de Maxwell e isso é feito com o que se denomina equações constitutivas, essencialmente dadas pelas equações:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (2.7)$$

2.3. A indução magnética nas proximidades de um condutor

Inicialmente, deve-se compreender como a corrente em uma espira é relacionada com o campo magnético \mathbf{H} produzido, para em seguida se chegar à compreensão do fluxo magnético no material ferromagnético do núcleo do dispositivo.

Por exemplo, ao redor de um fio condutor, pelo qual passa uma corrente elétrica, é produzido um campo magnético circular, \mathbf{H} , e uma indução magnética, \mathbf{B} , relacionados através da permeabilidade magnética, μ , conforme a equação (2.6).

A representação deste caso pode ser dada conforme mostra a Figura 1. Adotando o sentido convencional da corrente elétrica através do condutor, e não o fluxo de elétrons, verifica-se a circulação de linhas de campo magnético \mathbf{H} que são turbilionárias em relação à corrente elétrica sendo seu sentido dado pela regra da mão direita.

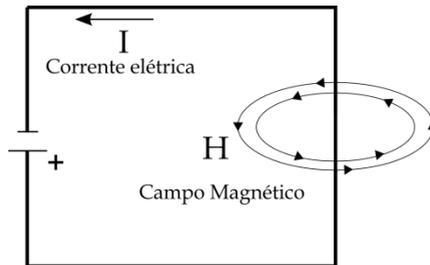


Figura 1 - Geração de um campo magnético por uma corrente elétrica.

2.4. O fluxo magnético no material ferromagnético

Para meios homogêneos e lineares, o fluxo magnético apresentado na Figura 2 pode ser representado pela equação (2.8).

$$\phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad [\text{Wb}] \quad (2.8)$$

Embora a unidade de fluxo magnético no sistema internacional seja o Weber [Wb], este ente eletromagnético é eventualmente apresentado na unidade de Tesla vezes metro ao quadrado [Tm^2], ou ainda por Volt vezes segundo [Vs] [2].

Considerando as linhas do campo magnético \mathbf{H} confinadas na seção de área A , a definição do fluxo normal a essa superfície segue como na equação (2.9), onde θ é o ângulo de \mathbf{B} com o vetor perpendicular à superfície A .

$$\phi = BA \cos \theta \quad [\text{Wb}] \quad (2.9)$$

2.5. A indutância de dispersão e a indutância de magnetização

O fluxo magnético, ϕ_i , produzido por uma corrente i , em um solenoide de N espiras, define sua indutância própria L segundo a equação (2.10) na unidade de Henry, [H].

$$L = N \frac{\phi_i}{i} \quad [\text{H}] \quad (2.10)$$

O fluxo de magnetização, ϕ_m , é a porção das linhas de fluxo que seguem o circuito magnético, ainda que existam pequenas descontinuidades do material magnético utilizado no núcleo, ou seja, entreferros ou *gaps*. O fluxo de dispersão, ϕ_d , é a porção das linhas de fluxo dispersadas fora do material magnético ou quando algumas linhas do fluxo gerado por algumas espiras não atravessa outras. A Figura 2 busca ilustrar esse fato, que é modelado pela equação (2.11) [2].

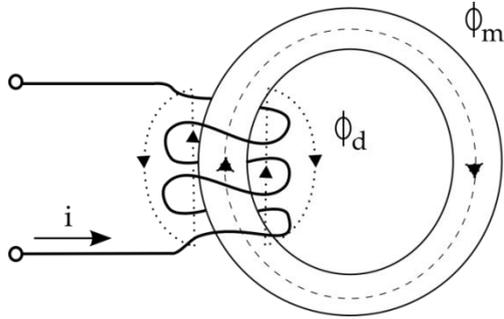


Figura 2 - Fluxo de magnetização e fluxo de dispersão.

$$\phi_m = \phi_t - \phi_d \quad (2.11)$$

2.6. A relutância de um circuito magnético

Considerando um circuito magnético percorrido por linhas de indução, pela lei de Ampère, pode-se escrever a equação (2.12).

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = Ni \quad (2.12)$$

Com as relações entre as equações (2.6) e (2.9), chega-se na equação (2.13).

$$\oint \frac{dl}{\mu S} \cdot \phi = Ni \quad (2.13)$$

Assim, a relutância do circuito magnético é definida na equação (2.14).

$$\mathfrak{R} = \oint \frac{dl}{\mu S} \quad [\text{Ae/Wb}] \quad (2.14)$$

Por outro lado, a relação entre relutância, fluxo magnético e força magnetomotriz é dada por (2.15).

$$\mathfrak{R}\phi = Ni \quad [\text{Ae}] \quad (2.15)$$

A relutância é uma grandeza dependente das características geométricas do núcleo e da sua permeabilidade. No sistema internacional de unidades, a relutância é dimensionada em Ampères-espira por Weber [2].

Em um circuito magnético, a relutância total pode ser definida como a soma da parcela de relutância do material ferromagnético, \mathfrak{R}_n , e a parcela do entreferro, \mathfrak{R}_e . Deste modo, o fluxo magnético em um circuito com entreferro, segundo a Figura 3, pode ser expresso pela equação (2.16).

$$\phi = \frac{Ni}{\mathfrak{R}_n + \mathfrak{R}_e} \quad [\text{Wb}] \quad (2.16)$$

Considerando as áreas de secção transversal do material ferromagnético, A_n , e do entreferro, A_e , assim como seus respectivos comprimentos, l_n e l_e , constantes, pode-se modelar as relutâncias do material ferromagnético e do entreferro de acordo com as equações (2.17) e (2.18).

$$\mathfrak{R}_n = \frac{l_n}{\mu_n A_n} \quad [\text{Ae/Wb}] \quad (2.17)$$

$$\mathfrak{R}_e = \frac{l_e}{\mu_0 A_e} \quad [\text{Ae/Wb}] \quad (2.18)$$

Por meio das equações (2.16), (2.17), (2.18), e da Lei de Ampère, torna-se possível alterar e definir diversas características dos núcleos magnéticos apenas trabalhando com os entreferros. A equação (2.19), relativa à circulação de campo magnético, possui grande importância na análise e projeto de circuitos magnéticos com entreferros ou contendo composições de materiais diversos.

$$Ni = H_n l_n + H_e l_e \quad (2.19)$$

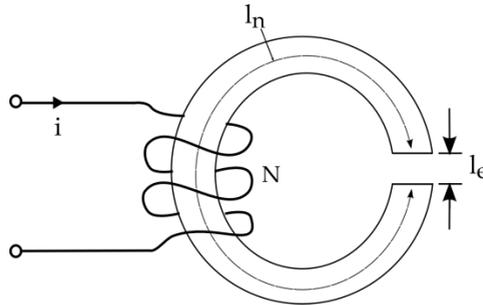


Figura 3 - Estrutura com entreferro.

2.7. A indutância de um dispositivo

A indutância pode ser adequadamente definida como a razão entre o fluxo concatenado no enrolamento e a corrente elétrica que flui pelo mesmo. A Figura 4 busca ilustrar esse fato, que é modelado pela equação (2.20).

$$L = \frac{N\phi}{i} = \frac{NBA}{i} = \frac{N\mu HA}{i} = \frac{N\mu HA}{\frac{Hl}{N}} = \frac{N^2}{\frac{l}{\mu A}} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad [\text{H}] \quad (2.20)$$

Assim, é evidente a influência da relutância magnética na indutância. Este assunto será abordado mais adiante no estudo dos entreferros dos núcleos ferromagnéticos.

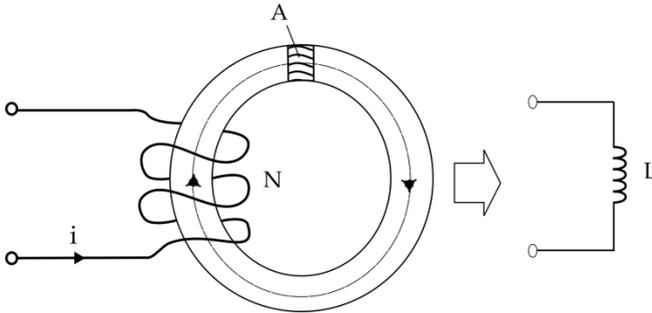


Figura 4 - Indutância de um dispositivo bobinado.

Considerando as linhas de fluxo magnético que atravessam a área da secção transversal A, modela-se a indutância de magnetização, L_m :

$$L_m = N \frac{\phi_m}{i} \quad [\text{H}] \quad (2.21)$$

A indutância de dispersão, L_d , relaciona-se com a porção de fluxo magnético que não contribui com a indutância de magnetização, sendo descrito pela equação (2.22).

$$L_d = N \frac{\phi_d}{i} \quad [\text{H}] \quad (2.22)$$

Desta maneira, a indutância própria, L , é definida pela equação (2.23) como a soma das indutâncias de magnetização e de dispersão.

$$L = L_d + L_m \quad [\text{H}] \quad (2.23)$$

Os fluxos ϕ_d e ϕ_m são proporcionais na razão direta à corrente eléctrica i circulante nos terminais de um dado dispositivo eletromagnético.

2.8. Conclusão

Apresentados os entes eletromagnéticos mais recorrentes neste trabalho, o objetivo do presente capítulo foi alcançado. Desta forma, os conceitos e as formulações que serão elaborados, poderão ser compreendidos e utilizados como base ferramental na construção de uma metodologia de ensaios de TCs de alta tensão em frequências distintas da nominal.

3. Materiais ferromagnéticos para fins elétricos

3.1. Introdução

Nos dispositivos eletromagnéticos, o material ferromagnético é o condutor de fluxo, e a sua caracterização é essencial à obtenção do ponto de operação mais adequado para um dispositivo nas fases de análise e concepção.

3.2. As características da permeabilidade magnética

A facilidade de um material em conduzir o fluxo magnético é relativo à sua própria permeabilidade magnética, μ , dada pela proporção entre \mathbf{B} e \mathbf{H} . A permeabilidade magnética nos materiais ferromagnéticos é uma característica não linear, suscetível ao fenômeno de saturação.

A variação em função do campo para a permeabilidade magnética e para a indução magnética é mostrada na Figura 5, na forma ilustrativa [3], evidenciando a região onde a permeabilidade magnética relativa é máxima.

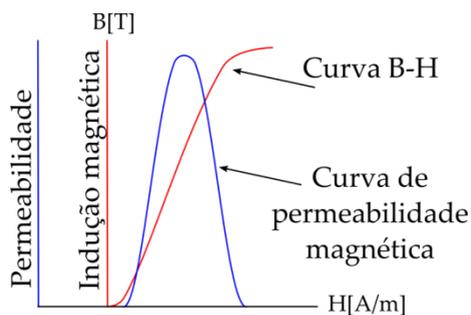


Figura 5 - Permeabilidade e Indução magnéticas [3].

Há pelo menos mais outra circunstância que exerce influência relevante sobre a permeabilidade magnética de um material ferromagnético. Em se elevando a frequência de operação, é observado o efeito das correntes induzidas no material, que geram um campo magnético, cuja consequência é de diminuição da permeabilidade magnética [3], além de aumentar a perda de energia no material.

Quando o material é submetido a frequências reduzidas, mas diferentes de zero, o lócus indução magnética, \mathbf{B} , por campo magnético,

\mathbf{H} , é o laço de histerese, e está relacionado com a energia perdida no fenômeno de movimentação dos domínios magnéticos [4], [1]. Nessas condições, a área A do laço \mathbf{B} versus \mathbf{H} (área do ciclo) é proporcional às perdas por histerese. Isso ocorre em frequências baixas o suficiente para que perdas relacionadas a correntes induzidas no material ferromagnético sejam irrelevantes. Da teoria do eletromagnetismo [1], tem-se a equação (3.1), que expressa as perdas por histerese, W_h , na unidade de Joule por massa de material considerado, em um período T_0 , correspondente a um ciclo completo [4]. É importante observar que as perdas por histerese permanecem constantes, independentes da frequência de excitação. Por isso são também denominadas perdas estáticas.

$$W_h = \frac{1}{m_v} \int_{B_0}^{B_{T_0}} H dB \quad [\text{J/kg}] \quad (3.1)$$

Na prática, a melhor maneira de se obter o laço de histerese é usando uma frequência baixíssima (menor do que 1 Hz para, por exemplo, aços para fins elétricos), pois a magnetização seria tão lenta ao ponto de ser possível desconsiderar a presença que são proporcionais à condutividade elétrica (2.5). A equação (3.2) expressa as perdas por correntes de Foucault, onde σ é a condutividade elétrica do material, E é o campo elétrico promotor de correntes induzidas e dv é o elemento infinitesimal de volume do material. Desenvolvendo esta equação [1], [4], tem-se a equação (3.3), onde d é a espessura das lâminas do material e T_0 corresponde ao período de um ciclo completo.

$$W_f = \iiint \sigma E^2 dv \quad [\text{J/kg}] \quad (3.2)$$

$$W_f = \frac{\sigma d^2}{12 f m_v T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 dt \quad [\text{J/kg}] \quad (3.3)$$

Ainda existe uma terceira parcela de perdas magnéticas, classificadas como perdas excedentes ou anômalas. É a parcela relativa a correntes induzidas não previstas nos cálculos das perdas por correntes de Foucault (3.2). Segundo Bertotti et alli [6], quando levada em conta a equação (3.4), a estimação das perdas magnéticas é mais precisa. A equação (3.4) calcula as perdas excedentes, onde as constantes σ , G ,

V_0 são relativas a características próprias do material, e S é a seção magnética do material [4].

$$W_e = \sqrt{\sigma G V_0 S} \int_{\Delta t} \left| \frac{dB}{dt} \right|^{\frac{3}{2}} dt \quad [\text{J/kg}] \quad (3.4)$$

Somente na condição de ensaios em baixíssimas frequências (onde os fenômenos de perdas dinâmicas podem ser desprezados), as curvas no lócus BH poderiam ser coincidentes com o laço de histerese próprio do material. A área fechada interna ao laço de histerese corresponde exclusivamente às perdas devidas ao fenômeno de histerese magnética. E em se elevando a frequência adotada no ensaio, as perdas por histerese representam valores fixos em relação às perdas por correntes de Foucault e anômalas (perdas excedentes). Assim, as perdas, que partem de um valor fixo mínimo, aumentam com o incremento da frequência de operação no dispositivo com núcleo ferromagnético. Essa relação é representada na Figura 6.

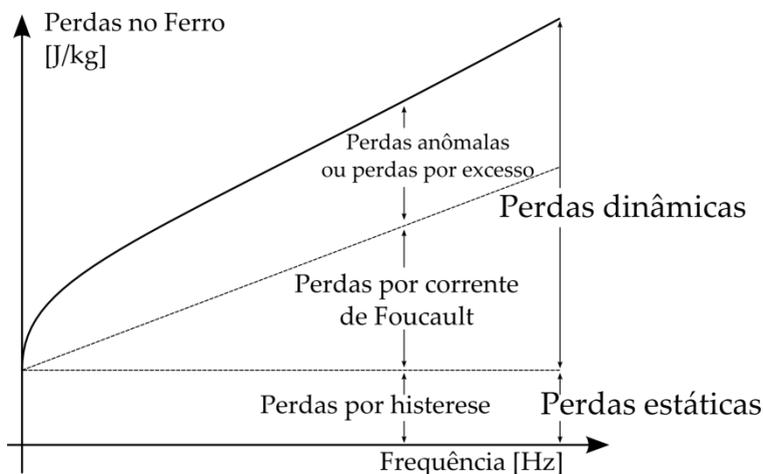


Figura 6 - Esboço das três componentes das perdas no ferro em função da frequência [4].

As perdas totais no ferro são o somatório dos três tipos de perdas discutidas anteriormente. Um modo de obtenção do valor das perdas totais é dado pela equação (3.5) que é válida para qualquer frequência de operação.

$$W_{\text{totais}} = \frac{1}{m_v} \oint HdB \quad [\text{J/kg}] \quad (3.5)$$

Se as perdas excedentes puderem ser desprezadas, mantendo-se o mesmo nível de indução no material, um valor diretamente proporcional à frequência de operação, proporcional também às perdas totais no ferro, W_{totais} , pode ser obtido pelo cálculo da área do laço fechado de fluxo magnético. Essa proposta será utilizada neste trabalho como uma forma de avaliação qualitativa de materiais magnéticos [4].

3.3. A magnetização de materiais ferromagnéticos

Uma das maneiras de se visualizar a magnetização de um material ferromagnético é através do laço fechado formado pela variação temporal do fluxo magnético em função da corrente de magnetização, como mostra a Figura 7.

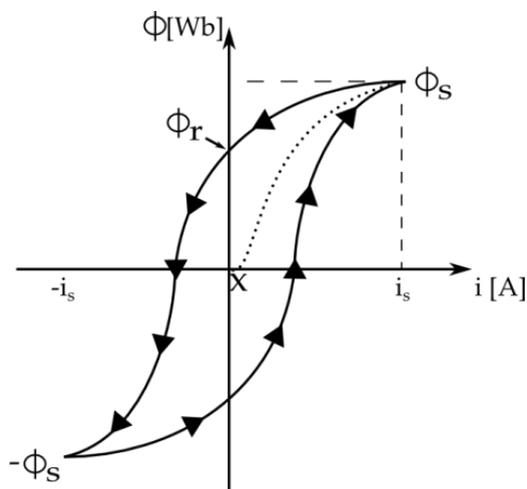


Figura 7 - Ciclo do fluxo magnético.

Na Figura 7, pressupõe-se que o material está magneticamente neutro quando se inicia a excitação. A partir da origem do ponto X dos eixos de simetria, o fluxo magnético é incrementado na proporção da

tensão imposta ao enrolamento do dispositivo (este equacionamento será apresentado no próximo capítulo). O valor de fluxo naturalmente aumenta ao passo em que se observa a evolução da corrente elétrica na “primeira imantação”, chegando a um valor de saturação, ϕ_s , que corresponderá ao primeiro valor de corrente relativo à saturação do material. Partindo desta corrente de saturação, i_s , e decrementando o valor do fluxo magnético, quando a corrente tem valor nulo, tem-se o valor do fluxo remanente. Isto significa que, mesmo sem a circulação de corrente elétrica no enrolamento, permanecerá uma magnetização residual no núcleo. Assim o valor do fluxo magnético é o denominado remanente, ϕ_r , resultado de ainda existir um grau de alinhamento conjunto dos “domínios de Weiss” [4].

Continuando o ensaio, quando a tensão imposta ao dispositivo for tal que a polaridade da corrente se inverta, reduzirá ϕ_r ao ponto onde o fluxo magnético seja nulo.

Com a corrente elétrica evoluindo para valores negativos, haverá um par coordenado formado por um valor da corrente (nula neste caso) para um dado valor $-\phi_r$. Quando cessa a tensão aplicada ao enrolamento do dispositivo não haverá energia para fazer os domínios retornarem as suas posições originais. Há, portanto, alguma energia armazenada na estrutura. Esta energia é responsável por um fluxo magnético remanente, ϕ_r .

O processo de magnetização do material (representado na Figura 8 [5]) é essencialmente devido à movimentação rotacional das paredes de domínios, que formam os chamados “domínio de Weiss”. Há também o fenômeno do deslocamento das paredes dos domínios magnéticos, fato que segundo [6] explica a origem da variação da magnetização no material. Já sob o aspecto do domínio em si, no estudo clássico dos materiais ferromagnéticos, o fenômeno da rotação dos domínios magnéticos é dito conservativo, ou seja, a energia é armazenada em uma parte do ciclo e devolvida em outra. Porém, o fenômeno de deslocamento das paredes dos domínios é relacionado com as perdas irreversíveis. [4]

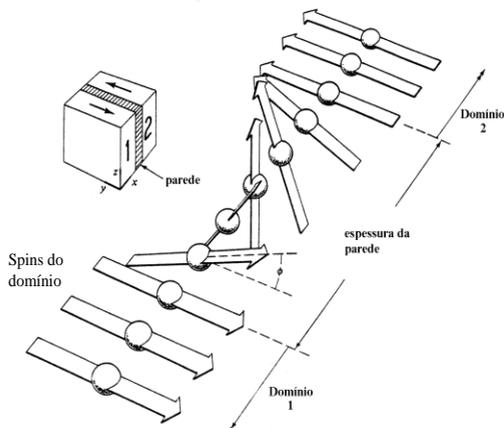


Figura 8 - Modelo da estrutura de uma parede entre dois domínios [5].

No exemplo de laço de fluxo magnético por corrente de excitação da Figura 9, podem ser definidas as regiões onde os domínios magnéticos sofrem fenômenos muito específicos, refletindo em características magnéticas do material.

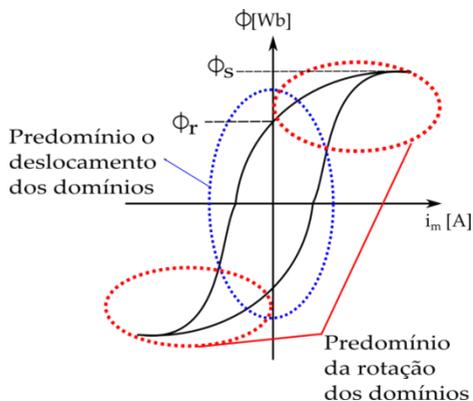


Figura 9 - Laço de fluxo magnético e a localização do fluxo remanente e o de saturação.

Os mesmos comportamentos dos domínios magnéticos podem também ser delimitados na curva de magnetização. A Figura 10 mostra a região onde cada tipo de fenômeno ocorre prioritariamente nesta curva.

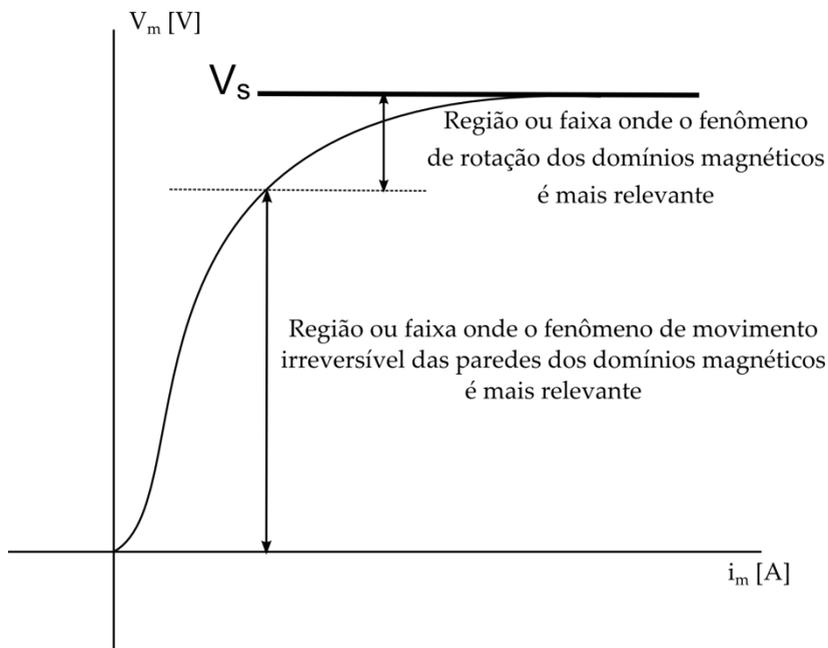
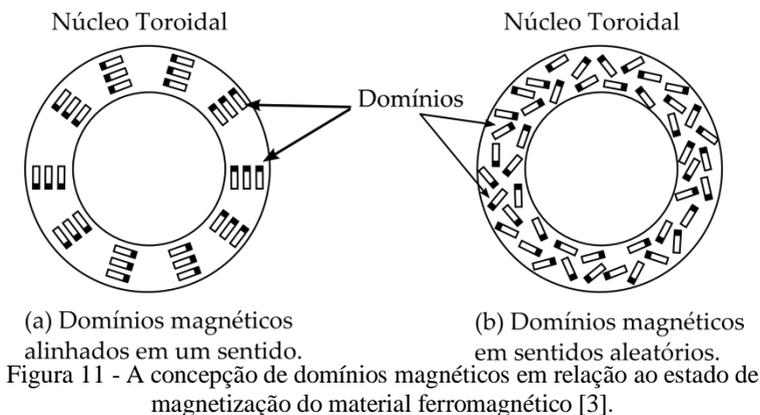


Figura 10 - Localização da predominância dos fenômenos ocorridos nos domínios magnéticos [4].

O grau de magnetização de um material depende do grau de alinhamento das partículas, ou domínios.

Um material magnético é dito magnetizado quando os domínios magnéticos se encontram alinhados em uma trajetória estabelecida, conforme mostrada na Figura 11 (a) para o caso de um toróide. Antagonizando esta situação, a distribuição aleatória das polaridades dos seus domínios, confere o estado desmagnetizado. Exemplo disso é mostrado na Figura 11 (b).



3.4. Um método de medida de perdas magnéticas em estruturas de apenas um enrolamento

Neste tópico será abordada a metodologia de medição das características magnéticas de um material ferromagnético. A caracterização inicia-se pela medição da tensão e corrente de excitação, assim como do valor da resistência ôhmica do enrolamento. O diagrama simplificado do aparato pode ser identificado na Figura 12.

Para o cálculo da perda magnética no material, a partir das variáveis tensão de excitação, $V_{exc}(t)$, e corrente de excitação, $I_{exc}(t)$, obtém-se a potência instantânea $p(t)$. Esta potência é a perda elétrica demandada na excitação do dispositivo em um instante no tempo, dada pela equação (3.7) [4].

$$p(t) = V_{exc}(t)I_{exc}(t) \quad [\text{W}] \quad (3.7)$$

Conhecendo-se a resistência do enrolamento R_{cobre} e considerando temperatura constante, é possível deduzir a parcela das perdas elétricas relacionada à dissipação de calor no enrolamento, dadas em Watts através de (3.8).

$$P_{cobre}(t) = R_{cobre}I_{cobre}^2(t) \quad [\text{W}] \quad (3.8)$$

Finalmente, por meio da equação (3.9), pode-se determinar as perdas no elemento ferromagnético que compõe o núcleo

$$P_{\text{ferromagnético}} = \frac{1}{T} \int_0^T [p(t) - P_{\text{cobre}}(t)] dt \quad [\text{W}] \quad (3.9)$$

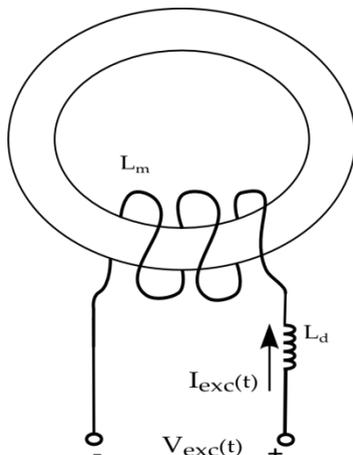


Figura 12 - Estrutura de apenas um enrolamento.

Neste trabalho será desenvolvida uma metodologia embasada nos princípios demonstrados pelo presente método de medidas de perdas magnéticas em estruturas de apenas um enrolamento [4]. Além disto, o estudo de algumas normas técnicas para TCs (a serem apresentadas no próximo capítulo) foi também necessário para a concepção da bancada de ensaios de TCs de alta tensão que, a partir das grandezas medidas nos terminais de um TC, permite avaliá-lo quanto aos objetivos propostos neste trabalho.

3.5. Correção do fluxo magnético e da tensão de excitação no dispositivo

Para um dispositivo eletromagnético de N espiras, a tensão $v(t)$ se escreve a partir do fluxo magnético, $\phi(t)$, através da Lei de Faraday, dada pela equação (3.10).

$$v(t) = N \frac{\partial \phi(t)}{\partial t} \quad [\text{V}] \quad (3.10)$$

Assim, o fluxo magnético pode ser calculado através da integral da tensão no enrolamento como na equação (3.12).

$$\phi(t) = \frac{1}{N} \int v(t) dt \quad [\text{Wb}] \text{ ou } [\text{V.s}] \quad (3.12)$$

Sob o aspecto da magnetização do material, a Lei de Faraday mostra que a saturação do material é imposta pela tensão aplicada sobre o enrolamento de N espiras.

A partir da tensão no terminal secundário do TC, v_{sec} , subtraindo o valor da tensão exclusivamente relacionada ao fenômeno da perda Joule nos condutores do enrolamento, é possível determinar a tensão de excitação magnética, ou seja, a tensão do circuito indutivo da magnetização v_m . Para isso, subtrai-se o produto da corrente de excitação, I_m , com a resistência do condutor bobinado, R_{cobre} , como é dado pela equação (3.13).

$$v_m(t) = N \frac{\partial \phi(t)}{\partial t} = v_{\text{sec}} - I_m(t) R_{\text{cobre}} \quad [\text{V}] \quad (3.13)$$

A partir do conhecimento da tensão $v_m(t)$, o fluxo corrigido ϕ_m é obtido através da equação (3.14).

$$\phi_m(t) = \frac{1}{N} \int v_m(t) dt \quad [\text{Wb}] \text{ ou } [\text{V.s}] \quad (3.14)$$

3.6. Conclusão

O objetivo deste capítulo se cumpre com a exposição dos conceitos e formulações pertinentes aos ensaios em TCs através do secundário. São contemplados os entendimentos necessários a respeito do comportamento dos materiais magnéticos, das formulações sobre os tipos de perdas, da obtenção experimental de um valor próximo as perdas no ferro e formulações sobre a influência da perda Joule nos condutores. No próximo capítulo será mostrado um precedente dentro das normas técnicas para o ensaio de TCs através do secundário.

4. O transformador de corrente

4.1. Introdução

No presente capítulo serão apresentados, em linhas gerais, os conhecimentos julgados importantes para o entendimento da abordagem metodológica sobre o transformador de corrente de alta tensão.

Os projetos de elevada exatidão são previstos em núcleos toroidais, os quais praticamente atenuam fenômenos indesejáveis, principalmente aqueles relacionados à indutância de dispersão.

Em vista do seu funcionamento em campo, o comportamento de um TC é mais facilmente compreendido em se considerando a aplicação de corrente elétrica pelo enrolamento primário, onde o esquemático simplificado de sua utilização é representado na Figura 13. Nesse estudo, apenas será conseguida a exploração pela excitação realizada através do enrolamento secundário. O número de Ampères-espira relaciona-se com a imposição do fluxo magnético no núcleo, revelando alguns fenômenos físicos pertinentes que serão vistos adiante.

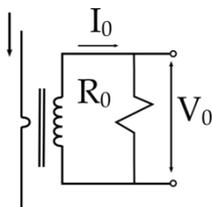


Figura 13 - O TC usado como um monitor de corrente.

4.2. As normas técnicas mais utilizadas

No decorrer deste trabalho, normas técnicas foram consultadas e avaliadas continuamente. Particularmente, com o desenvolvimento do projeto junto à empresa Eletrosul e com a leitura da dissertação de V. V. Coelho [7] houve uma compreensão mais adequada e correta de um determinado conjunto de procedimentos constantes nas normas técnicas.

Além dessas normas, foram consideradas metodologias mais adequadas à prática diária em laboratório na análise experimental dos TCs, dentro do contexto dos objetivos deste trabalho.

Nesta dissertação, muito se correlacionou ao trabalho de V. V. Coelho [7], onde é feito um estudo profundo das normas técnicas

mundialmente conhecidas que abordam os TCs. Ainda de acordo com [7], serão relacionadas a seguir as normas mais importantes, apenas em caráter informativo.

4.2.1. Normas IEC

Como a obtenção do fator de remanência magnética, K_r , é um dos objetivos deste trabalho, a norma IEC-60044.6/1992-03 foi a mais relevante no estudo. Esta norma é a única a tratar formalmente da formulação do K_r , assim como do método para a sua obtenção, embora não defina qual é o valor do fluxo de saturação a ser aplicado, fato que será abordado adiante. Ainda na IEC-60044.6/1992-03 é destacado o uso das grandezas trabalhadas em seus valores eficazes.

Além da IEC 60044.6, a respeito do estudo dos TCs, é possível citar como importantes fontes de consulta as normas:

- a) IEC 44-1 – Relativa às especificações e aos procedimentos dos equipamentos e diagramas de topologias para ensaios;
- b) IEC 60044.1/1992-03 – Predominantemente relacionada aos requisitos para TCs de proteção em relação à resposta em regimes transitórios.

4.2.2. Normas IEEE

As duas normas técnicas de interesse relativas a TCs na *Institute of Electrical and Electronics Engineers* — IEEE — são destacadas a seguir, onde maiores detalhes também podem ser vistos em [7]. Elas são:

- a) IEEE 76 CH 1130-4 PWR – Resposta aos transientes de transformadores de corrente, janeiro 1976;
- b) IEEE Std C37.110-1996 – Guia para aplicação de transformadores de corrente para uso com relé de proteção.

4.2.3. Normas ANSI

As normas a respeito de TCs da *American National Standards Institute* —ANSI— são mencionadas a seguir. Detalhes podem ser encontrados em [7].

- a) ANSI/IEEE C 57.13/93 – Refere-se à especificação e ensaios em TCs e TPs;
- b) ANSI/IEEE C 57.13.1-1981 – Guia para teste em campo para TCs de proteção.

4.2.4. Normas ABNT

No Brasil, as normas técnicas relacionadas aos TCs são da ABNT, a Associação Brasileira de Normas Técnicas. As normas da ABNT serão mencionadas a seguir:

- a) NBR 6546/91 – Guia sobre a terminologia de transformadores para instrumentação;
- b) NBR 6856/92 – Guia de especificação de TCs. Esta norma técnica tem por objetivo determinar as características de desempenho de TCs destinados à proteção e medição. Também contém as definições sobre erro de corrente e erro composto para o fator de sobrecorrente, e aborda requisitos sobre esforços mecânicos. Existe uma classificação de TCs quanto a sua funcionalidade de proteção e medição. Também são abordadas as condições de operação e classificação térmica, assim como as classes de exatidão e os valores limites dos ângulos de fase.
- c) NBR 6821/92 – Refere-se ao método de ensaio em TC. Esta norma técnica define erro composto para o fator de sobrecorrente especificado sob corrente simétrica (corrente sem conteúdo contínuo). Também padroniza as cargas típicas de relés eletromecânicos, com elevado fator de potência.

Conforme V. V. Coelho [7], as normas brasileiras são inspiradas na ANSI. Além do mais, diversas empresas do setor elétrico aceitam as normas IEC-60044.1 e IEC-60044.6 como referências para avaliação do desempenho do TC nos ensaios de inspeções em fábrica. Sabe-se que atualmente há um projeto de norma na ABNT muito semelhante à IEC-60044.6.

4.3. A modelagem analítica do transformador de corrente

A modelagem seguinte é baseada em circuitos elétricos de transformadores apresentada em [4]. Em termos magnéticos, a equação (4.1) descreve o TC pela lei de Ampère. Nesta equação, tem-se o campo magnético disperso no primário, H_{1d} , e seu o caminho magnético, l_{1d} , o campo magnético no material, H_m , e seu caminho magnético, l_m , o campo magnético devido à carga, H_2 , e o seu caminho magnético, l_2 , o campo magnético de dispersão do secundário, H_{2d} , e o seu caminho magnético, l_{2d} . Nesta equação também aparece a força magneto motriz, \mathfrak{F} , que é o produto entre o número de espiras do primário, N_1 , e a corrente elétrica, I_1 , que aqui é originada a partir de uma tensão senoidal imposta no primário.

$$\mathfrak{F} = N_1 I_1 = \oint \vec{H}_1 d \vec{l}_1 = \oint \vec{H}_{1d} d \vec{l}_{1d} + \oint \vec{H}_m d \vec{l}_m - \left(\oint \vec{H}_2 d \vec{l}_2 + \oint \vec{H}_{2d} d \vec{l}_{2d} \right) \quad (4.1)$$

A partir da equação (4.1), é construído o circuito elétrico apresentado na Figura 14. Neste circuito, são contempladas as dispersões de fluxo magnético dos enrolamentos e as suas resistências elétricas.

Como a relação de transformação do TC é constante, a corrente primária, $i_1(t)$, referenciada ao secundário, é dada pela equação (4.2). A carga conectada ao secundário é considerada com características resistiva e indutiva, sendo representada, respectivamente, pelos elementos elétricos L_C e R_C .

$$i_1(t) = \frac{N_1}{N_2} i'_1(t) \quad (4.2)$$

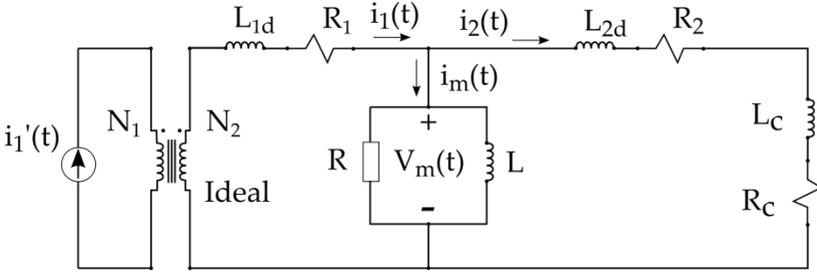


Figura 14 - Circuito elétrico geral de um TC.

Em TCs de alta tensão, a indutância de dispersão do primário, L_{1d} , e a resistência elétrica do primário, R_1 , podem ser desprezadas pois, como o primário possui de um a três condutores, a suposição de uma resistência primária nula está próxima a da realidade.

Assim, o circuito elétrico referenciado ao secundário passa a ser o apresentado pela Figura 15, onde $v_m(t)$ é a tensão induzida no enrolamento secundário.

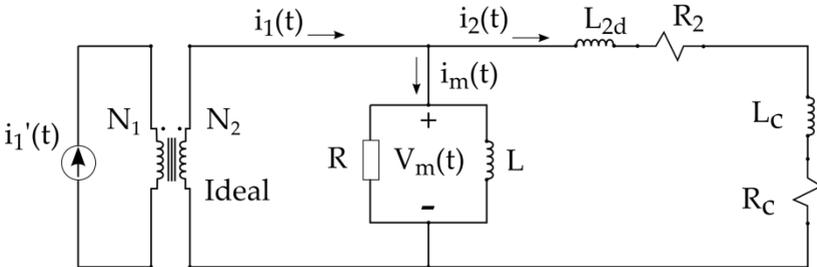


Figura 15 - Circuito elétrico simplificado de um TC referenciado ao secundário.

As equações (4.3) e (4.4) descritivas do circuito são obtidas através das leis de Kirchhoff considerando o modelo elétrico da Figura 15, onde a resistência elétrica do secundário é dada por R_2 , a resistência elétrica da carga por R_C , a indutância de dispersão do secundário por L_{2d} e a indutância da carga por L_C .

$$i_1(t) = i_2(t) + i_m(t) \quad (4.3)$$

$$v_m(t) = (R_2 + R_C)i_2(t) + \frac{\partial i_2(t)}{\partial t}(L_{2d} + L_C) \quad (4.4)$$

A variação do fluxo magnético devido ao enrolamento secundário de N_2 espiras provoca a tensão induzida $v_m(t)$, onde a área, S , atravessada pelo fluxo magnético, é definida como a secção magnética do núcleo do transformador. O sinal da equação (4.5) é dado positivo de maneira a atender a Lei de Lenz.

$$v_m(t) = N_2 \frac{\partial \phi(t)}{\partial t} = N_2 S \frac{\partial B(t)}{\partial t} \quad (4.5)$$

A corrente de magnetização em função do campo magnético relacionado ao caminho médio magnético, ℓ_m , da estrutura é dada pela equação (4.6).

$$i_m(t) = H_m(t) \frac{\ell_m}{N_2} \quad (4.6)$$

A determinação dos fenômenos relativos às perdas é inicialmente feita a partir da separação dos campos magnéticos relacionados a cada fenômeno individualmente. Isso é descrito na equação (4.7), onde o campo de magnetização, $H_m(t)$, é o somatório do campo magnético devido ao fenômeno de histerese, $H_h(t)$, e às correntes induzidas de Foucault, $H_f(t)$, e excedentes, $H_e(t)$. Por outro lado a equação (4.8) indica como a corrente elétrica de magnetização é obtida a partir das correntes $i_h(t)$, $i_f(t)$ e $i_e(t)$ associadas a cada uma das parcelas de perdas.

$$H_m(t) = H_h(t) + H_f(t) + H_e(t) \quad (4.7)$$

$$i_m(t) = i_h(t) + i_f(t) + i_e(t) \quad (4.8)$$

4.4. Efeitos do entreferro no comportamento magnético

Na prática, em geral o entreferro é projetado em função do controle da relutância magnética. Para a constituição dos entreferros, são adotados materiais de elevada relutância magnética, ou seja, aqueles que possuem baixa permeabilidade magnética. A título de exemplo, são citadas substâncias como o ar, o vidro ou as resinas sintéticas. Neste

caso, a relutância total do núcleo é a soma da relutância do ferro e da relutância do entreferro, como mostrado na equação (2.16).

A Figura 16, retirada de um catálogo de produtos da empresa Areva [8], contém passos construtivos da técnica de como são associados entreferros em núcleos de TCs.

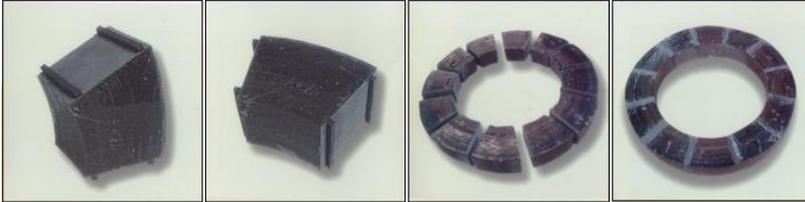


Figura 16 - Técnica de construção de entreferros em TCs [8].

Um entreferro de baixa permeabilidade introduzido no núcleo resulta em uma inclinação do laço de fluxo magnético pela corrente de magnetização, e uma diminuição considerável da permeabilidade total do conjunto. A magnitude do efeito do entreferro também depende do comprimento do caminho médio magnético quando comparada com as características de um núcleo puramente sem entreferro. A Figura 17 mostra uma comparação de laços de fluxo magnético por corrente de magnetização, em um núcleo toroidal sem e com entreferro (não ferromagnético) – também denotado por *gap*.

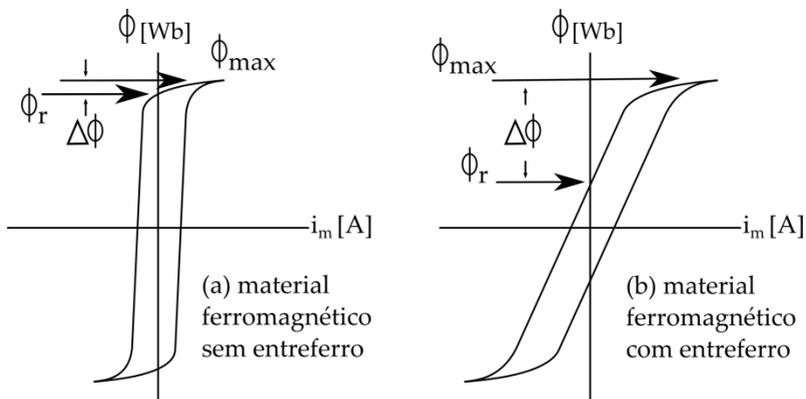


Figura 17 - Laços de fluxo magnético por corrente de magnetização, em um núcleo toroidal típico, sem e com um *gap* [3].

4.5. A aplicação do transformador de corrente de alta tensão

O princípio físico do TC é amplamente difundido na forma de dispositivo transdutor de formas de onda de corrente em amplitudes reduzidas para as funções de medição e de sensibilização dos sistemas de proteção. Em linhas gerais, o TC é projetado para fornecer uma forma de onda da corrente secundária o mais próximo possível da forma de onda da corrente primária de alta intensidade [13].

Os TCs utilizados em sistemas elétricos de alta tensão são projetados e construídos geralmente para uma corrente secundária nominal padronizada de 5 ampères ou 1 ampère, tais como 200/5 A, 500/5 A, 1000/5 A etc. Os valores nominais de corrente primária e secundária são normatizados e apresentados na NBR 6856 [9], variando dentro de uma faixa de 5 A até 8000 A [13].

Um dos problemas que mais afetam os sistemas de proteção, e possivelmente os de medição, é o fenômeno de remanência magnética do núcleo. A remanência magnética ocorre quando o material magnético que compõe o núcleo permanece magnetizado. Como os TCs geralmente utilizam aço silício de grãos orientados (GO), os valores de remanência tendem a ser maiores do que se fossem construídos com material de grãos não orientados (GNO). Por vezes, os núcleos são seccionados para que o efeito da remanência seja atenuado, como já mencionado anteriormente [13].

A magnetização do núcleo pode acontecer, por exemplo, após a ocorrência de uma falha no sistema elétrico com correntes envolvidas de

relativa alta intensidade. Devido a isso, para que os sistemas de proteção possam atuar adequadamente, os TCs necessitam ser avaliados também quanto ao valor de remanência através de ensaios e procedimentos numéricos. A norma IEC 44-1[12] é relativa às especificações e procedimentos dos equipamentos e diagramas de topologias adequadas aos ensaios em TCs. A norma IEC 60044-6 [10] apresenta um procedimento para a obtenção do valor de remanência através da curva de fluxo por corrente de magnetização utilizando integradores. É a única norma atualmente que aborda este assunto [7] e especifica alguns tipos de TCs de proteção. Atualmente, é mais comum se adotar nos sistemas de proteção de subestações de alta tensão do setor elétrico os TCs dos tipos TPY e TPZ. O TC da classe TPY deve possuir um entreferro que assegure uma remanência magnética com valor inferior a 10% do valor da indução de saturação e o da classe TPZ apresentando entreferros com tamanhos maiores para fornecer uma característica praticamente linear [11]. O TC da classe TPZ geralmente é adotado somente em circuitos especiais. Há, ainda, no sistema elétrico, uma grande quantidade de TCs de proteção de uso para relés eletromecânicos, sendo que seus núcleos não são seccionados, o que os leva a ter uma remanência magnética na ordem de 80% do valor da indução de saturação. O setor elétrico adota o nível de remanência na ordem de 10%. Assim, há o interesse em se avaliar se os TCs instalados no sistema atendem a este requisito [13].

Em um TC de proteção, as características essenciais referem-se à ótima fidelidade da corrente secundária na faixa linear de operação, e à saturação do núcleo magnético apenas na excitação por correntes exageradamente elevadas, como na ocorrência de curto-circuito. Embora possuam erros relativamente pequenos durante a operação normal do sistema, são admitidos erros relevantes em caso de curto-circuito, desde que o equipamento seja mantido operacional durante a coordenação dos dispositivos de proteção.

Há também os TCs de medição, cuja característica essencial é a excelente fidelidade da medição de correntes, mantendo uma grande precisão para correntes nas faixas nominais de operação. Esse tipo de TC não possui o compromisso em fornecer boa fidelidade na medição de corrente no caso da corrente primária alcançar valores excessivos, muitas vezes sofrendo saturação no núcleo magnético, algo até conveniente do ponto de vista de proteger os equipamentos nele conectados. Assim, o núcleo magnético possui secção reduzida, justamente para alcançar a saturação nas condições de altas correntes primárias, de valores além da nominal.

4.6. A medição da remanência magnética em TCs

Os procedimentos para a determinação das características de magnetização do núcleo de TCs podem ser encontrados, de maneira mais completa, na norma técnica IEC 60044-6 [10] e em seus anexos. Esta norma técnica estabelece que qualquer TC deve passar pelo processo de desmagnetização antes de cada ensaio, dada à remanência magnética. O processo de desmagnetização será mais bem explicado no próximo tópico deste trabalho. Os ensaios são realizados através da excitação pelo enrolamento secundário [10], e a característica de magnetização é dada pela relação entre o fluxo magnético ϕ e pela corrente de magnetização i_m . Esta norma técnica apresenta a equação (4.9) para a obtenção do fluxo magnético na unidade de Weber ou Volts vezes segundo (vide esquema elétrico da Figura 18). Pela equação (4.9), a resistência elétrica do enrolamento tem influência na obtenção do valor correto do fluxo magnético. A norma técnica em questão estabelece que a queda de tensão na resistência seja estimada e subtraída quando representar mais do que 2% no valor da tensão total medida. Entretanto, a norma desenvolve seus procedimentos com os valores eficazes de tensão e corrente, não utilizando a equação (4.9), que está em função do tempo.

$$\phi(t) = \int_0^t [U(t) - R(t)i_m(t)] dt \quad [\text{Wb}] \text{ ou } [\text{V.s}] \quad (4.9)$$

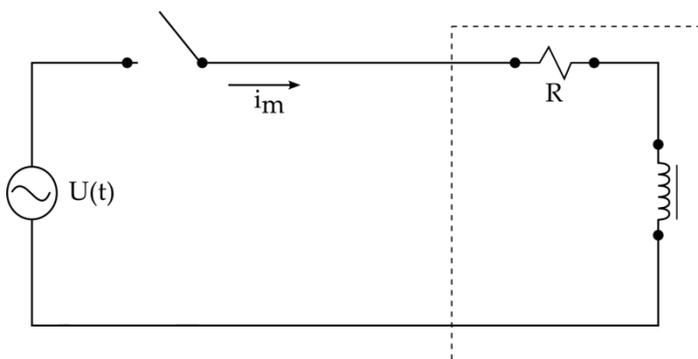


Figura 18 - Circuito do TC sendo excitado pelo secundário [10], [12].

A norma técnica IEC 60044-6 ainda apresenta mais três métodos de obtenção da remanência magnética, em DC, em AC e pela

descarga de um elemento capacitivo. Todos os métodos possuem dificuldades quanto à existência da resistência do enrolamento na determinação do fluxo magnético. É importante observar o Anexo D desta norma técnica [10], onde ainda são tratados os erros de medição de corrente.

O fluxo magnético remanente definido pela norma IEC 60044-1 é o valor instantâneo ainda verificado no núcleo após a interrupção de 180 segundos da corrente de excitação, após se atingir o fluxo de saturação do material ferromagnético. Como os equipamentos TCs, além de lacrados, não possuem sensores capazes de observar esse fenômeno, o procedimento de verificação direta possui uma impossibilidade prática. Desta maneira, utiliza-se a definição de fluxo magnético remanente da IEC 60044-6 .

Segundo a IEC 60044-6, o fator de remanência K_r é a razão entre o fluxo remanente ϕ_r e o de saturação ϕ_s , dada de maneira percentual ou não

Apenas as normas técnicas IEC 60044-6 e IEC 60044-1 trabalham sobre o fator de remanência magnética. Este trabalho utiliza a definição da norma IEC 60044-6 dada de maneira percentual pela equação (4.10), onde o ϕ_r é obtido no laço de fluxo magnético do TC em saturação, quando o fluxo passa pelo valor de corrente nula, conforme definido na norma IEC 60044-6 e exemplificado na Figura 19. Este é o único método normalizado para se obter o fator de remanência magnética de maneira prática.

$$K_r = \frac{\phi_r}{\phi_s} 100 \quad (4.10)$$

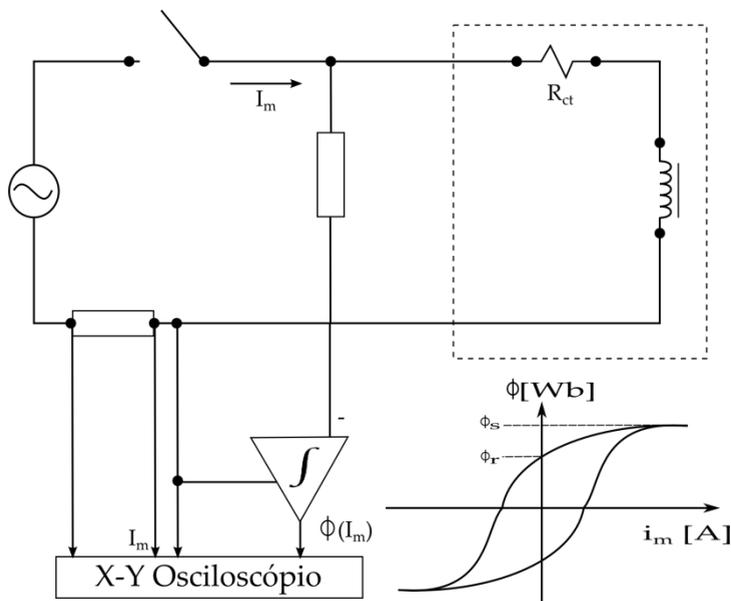


Figura 19 - Metodologia de obtenção do laço de fluxo, segundo as normas técnicas vigentes [10], [12].

4.7. O levantamento da curva de magnetização para TCs

O primeiro procedimento para o levantamento da curva de magnetização é exatamente desmagnetizar o material ferromagnético do núcleo do TC. Foi adotada a desmagnetização por aplicação de tensão senoidal com amplitude decrescente, o que é conhecido como “desmagnetização pela aplicação de AC”. Esse método requer uma fonte de tensão que pode ser variada lentamente, elevando a tensão de modo suave até um evidente incremento da corrente de excitação, de preferência até atingir a região de saturação. A partir deste momento, deve-se reduzir a tensão lentamente até que a tensão aplicada seja praticamente nula. Esse método requer uma fonte de tensão capaz de fornecer uma forma de onda senoidal, pelo menos até a região de joelho, ou seja, região onde o TC possa ser considerado saturado [7]. Durante as atividades experimentais, verificou-se a necessidade de no mínimo três subidas (e descidas) até a saturação para que o TC se desmagnetizasse.

Verificada a desmagnetização, é possível o início dos ensaios de magnetização. Esses ensaios consistem na lenta elevação da amplitude

de excitação do TC pelos terminais do secundário. A fonte alternada de tensão deve ser capaz de fornecer uma onda senoidal, ajustada na frequência desejada. Assim, a qualidade do ensaio é diretamente relacionada com a qualidade da forma de onda da tensão de excitação.

Para validar o ensaio pela qualidade da onda de tensão senoidal, foi adotado o conceito de fator de forma [15], FF , dado pela equação (4.11). O fator de forma de uma onda simétrica f em relação ao eixo dos tempos é a razão entre seu valor eficaz e seu valor médio relativo a meio período ou à forma de onda retificada em um período [13]. O fator de forma permite avaliar o ensaio qualitativamente. O fator de forma de uma onda senoidal pura (sem conteúdo harmônico) possui o valor aproximado de 1,1107 [15].

$$FF \cong \frac{f_{ef}}{f_{med}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f^2(t) dt \right)}}{\frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+\frac{T}{2}} |f(t)| dt} \quad (4.11)$$

A partir dos conceitos expostos, é possível realizar o ensaio de um TC. Durante a aplicação deste processo neste trabalho, houve a necessidade de aguardar um certo instante para cada nova variação da amplitude da tensão até que se fizesse a aquisição das grandezas de tensão e corrente. Isso ocorre devido a transitórios comuns no estudo de indutores de núcleos ferromagnéticos. E à medida em que a frequência adotada nos ensaios é reduzida, mais tempo é necessário para a estabilização das grandezas elétricas envolvidas. O resultado final é a aquisição de um vetor de dados de tensão e corrente de excitação. Esses dados são posteriormente trabalhados de maneira a se converterem em informações úteis. Por ora, é possível observar na Figura 20 um exemplo de uma curva de excitação, também denominada curva de magnetização ou de saturação.

A observação mais relevante no estudo de curvas de saturação é a determinação da tensão no ponto de joelho e da tensão de saturação.

A norma técnica ANSI, equivalente a IEEE Std. C57.13-1993 [16], estabelece dois critérios, conforme o tipo de TC, para a determinação da tensão de joelho, válida para estruturas com ou sem entreferro [7]. A curva de excitação utiliza valores eficazes e as escalas em logaritmo são adotadas em ambos os eixos.

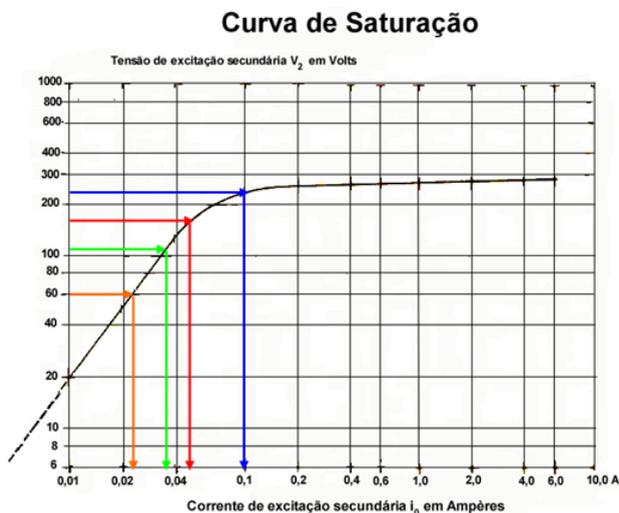


Figura 20 - Determinação da curva de saturação para TCs [7].

4.8. Conclusão

O objetivo deste capítulo foi buscar alguma familiarização com as metodologias adotadas pelas normas técnicas mais conhecidas no estudo dos TCs de alta tensão. A partir deste ponto, este trabalho mostrará como se desenvolveu o dispositivo para os ensaios dos TCs, sempre partindo do embasamento técnico das normas, chegando a questões sobre o fator de remanência magnética, K_r , e dos estudos qualitativos relacionados às perdas magnéticas nos núcleos ferromagnéticos. No estudo de TCs abordados neste trabalho, a consequência prática dos conceitos deste capítulo impacta sensivelmente sobre:

- a-) A inserção de um ou mais entreferros no núcleo podendo ser um método para limitar o fator de remanência, o fluxo magnético e reduzir a constante de tempo do secundário do TC;
- b-) De um modo geral, quando houver entreferro, haverá uma corrente de excitação maior para se atingir as regiões de saturação;
- c-) Sem o entreferro, o fator de remanência magnética se torna relevante. Sobre o aspecto da constante de tempo do secundário, uma abordagem é realizada em [7], e isso não é tratado no presente trabalho.

5. Instrumentação eletrônica da bancada de ensaio

5.1. Introdução

Neste capítulo, serão apresentados os blocos funcionais do aparato experimental com a finalidade de adequar e especificar seus sistemas eletrônicos à excitação e medição de grandezas em TCs.

A constituição dos blocos funcionais da bancada de ensaios de TCs de alta tensão em frequências distintas (principalmente inferiores) a frequência da rede industrial é mostrada na Figura 21. Através desta figura é possível ter uma visão completa do equipamento desenvolvido nesta dissertação.

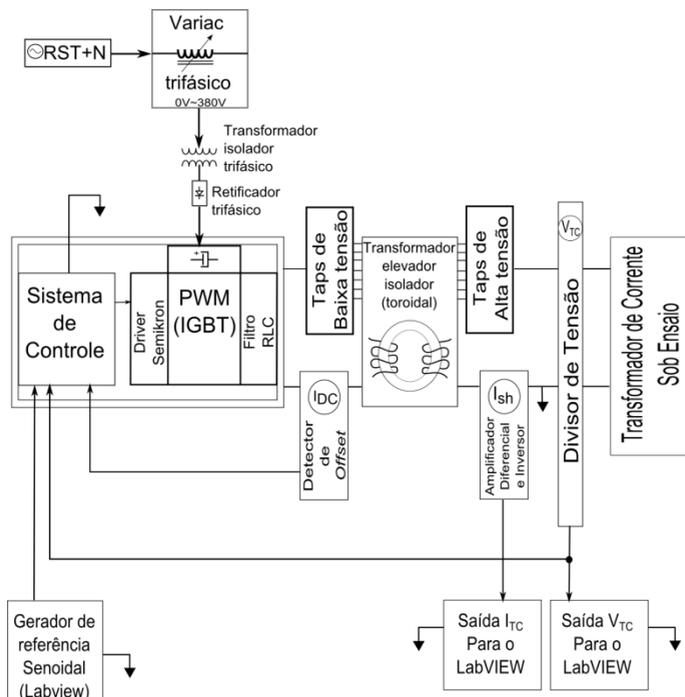


Figura 21 - Diagrama de blocos da bancada de ensaios de TCs de alta tensão em baixas frequências.

No decorrer deste capítulo, e dos dois outros seguintes, serão apresentados os dispositivos (as partes funcionais) contidos em cada

bloco do diagrama da Figura 21. A respeito de algumas siglas que aparecem nesta figura, I_{DC} é a corrente contínua na entrada do transformador elevador, I_{sh} é a corrente de excitação no TC, I_{TC} é a I_{sh} amplificada e V_{TC} é a alta tensão na saída do divisor resistivo.

As fontes de alimentação para a eletrônica de instrumentação são abordadas no Anexo A.

5.2. Filtro condicionador de sinais para a referência senoidal do compensador de tensão

O filtro condicionador de sinais é responsável por tratar o sinal da referência senoidal, tornando-o adequado à operação da bancada protótipo de ensaios. Este dispositivo possui três funções importantes. A primeira é a de eliminar qualquer parcela de componente contínua. Para isso, utiliza um divisor de tensão capacitivo resistivo (filtro bloqueador de componente contínua). A segunda função está relacionada à amplitude do sinal de referência, a qual varia de acordo com a frequência de ensaio. Esta função facilita o trabalho do operador, e permite manter um valor constante de tensão de referência gerada pelo instrumento virtual (*Virtual Instrument* — VI), chamado VI de geração, independente da frequência do ensaio. A terceira função é a de realizar um filtro passa baixa (FPB), retirando ruídos do sinal em condicionamento. Este dispositivo é apresentado na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

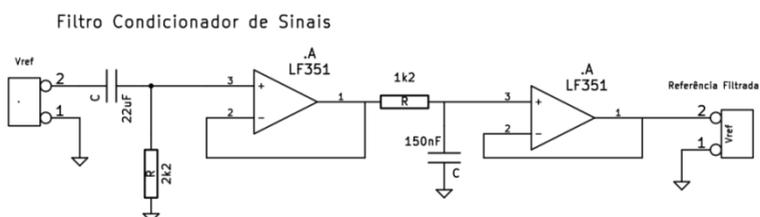


Figura 22 – Circuito do filtro condicionador de sinais.

5.3. O detector de offset de corrente

O conteúdo contínuo (*offset*) tipicamente presente na forma de onda da corrente de saída do inversor provoca problemas de saturação no transformador isolador. Conforme esquemático geral da bancada de ensaios (Figura 21), o possível *offset* de corrente no primário do

transformador elevador é detectado com um circuito eletrônico específico. A medição da corrente do primário do transformador elevador é obtida através de um resistor *Shunt*, como o da Figura 23.

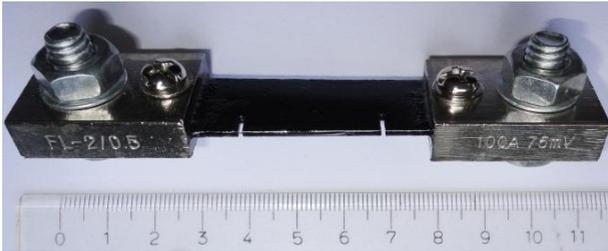


Figura 23 - Resistor *shunt* de 75mV@100A.

Junto ao resistor *shunt* de 75mV@100A, há o circuito eletrônico capaz de amplificar a tensão em seus terminais. Foi escolhida uma topologia de amplificador diferencial de instrumentação com o dispositivo INA118, adequado para a amplificação instrumental de pequenos sinais. O esquemático da parte de amplificação do detector de *offset* de corrente é mostrado na Figura 24.

Amplificador diferencial de Corrente do Rshunt (do offset de corrente no primário do transformador elevador)

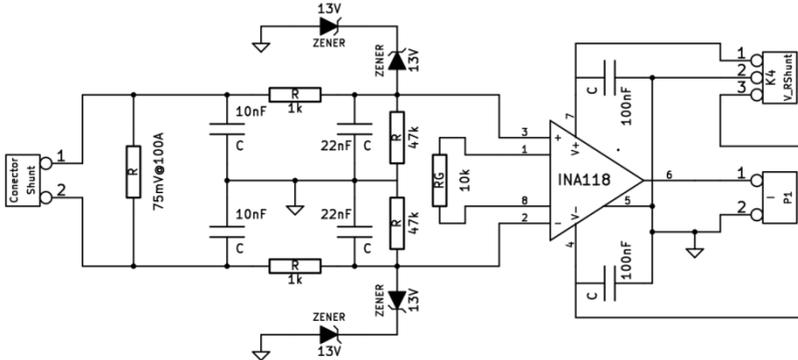


Figura 24 – Circuito do amplificador diferencial de corrente.

A etapa seguinte à da amplificação diferencial é a da integração do sinal. Para isso, foi utilizado um capacitor em paralelo com um resistor a fim de proporcionar perdas no processo de integração, fornecendo estabilidade dinâmica ao sistema pelo amortecimento ou descarga da energia do capacitor quando necessário. A parte positiva do sinal é tratada separadamente da parte negativa. O esquemático desta

etapa de integração é mostrado na Figura 25. Após o circuito isolador, há um diodo de sinal que carrega cada capacitor com valores de tensão relativos ao semiciclo positivo e ao semiciclo negativo da forma de onda da corrente do transformador isolador da bancada.

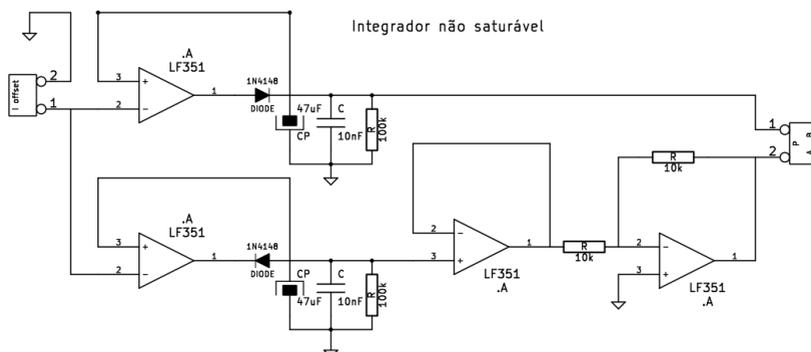


Figura 25 – Circuito do detector de *offset*.

Após a etapa da integração dos sinais, é necessário que se faça a isolação elétrica com o restante dos circuitos. Isso é fundamental, dada a ausência de referência do ponto onde se instala o resistor *shunt*. A solução é obtida com a utilização de um par de optoisoladores de precisão IL300. Assim, tanto a parte positiva quanto a negativa dos sinais, já integrados, são isoladas para poderem estar sob a mesma referência elétrica dos demais circuitos eletrônicos. O esquemático da parte eletrônica com o optoisolador é mostrado na Figura 26.

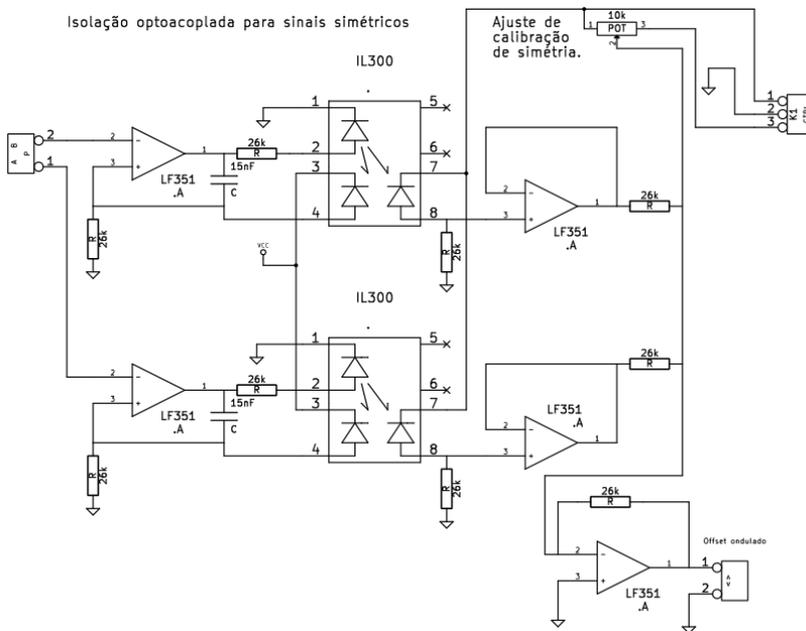


Figura 26 – Circuito isolador de sinais.

Com os sinais referenciados ao comum dos demais circuitos, as duas parcelas da corrente (partes positiva e negativa) são somadas, para compor o sinal do *offset* de corrente. Verificou-se um funcionamento adequado do detector de *offset* apresentando, porém, um grau de ondulação quando operando a bancada nas baixas frequências de ensaio, como em 10 Hz. Assim, acrescentou-se na etapa da detecção do *offset* um circuito atenuador de ondulações em baixas frequências. Este dispositivo é capaz de retirar as ondulações, com uma convergência realizada em poucos ciclos, sem ocorrer um sobressinal significativo. O esquemático deste aparato subtrator atenuador de ondulação em baixas frequências é mostrado na Figura 27.

Subtrator atenuador de ondulações em baixas frequências

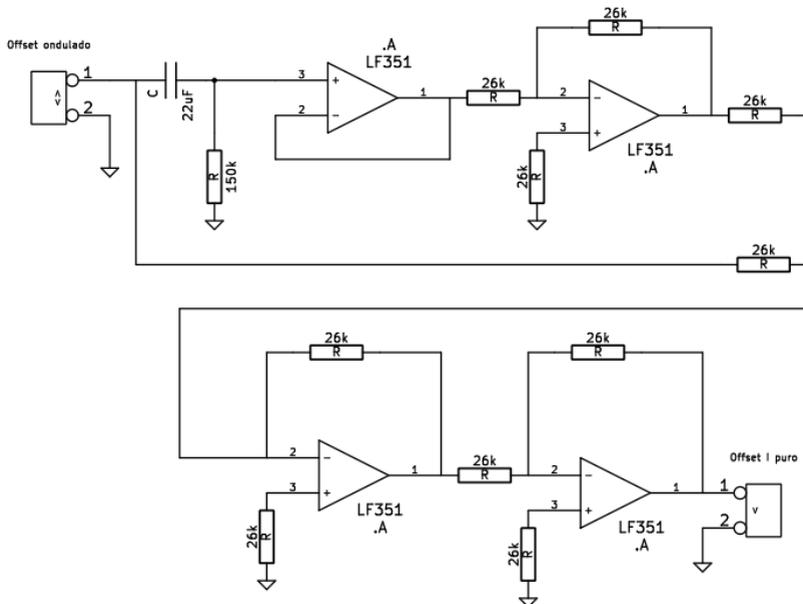


Figura 27 – Circuito subtrator atenuador de ondulações.

5.4. Circuito de medição da corrente de excitação do TC

A corrente de excitação do TC sob ensaio é obtida por meio da utilização de um conjunto de resistores *shunt*, totalizando $0,2 \Omega$ com precisão de 1%. Este conjunto de resistores, visto na Figura 28, é conectado a um amplificador diferencial de instrumentação INA118 (Figura 29) por meio do circuito mostrado na Figura 30.

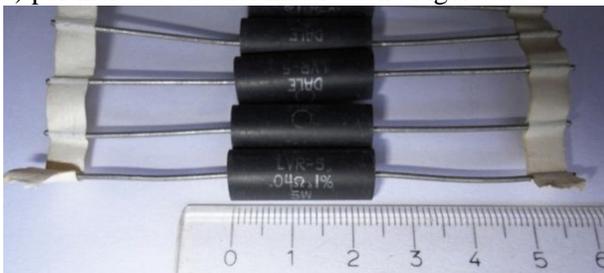


Figura 28 – Resistores *shunt* de $0,2 \Omega$ a 1%.

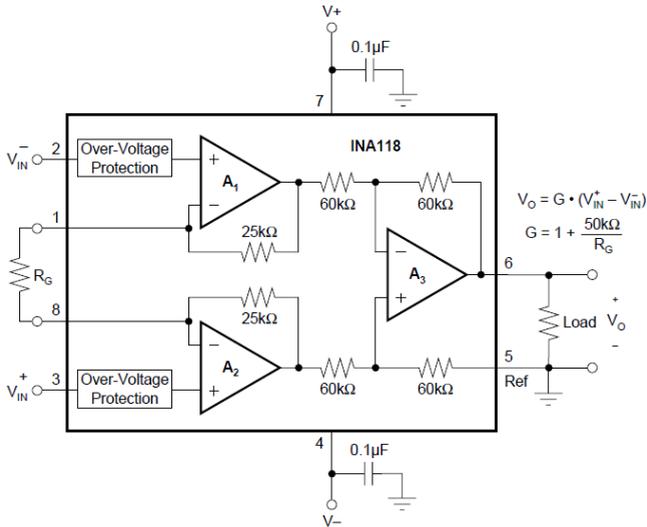


Figura 29 - Diagrama de blocos do INA118.

No esquemático da Figura 30 há um FPB com frequência de corte escolhida de maneira a atenuar os sinais de ruído, sem que interfira na forma de onda do sinal da corrente de excitação medida.

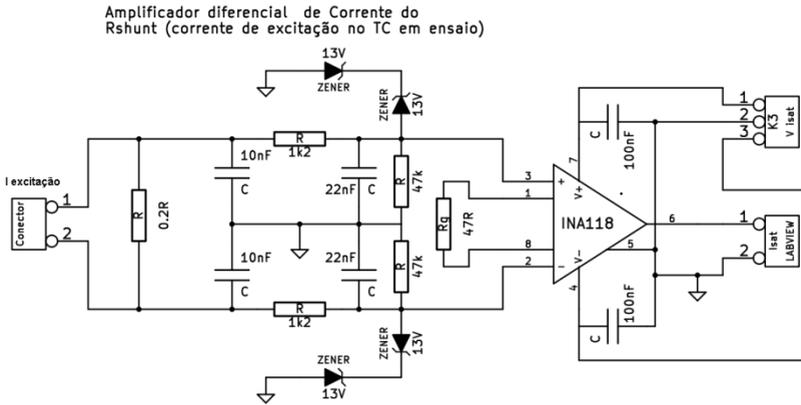


Figura 30 - INA118 com FPB.

5.5. Circuito de medição da tensão de excitação do TC

A medição da tensão de excitação do TC é realizada através de um divisor resistivo de tensão associado a um amplificador de modo comum. Este dispositivo amplificador é um *buffer* encontrado na entrada de realimentação do compensador de tensão. Sua utilidade está em adicionar potência ao sinal de tensão proveniente do divisor resistivo conectado na entrada do TC ensaiado. Portanto, o amplificador está configurado em modo comum.

Na Figura 31 é mostrado o esquemático do divisor resistivo, juntamente com suas constantes de multiplicação. No estudo do controlador de tensão, essas constantes (ganhos) serão denominadas de K_{tap} . Os ganhos possuem a finalidade de reconstituir o valor da tensão de excitação quando este é recriado na interface do VI de geração e aquisição (visto mais adiante no capítulo 9). Uma tabela com essas constantes está apresentada no Anexo E.

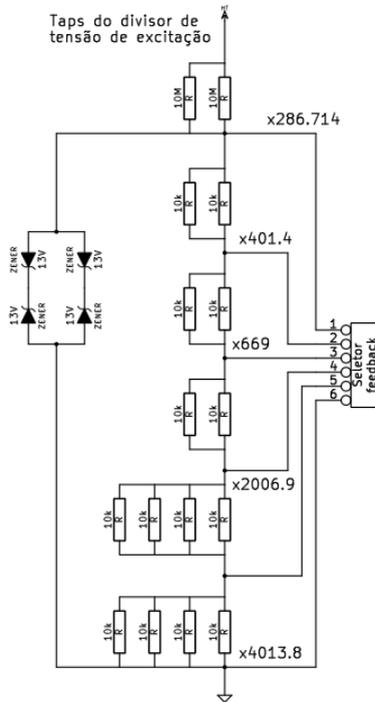


Figura 31 - Divisor resistivo da tensão de excitação nos terminais do TC sob ensaio.

Os resistores utilizados são adequados ao uso em altas tensões (até 10 kV). A Figura 32 mostra um dos resistores de altas tensões utilizado, com precisão de 1%.



Figura 32 - Resistor adequado ao uso em altas tensões.

Na Figura 33, são mostrados os resistores utilizados na etapa de menor tensão do divisor de tensão. São resistores de precisão de 0,1%.



Figura 33 - Resistores de elevada precisão para o divisor resistivo.

5.6. Conclusão

Este capítulo aborda os esquemáticos dos circuitos da eletrônica de instrumentação necessários no projeto da bancada de ensaios de TCs de alta tensão. A finalidade desta abordagem é trazer a oportunidade de melhorias futuras em trabalhos semelhante a esse, assim como facilitar a manutenção da bancada por terceiros.

6. Inversor de tensão

6.1. Introdução

O inversor de tensão, ou conversor estático CC-CA, é o responsável pelo processo de amplificar o sinal de referência, resultando na excitação de um TC. Tão importante quanto o inversor é a estrutura da etapa que o antecede, mostrada na Figura 34. Essa estrutura representa o diagrama de blocos a partir da rede elétrica de abastecimento até o banco de capacitores, ou barramento CC, onde o inversor de tensão é eletricamente conectado.

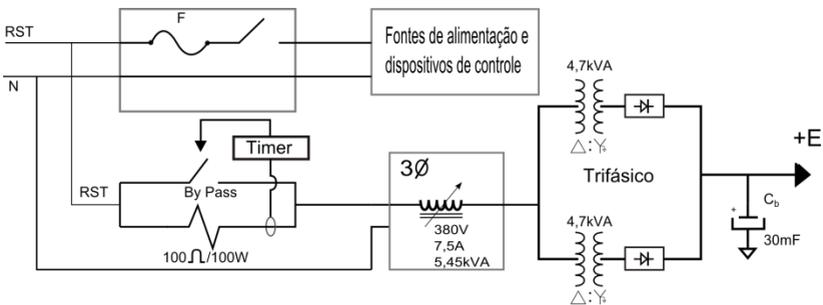


Figura 34 - Aparato de apoio ao conversor CC-CA.

6.2. O inversor ponte completa

A concepção do inversor ponte completa consiste em quatro chaves S1, S2 e S3, S4 que compõem duas células, ou dois braços. A Figura 35 apresenta a estrutura de potência básica e os diodos em antiparalelo às chaves, proporcionando a característica de bidirecionalidade da corrente. A carga é conectada no ponto central desses braços, e por razões óbvias de curto-circuito, os interruptores em cada célula ou braço jamais são acionados ao mesmo tempo [18].

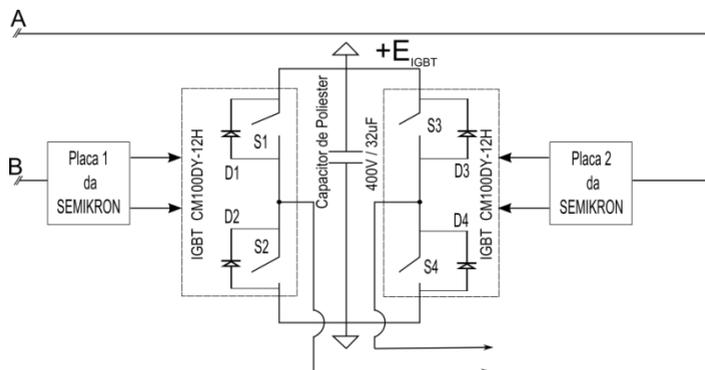


Figura 35 - Estrutura do inversor CC-CA ponte completa.

6.3. Os Drivers e os interruptores estáticos

Os interruptores estáticos CH100DY-12H utilizados são IGBTs fabricados pela empresa norte-americana POWEREX. Suas características nominais de trabalho são de 100 Ampères e 600 Volts. Este componente é desenvolvido para operar tipicamente em 20 kHz, fornecendo a corrente nominal indicada (vide Figura 36).

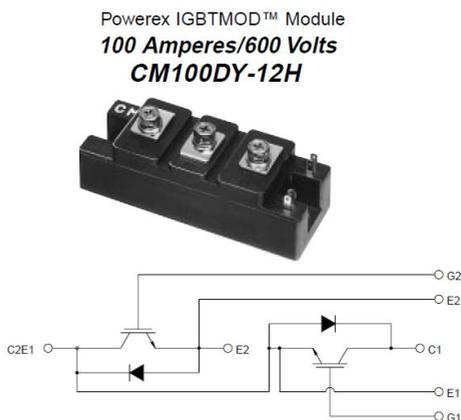


Figura 36 - Braço de chaves IGBTs utilizados.

Cada componente, ou módulo, consiste em dois IGBTs em configuração meia ponte, e cada IGBT possui um diodo de roda livre para proteção do dispositivo e no auxílio da recuperação rápida.

Foram utilizados dois dispositivos SKHI 23/12R Semikron para acionamento dos IGBTs. Cada dispositivo, ou placa *driver*, é capaz de controlar um dos braços do conversor ponte completa. A Figura 37 exemplifica o uso padronizado dos IGBTs devidamente comandados pela SKHI 23/12R [18].

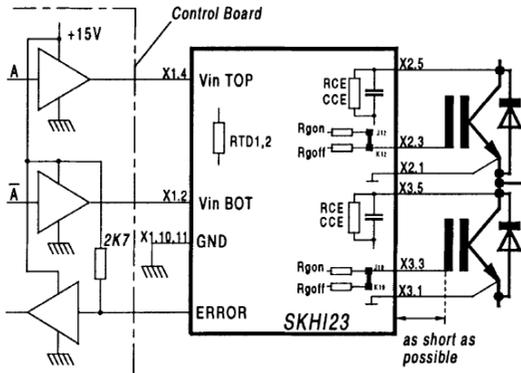


Figura 37 - Dispositivos SKHI 23/12R.

Estas placas, ou dispositivos SKHI 23/12R, são configuradas adequadamente de acordo com os IGBTs adotados. As configurações são realizadas conectando componentes eletrônicos em terminais na própria placa.

O gráfico da Figura 38 representa a borda da forma de onda quadrada, $V_{CE_{ref}}$, com os parâmetros RCE, CCE que devem ser inseridos na placa.

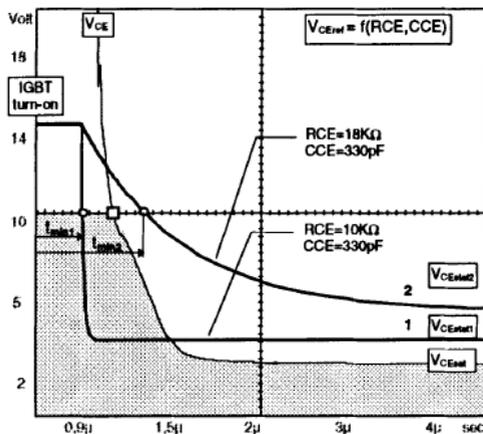


Figura 38 – Formas de onda para ajuste de parâmetros de segurança para os IGBTs.

De acordo com a Figura 38, foi adotado um resistor de 15 k Ω e um capacitor de 480 pF, (um de 330 pF em paralelo a outro de 150 pF), ou seja, um valor previsto entre curvas da Figura 39 e que permite operar sem o risco de atuação desnecessária da proteção da placa.

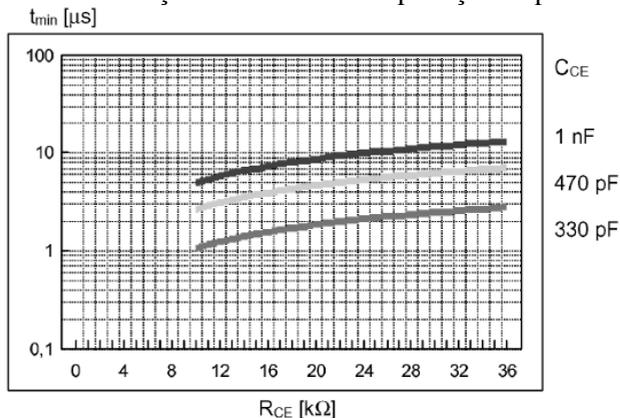


Figura 39 - Ábaco de escolha do capacitor para o ajuste de parâmetros de segurança para os IGBTs.

6.4. Estratégia de modulação dos interruptores do inversor

Como são utilizadas quatro chaves IGBTs, é adotada a modulação PWM a três níveis, permitindo assim uma redução

significativa nas distorções harmônicas na saída do inversor. A modulação PWM é empregada para alterar a amplitude da tensão através da largura dos pulsos. A razão cíclica da modulação PWM, D , é a razão entre o intervalo de condução do interruptor, t_c , e o período fixo de comutação, T_s , segundo a equação (5.1).

$$D = \frac{t_c}{T_s} \quad (5.1)$$

Na prática, a modulação PWM é obtida quando uma forma de onda triangular na frequência de comutação das chaves é comparada com o sinal de saída do compensador de tensão.

A modulação PWM em três níveis necessita de uma segunda forma de onda triangular ou de uma segunda forma de onda da saída do compensador de tensão defasada de π radianos, criando-se assim as condições para um terceiro estado na modulação, onde os conjuntos de chaves S1, S3 ou S2, S4 possuem acionamentos simultâneos. Pode-se entender a operação do PWM a três níveis através do esquema da sequência de acionamentos das chaves para a modulação em um ciclo do sinal senoidal de referência:

| | |
|---|-------------------------|
| $0 < \omega t < \pi$ | S1 acionada e S2 aberta |
| $\pi < \omega t < 2\pi$ | S2 acionada e S1 aberta |
| $\beta < \omega t < \pi + \beta$ | S4 acionada e S3 aberta |
| $\beta + \pi < \omega t < 2\pi + \beta$ | S3 acionada e S4 aberta |

onde a variável β é denominado ângulo de atraso, e recebe valores entre zero e π radianos em relação ao período de comutação dos interruptores, os quais permitem o controle da tensão de saída do inversor. Caso β recebesse sempre o valor de zero, haveria uma modulação PWM em 2 níveis [17]. O esquema da modulação está apresentado na Figura 40. Os níveis de tensão são obtidos através da comparação de duas ondas defasadas de π , cada uma para o comando de um braço do inversor de tensão.

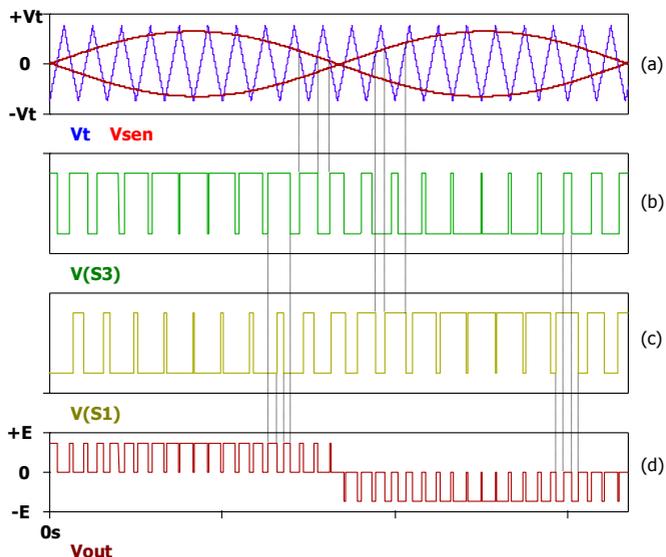


Figura 40 - Modulação PWM senoidal a três níveis.

Esta estratégia de modulação possui o efeito de incrementar a frequência da portadora de sinal. Assim, do ponto de vista da carga do inversor, o número de pulsos é duas vezes maior que em um caso onde a modulação é implementada para PWM a dois níveis. Com um número superior de pulsos por período da forma de onda fundamental, as harmônicas se distanciam da fundamental do sinal de interesse em cerca de duas vezes, facilitando o projeto do filtro com elementos menores [17].

O outro parâmetro utilizado para a regulação da amplitude da fundamental é o índice de modulação, M_i , equação (5.2). O índice de modulação é definido pela razão entre a tensão de referência, V_{ref_p} (com ajustes variáveis entre 0,3 e 2,0 volts de pico na bancada deste trabalho), e a tensão da triangular, V_{tp} (ajustada neste trabalho em 16,2 volts de pico).

$$M_i = \frac{V_{ref_p}}{V_{tp}} \quad (5.2)$$

No próximo capítulo, será apresentado o inversor de tensão e os elementos que o compõe, tais como os elementos do filtro na parte de potência.

6.5. Os critérios dos elementos filtrantes

O elemento filtrante é conectado a jusante do inversor, mostrado na Figura 41, devendo simplesmente suprimir a maior parte do conteúdo harmônico relacionado à frequência de comutação.

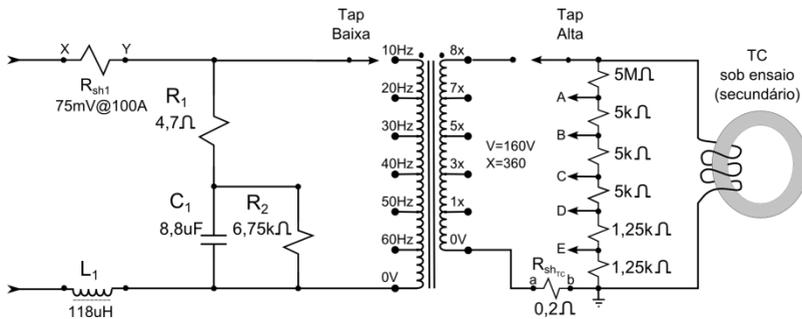


Figura 41 - Esquemático do elemento filtrante com o divisor de tensão resistivo na saída.

A concepção dos elementos filtrantes permite basicamente uma tensão de formato senoidal puro, essencialmente capaz do aporte de uma corrente não senoidal. Esta corrente é de elevado conteúdo harmônico e valor instantâneo quase nulo durante a maior parte do ciclo, sendo de amplitude elevada (possui caráter impulsivo) quando na passagem pelo zero da tensão.

Em topologias de filtro passa-baixa (FPB) com um elemento indutivo e outro capacitivo, ambos com baixa resistência série (SER), é prioridade configurar um baixo valor do indutor. Na prática, quando os valores de indutância de um RLC são elevados, traduzem-se em elementos limitadores de corrente, impedindo a demanda requerida da evolução dessa grandeza frente a uma variação brusca. Por outro lado, no dimensionamento de um baixo valor de indutância, haverá uma exagerada corrente no elemento capacitivo de baixa SER. Assim, os baixos valores de indutância refletem na incapacidade do inversor em excitar a carga, ou seja, o TC em ensaio. Isso ocorre porque a maior

parte da potência circula na forma de reativos entre o elemento capacitivo e o próprio inversor.

Ainda restaria trabalhar sobre a SER do capacitor, elevando-a por meio de uma resistência em série. Certamente as correntes circulantes se reduziriam, porém o resultado final seria pouco efetivo como supressor do espectro relativo à comutação dos IGBTs.

Para se filtrar a frequência de comutação sem limitar excessivamente a corrente, a melhor solução encontrada neste trabalho foi utilizar o próprio transformador elevador como elemento filtrante.

A Figura 42 mostra ensaios de resposta em frequência do transformador elevador para os *taps* referidos a cada frequência de ensaio. Nota-se que as respostas em frequência são típicas de um FPB. Além de oferecer uma faixa plana no início das escalas de magnitude, após o grupo de frequências de ressonâncias naturais, há uma atenuação significativa sobre maior parte do conteúdo harmônico relacionado com a frequência de comutação dos interruptores. Nesta mesma figura, a fim de comparação, é mostrada a resposta para um filtro convencional.

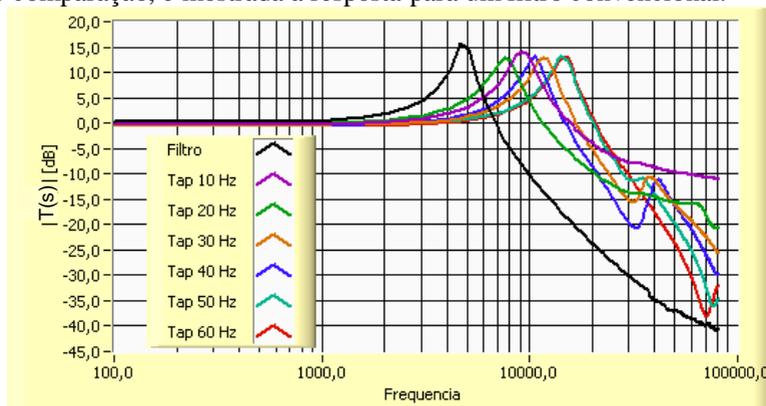


Figura 42 – Os diagramas de resposta em frequência dos *taps* de saída do transformador elevador e do filtro convencional.

Como a frequência de comutação foi escolhida em função da disponibilidade e escolha dos IGBTs, a frequência de comutação não passa por atenuação significativa para todas as faixas abrangidas individualmente por cada *tap* do transformador elevador. Na medida em que foi confeccionado, o número de espiras no transformador é inversamente proporcional ao valor da frequência de ensaio requerido. Assim, especialmente para as frequências de 50 Hz e 60 Hz, poderá haver uma amplificação do conteúdo do chaveamento ao passo que para

as demais frequências ocorrerá uma atenuação. Isso é perfeitamente adequado à proposta de projeto da bancada de ensaios de TCs, inicialmente prevista para ensaios em frequências inferiores a industrial.

Na adequação do projeto do transformador para atender às situações previstas, inclusive a função de filtro passa baixa, foi necessário inserir um elemento RLC. Sua configuração é originalmente preventiva do ponto de vista funcional da bancada em si. Definiu-se para o filtro adicional um indutor L_1 de $118 \mu\text{H}$, um elemento capacitivo C_1 de $8,8 \mu\text{H}$ com uma SER de valor relativamente grande, representada por uma resistência R_1 de $4,7 \Omega$ e mais um conjunto de resistências em paralelo ao elemento capacitivo, contabilizando uma R_2 de 6750Ω . A resposta em frequência deste filtro está mostrada na Figura 42, representada pelo traçado da primeira curva, da esquerda para a direita, na cor preta.

As curvas de resposta em frequência, incluindo o filtro RLC e o transformador elevador em seus diferentes *taps*, são apresentadas na Figura 43.

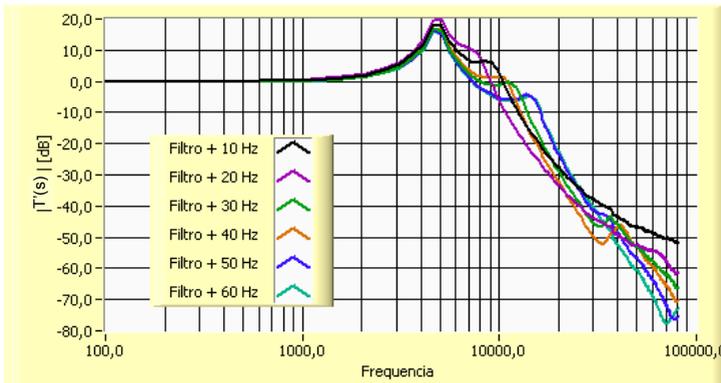


Figura 43 – O diagrama da resposta em frequência dos elementos filtrantes, ou seja, o efeito do RLC visto em série com cada *tap* do transformador elevador.

6.6. O indutor de filtro

Este elemento indutivo é denominado L_1 , e está mostrado na Figura 41. Ele é dimensionado com um grande volume de ferrite em seu núcleo, com entreferro significativo e bobinado com 85 fios 25 AWG em paralelo. Seu ajuste foi empírico e sua função é oferecer uma inércia de corrente relativamente pequena, porém, suficiente para bloquear uma

parcela do ruído da tensão na saída do FPB. Maiores detalhes sobre a construção desse componente são encontrados no Anexo C.

6.7. O elemento capacitivo do filtro

Este elemento capacitivo C_1 possui valor de $8,8 \mu\text{F}$, resultado da associação de quatro componentes de $2,2 \mu\text{F}$ cada, verificado na Figura 41.

6.8. Conclusão

Este capítulo aborda a sequência para o entendimento e a construção do protótipo de eletrônica de potência relacionada ao conversor estático CC-CA adotado. A ordem e os elementos requeridos são de importância fundamental para um projeto adaptado às necessidades de se alimentar o secundário de um TC de alta tensão na sua região de saturação.

7. O controle de tensão do inversor estático

7.1. Introdução

O início do projeto do compensador é feito com a observação das dinâmicas da planta adotada. Devido às dificuldades de se obter o equacionamento que represente as dinâmicas mais relevantes do sistema, a estratégia de controle lança mão de recursos e técnicas de ensaio da planta. A Figura 44 apresenta o diagrama completo da malha de controle, onde $C(s)$ é o compensador, $FPB(s)$ é o filtro passa baixas, K_{tap} representa a constante de divisão do divisor resistivo da tensão de excitação, o TC representa a carga ou perturbação e $H(s)$ contempla todas as etapas de modulação PWM, do chaveamento, da filtragem, do resistor *shunt* no detector de *offset* de corrente, do transformador elevador e a malha fechada do compensador de *offset*. A planta é definida como $H(s)$.

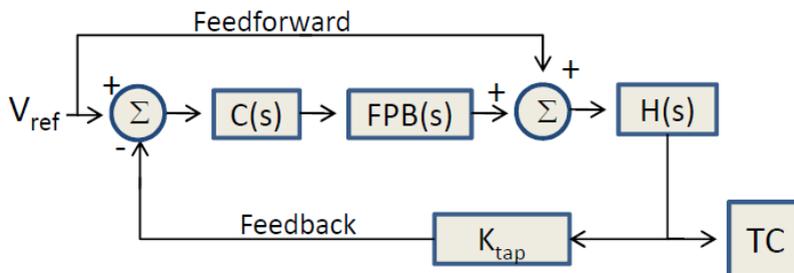


Figura 44 - Diagrama completo da malha fechada de controle de tensão.

7.2. O levantamento e a definição da planta

Optou-se por um projeto de uma planta onde há uma malha fechada detectora de *offset* na entrada do transformador elevador. Esta estrutura é um compensador à parte, que fecha malha dentro da $H(s)$. Portanto, é independente do projeto do compensador do sistema de controle da tensão senoidal de excitação nos ensaios de TCs. O posicionamento desta malha fechada de *offset* de corrente pode ser observada no diagrama da Figura 44, e sua funcionalidade é adequada frente aos transitórios ocorridos, na medida dos incrementos na tensão de excitação do TC sob ensaio. Sua necessidade surgiu inicialmente na

observação da relevância do *offset* de corrente entre o inversor e o transformador elevador de tensão. Isso ocorre normalmente quando o TC ensaiado possui uma quantidade de ferro superior a alguns quilogramas e se potencializa na medida em que a magnetização residual é mais representativa. Adotando esta malha fechada dentro da $H(s)$, busca-se anular a componente contínua de corrente na entrada do transformador elevador, evitando sua saturação magnética.

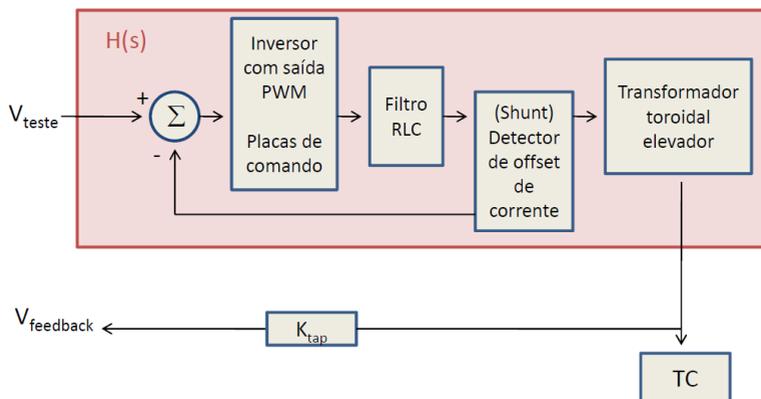


Figura 45 - Definição do diagrama de blocos da planta $H(s)$ e a sua perturbação, um TC conectado.

7.3. A modelagem da planta

Dada a complexidade do sistema, é definida uma abordagem prática e experimental na identificação da planta, $H(s)$, em um dado ponto de operação. O objetivo é identificar o sistema através de sua resposta a um incremento no valor da amplitude da tensão de referência.

Considerando uma planta conforme apresenta a Figura 45, e o diagrama da Figura 46, em se aplicando um incremento de entrada, $V_{entrada}$, (sempre variando de 2 Vrms a 4 Vrms, e mantendo-se um valor de tensão operacional no banco de capacitores conectados aos IGBTs), é observada a tensão de saída, $V_{saída}$, para realizar o levantamento da resposta do sistema. Essa prática foi realizada para cada *tap* do lado de baixa tensão do transformador elevador. Os resultados de medições são apresentados no Anexo D.

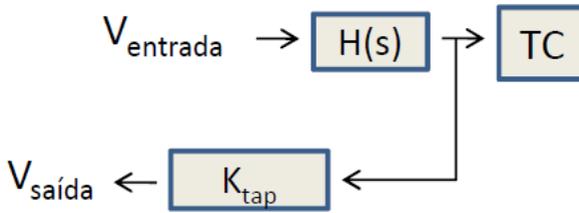


Figura 46 - Disposição para o ensaio ao degrau.

Com a resposta ao incremento na tensão de referência em torno de um ponto de operação, a aproximação da curva foi realizada utilizando o método dos mínimos quadrados (usando as funções **fsolve** e **lsqcurvefit** do *Matlab* [19], para o modelo de 2ª ordem). A identificação do sistema tem o objetivo de definir a função de transferência, FT, para a elaboração do controlador de tensão [20]. Assim, o posicionamento dos polos de malha aberta é determinado para o projeto e, neste caso, foram obtidos os ganhos estáticos para uma situação particular, onde houve um valor arbitrário de tensão no barramento CC na faixa operacional. Estes ganhos foram calculados de maneira manual, pelas curvas no Anexo D, e são definidos pela equação (7.1). Uma vez definidos os ganhos estáticos para cada frequência de ensaio, o método dos mínimos quadrados determina os valores dos parâmetros ξ e ω_n . Para a definição da FT em relação a cada *tap* do transformador, estes parâmetros serão aplicados na equação (7.2). A Figura 47 mostra esquematicamente o procedimento de identificação do sistema [20]. Ainda no diagrama da Figura 47, o processo de identificação lança mão do equacionamento clássico, para a resposta $y(t)$, de um sistema de segunda ordem, pela equação (7.3). A equação (7.3) é a resposta ao degrau da FT representada na equação (7.2).

$$G_{estático} = \frac{\Delta V_{saída}}{\Delta V_{entrada}} \quad (7.1)$$

$$H(s) = \frac{G_{estático}}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi s}{\omega_n} + 1} \quad (7.2)$$

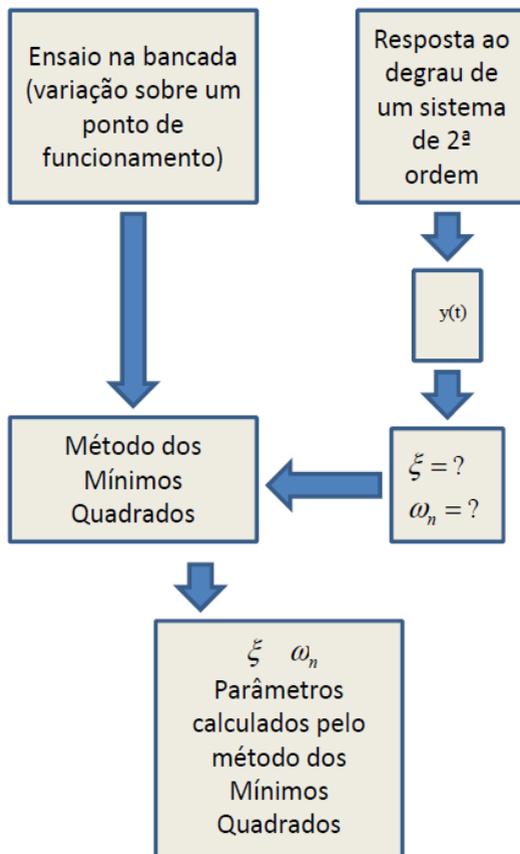


Figura 47 - Algoritmo simplificado para a obtenção dos parâmetros do controlador de tensão.

$$y(t) = G_{\text{estático}} - G_{\text{estático}} e^{-\xi \omega_n t} \left\{ \cos\left[\left(\sqrt{\xi^2 - 1}\right) \omega_n t\right] + \frac{\xi}{\sqrt{\xi^2 - 1}} \text{sen}\left[\left(\sqrt{\xi^2 - 1}\right) \omega_n t\right] \right\} \quad (7.3)$$

Para a determinação do modelo, trabalhou-se apenas com as dinâmicas das plantas operando em 10 Hz e 60 Hz. São obtidos os resultados representados na Figura 48 e na Figura 49, pelos gráficos de magnitude e fase.

A FT em 10 Hz da planta completa é dada pela equação (7.4). A Figura 48 apresenta os gráficos de magnitude e fase da FT da equação (7.4).

$$H_{10Hz}(s) = \frac{6,3415 \cdot 10^{-2}}{5,198 \cdot 10^{-4} s^2 + 4,852 \cdot 10^{-2} s + 1} \quad (7.4)$$

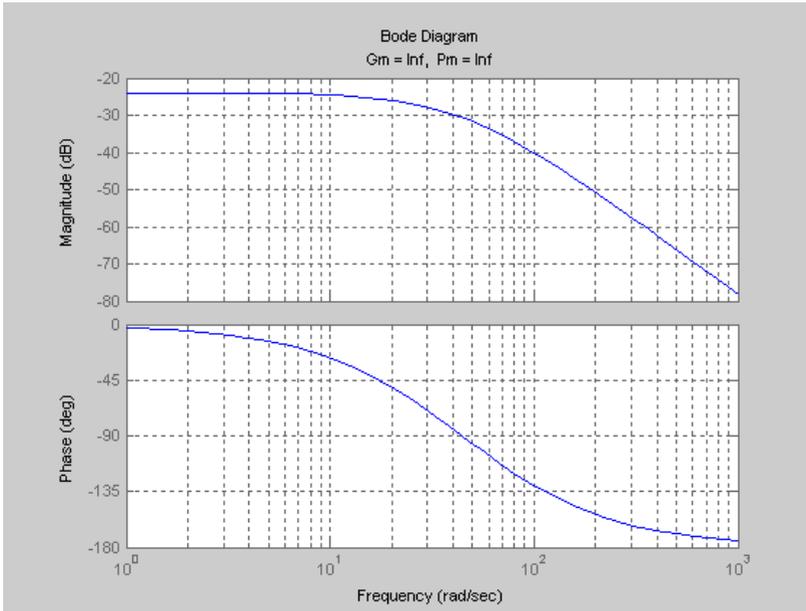


Figura 48 - Magnitude e fase para $H_{10Hz}(s)$.

A FT em 60 Hz da planta completa é dada pela equação (7.5). A Figura 49 apresenta os gráficos de magnitude e fase da FT da equação (7.5).

$$H_{60\text{Hz}}(S) = \frac{4,9 \cdot 10^{-2}}{2,687 \cdot 10^{-6} s^2 + 2,072 \cdot 10^{-3} s + 1} \quad (7.5)$$

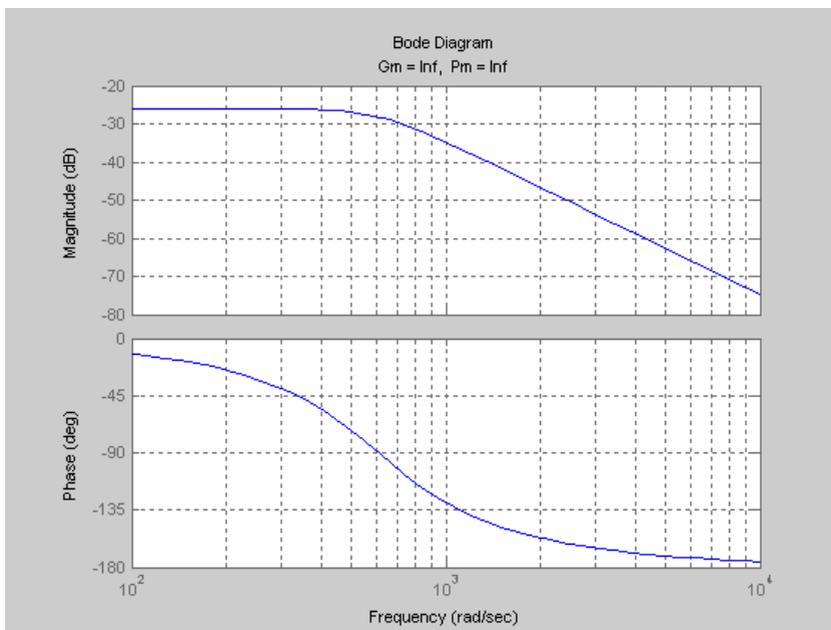


Figura 49 - Magnitude e fase para $H_{60\text{Hz}}(s)$.

Com a identificação da planta e o cancelamento de *offset* de corrente devidamente integrado ao sistema, foi observado um comportamento estável do sistema, porém, muito lento. Desta maneira, o projeto do controlador deve ser conduzido para melhorar a resposta transitória do sistema.

Como um dos fatores de ganho estático é diretamente proporcional ao valor de tensão ajustada no barramento CC, todo o sistema possui sua dinâmica relacionada a esse valor de tensão contínua. Foi escolhida uma compensação com controlador do tipo linear, do tipo PI (proporcional e integral), para a obtenção dos erros estáticos próximos ao valor nulo. Entretanto, devido às possíveis variações do ganho do sistema, em trabalhos futuros, um projeto do controlador

poderá ser desenvolvido levando em conta a variação do ganho do sistema.

A Figura 50 representa os gráficos de magnitude e fase das FTs na equação (7.4) e (7.5). Assim se pode observar a faixa de operação do controlador de tensão em se variando a frequência de ensaios de TCs.

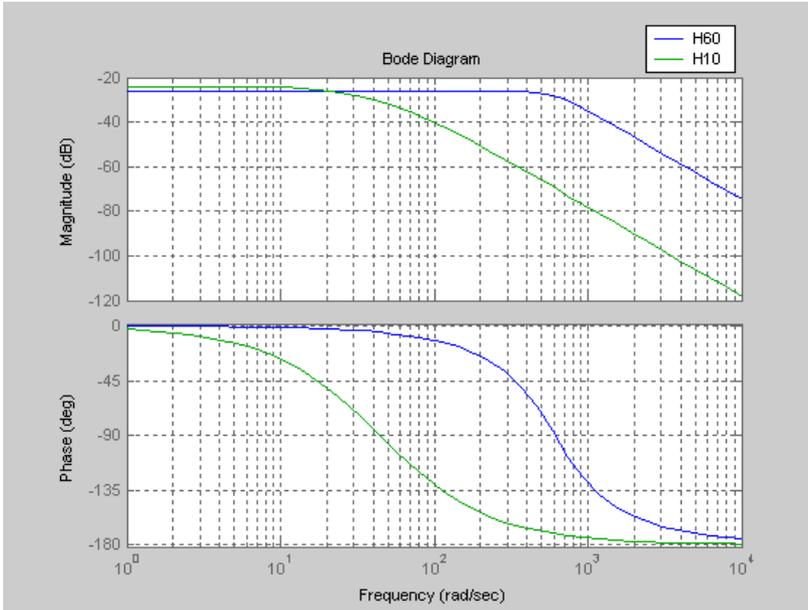


Figura 50 - Magnitude e fase para as FTs $H_{10\text{Hz}}(s)$ e $H_{60\text{Hz}}(s)$.

7.4. As malhas auxiliares ao controle da bancada protótipo

Na elaboração do protótipo, devido ao detector de *offset* de corrente, que é parte integrante da planta, o sistema de controle de tensão será reduzido a uma topologia considerada linear e de dinâmicas mais velozes do que o compensador de *offset* de corrente, ainda que se alimente uma carga (perturbação) não linear. Evidentemente, haverá um limite na não linearidade da carga, onde não será mais possível obter o erro nulo à referência (sobre este aspecto, a aplicação da técnica de *feedforward* se justifica). Independentemente das dinâmicas do controlador clássico adotado, a malha de *feedforward* contribui no controle com uma adição direta da forma senoidal da tensão de referência já na entrada do modulador PWM.

O *feedforward* é uma técnica que complementa o *feedback*. Ele pode ser usado tanto para melhorar a resposta ao sinal de referência quanto para reduzir o efeito de perturbações. O *feedforward* contribui na redução de perturbações, e é muito mais sensível às variações do processo do que a simples compensação por meio do *feedback* [21].

Controladores com *feedforward* e *feedback* contribuem para a robustez da malha e na atenuação de perturbações [21].

7.5. Critérios para o projeto do compensador de tensão

Adotou-se uma topologia PI de um controlador utilizando a topologia PID apresentada em [22] e [23], sem o bloco derivativo.

Como o objetivo do projeto é prover uma tensão numa determinada faixa de frequências para a excitação de TCs, a priori entre 10 Hz e 60 Hz, o compensador de tensão possui a função de manter a saída do inversor com uma referência puramente senoidal. Assim, caso o controlador de tensão seja projetado para uma frequência de operação, não se consegue o mesmo desempenho para as outras frequências também exigidas para o ensaio de TCs. Desta forma, houve a necessidade de buscar um projeto do controlador para um caso geral. Haveria a possibilidade de se aplicar um controle do tipo adaptativo, o qual seria mais robusto e capaz de acompanhar as variações dos parâmetros do sistema com um desempenho superior. Porém, a elaboração e os ajustes seriam também mais complexos.

No intuito que o sistema de controle apresente erros estáticos próximos a zero, ainda que existam algumas variações na carga (perturbação), em geral são aplicados ganhos elevados na $H(s)$ em baixas frequências. Este fato implica no aporte de topologias do compensador que posicionem um polo muito próximo de 0 Hz, ou seja, um integrador puro. No projeto do controlador em questão, posicionou-se o polo mais lento em 116 Hz. Como verificado na prática, o posicionamento dos polos garantiu um erro estático irrelevante. Além disso, a escolha do polo em 116 Hz também garantiu uma faixa plana de ganhos nas frequências de operação. Assim, um segundo polo é posicionado em 1840 Hz, uma década abaixo da frequência de chaveamento. Como há um zero do controlador posicionado em 188 Hz, tal posicionamento devolve à curva de magnitude de $C(s)$ um decaimento de 20 dB/dec [24], [25].

No sistema, há ainda o posicionamento de um filtro passa-baixa, FPB, sintonizado em uma frequência próxima aos 12 kHz, melhorando a

supressão do ruído de chaveamento em 18,4 kHz e dos ruídos nas frequências de ressonância relativa aos *taps* do transformador elevador. A presença deste filtro não modifica a dinâmica do controlador. É importante destacar que a maior parte do ruído de chaveamento visto pela carga está em 36,8 kHz. Isso ocorre devido à modulação PWM a três níveis [17].

7.6. Implementação analógica do compensador de tensão

Como já mencionado anteriormente, para a malha de controle foi adotado um projeto de um compensador com 2 polos, 1 zero e 1 filtro. Também como mencionado, o filtro adicional é um atenuador da parcela de ruído ainda presente na tensão de realimentação devido à comutação dos interruptores. O controlador foi implementado com métodos e topologias analógicas, conforme o esquema eletrônico apresentado na Figura 51 e na Figura 94 do Anexo B, onde a estrutura encontra-se conexas aos circuitos adjacentes.

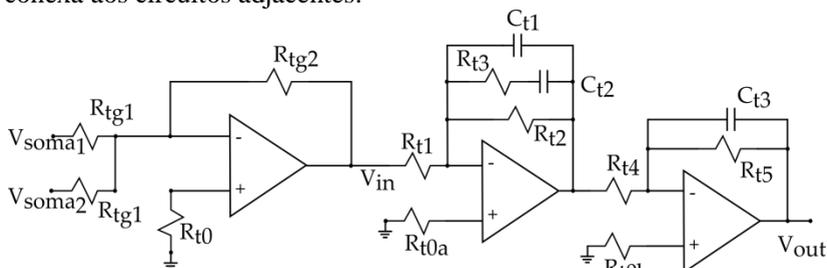


Figura 51 - Núcleo estrutural do controlador de tensão.

Os componentes eletrônicos possuem seus valores descritos segundo a sequência: $R_{t0} = 6,8 \text{ k}\Omega$; $R_{tg1} = 48,8 \text{ k}\Omega$; $R_{tg2} = 68 \text{ k}\Omega$; $R_{t0a} = 6,8 \text{ k}$; $R_{t1} = 10 \text{ k}\Omega$; $R_{t3} = 180 \text{ k}\Omega$; $R_{t2} = 100 \text{ k}$; $C_{t1} = 1,4 \text{ nF}$; $C_{t2} = 4,7 \text{ nF}$; $R_{t0b} = 22 \text{ k}\Omega$; $R_{t4} = 47 \text{ k}\Omega$; $R_{t5} = 47 \text{ k}\Omega$; $C_{t3} = 270 \text{ pF}$. Desconsiderando o V_{soma2} do circuito da Figura 51, relativo à entrada de *feedback*, obtém-se a equação da estrutura do controlador $C(s)$, composta pelos dois polos e o zero.

$$C(s) = \left[\frac{R_{tg2}}{R_{tg1}} \right] \left[\frac{R_{t5} R_{t2}}{R_{t1} R_{t4}} \right] \left[\frac{s[C_{t2} R_{t3}] + 1}{s^2 [C_{t1} C_{t2} R_{t2} R_{t3}] + s[R_{t2} C_{t1} + R_{t2} C_{t2} + C_{t2} R_{t3}] + 1} \right] \left[\frac{1}{s[R_{t5} C_{t3}] + 1} \right] \quad (7.6)$$

$$C(s) = \left[\frac{14}{1} \right] \left[\frac{s[846 \cdot 10^{-6}] + 1}{s^2 [118440 \cdot 10^{-12}] + s[1456 \cdot 10^{-6}] + 1} \right] \left[\frac{1}{s[2,69 \cdot 10^{-6}] + 1} \right] \quad (7.7)$$

Calculando as raízes do denominador de $C(s)$, chega-se aos polos do controlador:

$$k(s + 11562,9597)(s + 730,1845)$$

Assim, p_1 é igual a 116,21 Hz e p_2 igual a 1840,30 Hz.

Calculando as raízes do numerador de $C(s)$, chega-se ao zero mais relevante do controlador Z_1 igual a 188,12 Hz.

Calculando as raízes do denominador de $FPB(s)$ chega-se ao polo do filtro, P_{fb} , igual a 12,54 kHz.

7.7. Análise do sistema compensado

A Figura 52 mostra o caso de operação em 60 Hz (o mais crítico no projeto), onde uma variação de 25 vezes no ganho estático da planta levaria o sistema ao limite de estabilidade, ou seja, com margem de fase (MF) e margem de ganhos (MG) próximos de zero. Essa variação do ganho pode ocorrer na prática, pois para os ensaios de TCs são exigidos vários níveis de tensão, principalmente para a condição de saturação magnética do núcleo do TC.

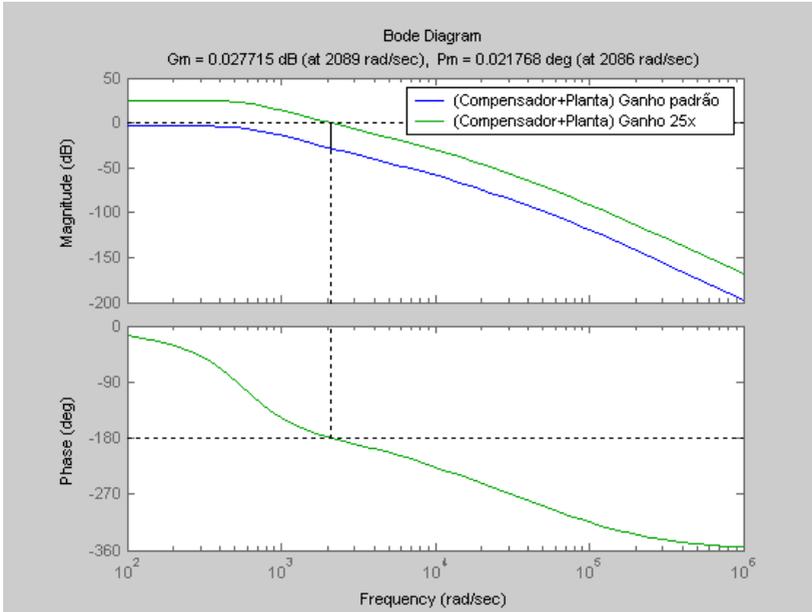


Figura 52 - Associação da planta com o compensador (na curva em azul) comparada com a curva da planta com o PI e o ganho limite (cerca de 25 vezes) (curva na cor verde).

É importante saber que durante os ensaios em TCs, o limite de variação do ganho estático da planta é limitado ao nível máximo de tensão no barramento CC. Este valor da tensão CC é ajustado manualmente em um autotransformador variável. Nesse caso, sabendo-se que em 60 Hz a regulação do sistema é a mais crítica, o valor da máxima tensão no barramento contínuo não deve exceder a 25 vezes o valor de tensão utilizado na identificação do sistema. As tensões utilizadas nesse processo podem ser verificadas nas figuras do Anexo D. A variação do ganho estático da planta pode tornar o sistema instável quando um PI possui seus parâmetros fixos.

Na Figura 53 é utilizado um ganho estático de três vezes, dentro de parâmetros normais de operação, e se verifica a MF e a MG normais.

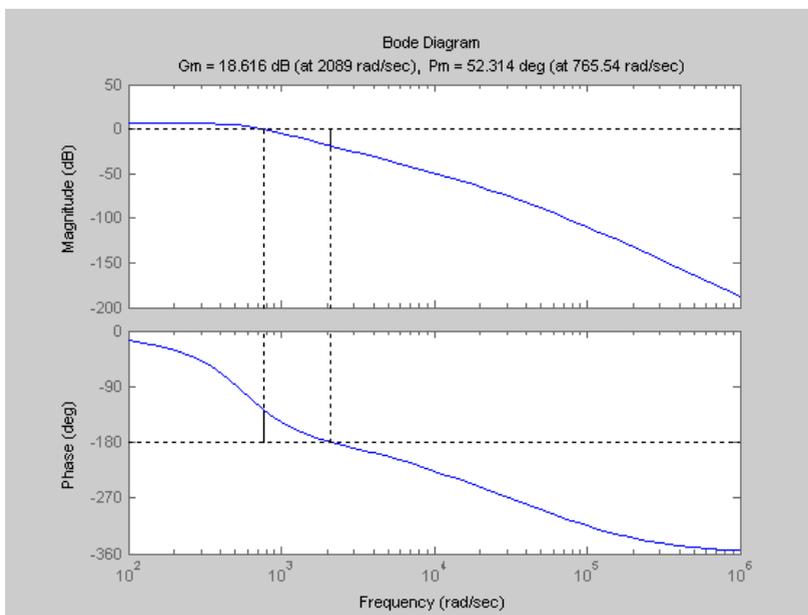


Figura 53 - Operação dentro dos parâmetros normais.

7.8. Conclusão

Durante o trabalho foram realizados ensaios práticos que comprovaram o funcionamento do protótipo com o sistema em malha fechada apresentado neste capítulo. Embora o compensador adotado deteriore a MF, oferece erro irrelevante a um incremento da tensão de referência. Notou-se uma sensibilidade do protótipo com a variação do ganho estático. Entretanto, com esse ganho na faixa citada anteriormente, o sistema apresentou-se estável com o compensador adotado, independente da frequência de operação.

8. Transformador elevador

8.1. Introdução

Neste trabalho, o equipamento transformador é essencial à composição da bancada. Foi elaborado para adequação topológica do protótipo à função de excitação de TCs de alta tensão. Sua posição no esquemático é mostrada na Figura 41, onde se verifica que os *taps* do primário selecionam o enrolamento adequando à frequência de ensaio e os *taps* do secundário adequam a tensão de excitação de ensaio dos TCs. As características mais relevantes deste componente impactam sobre:

- a) A isolamento galvânica em relação ao conversor estático;
- b) A adequação dos valores de amplitude de tensão para o ensaio de TCs de alta tensão;
- c) O bloqueio de componentes de tensão contínua;
- d) A contribuição como elemento filtrante à retirada do conteúdo da frequência de comutação do inversor.

8.2. Modelo adotado

Tomando-se os devidos cuidados para evitar a operação dentro da região de saturação, levantou-se um modelo de parâmetros concentrados para ajudar na descrição das dinâmicas envolvidas no sistema protótipo. Embora na prática sejam elementos distribuídos, o modelo de parâmetros concentrados [26] utilizado é apresentado na Figura 54, onde R_p e R_s representam as resistências dos enrolamentos do primário e do secundário, respectivamente; L_p e L_s representam as indutâncias de dispersão; L_m é a indutância de magnetização vista pelo primário; R_{fe} representa as perdas no núcleo; C_p e C_s são as capacitâncias existentes entre espiras de cada enrolamento; C_{ps} indica a capacitância entre os enrolamentos.

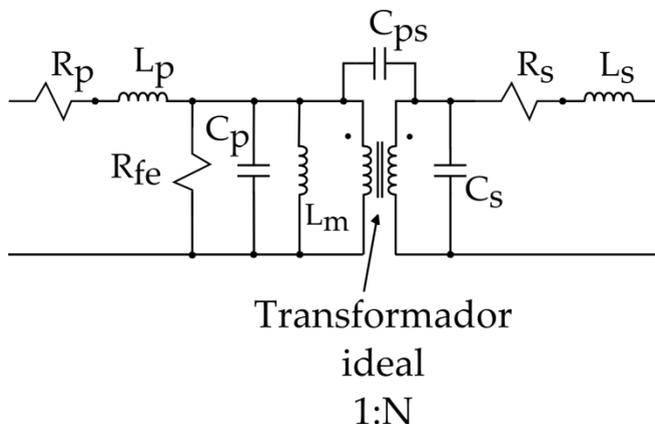


Figura 54 - Modelo de parâmetros concentrados para transformador [26].

No estudo de transformadores elevadores de saída com alta tensão, o número elevado de espiras implica na existência de uma capacitância C_s de efeitos significativos. Porém, em baixas frequências, a indutância de magnetização possui a maior contribuição, não havendo assim, preocupações com as influências de C_s . No estudo das dinâmicas de alta frequência entre os enrolamentos do primário e secundário, começa a haver uma influência da capacitância C_{ps} . Formas de onda de corrente podem encontrar um caminho de baixa impedância, algo danoso em se tratando de alguma ressonância com a L_m (indutância de magnetização). Há também a possibilidade de ocorrer alguma ressonância nas capacitâncias dos enrolamentos e a indutância de dispersão [28].

8.3. Manufatura e projeto

O dimensionamento do transformador foi inicialmente previsto para uma condição de regime permanente distante da região de saturação magnética. O núcleo adotado é de geometria toroidal, com entreferros de acetato nas suas bipartições e seu material magnético é composto por lâminas de aço de grãos orientados, GO, com empilhamento compacto sem frestas.

São necessários *taps*, ou tomadas, para as diversas configurações da bancada em termos de valores de tensão de ensaio do TC. Há *taps* da entrada (baixa tensão), e *taps* de saída, que definem a faixa de alta tensão mais adequada ao TC sob ensaio. Para qualquer frequência de ensaio, a tensão alternada máxima na entrada do transformador é de

160 Vrms. Entretanto, para adequação aos valores comerciais, o transformador é projetado para operação nominal de 220 Vrms.

O projeto foi executado manualmente, tomando-se cuidados especiais para a distribuição homogênea dos condutores das bobinas ao longo do núcleo toroidal. No caso dos enrolamentos compostos por condutores muito espessos, aplicou-se um fio de algodão de um milímetro entre cada espira. Sua finalidade foi evitar contato mecânico e, uma vez embebido com verniz, contribuir com a imobilização.

Após a primeira camada bobinada e o verniz devidamente aplicado e seco, é feita uma cobertura com fita adesiva muito resistente e apropriada para isolar tensões de até 6500 Vrms. Sobre essa fita, aplica-se um papel isolante, com a principal função de proteção mecânica para a fita adesiva. Este papel é distribuído em fitas tracionadas sobre o enrolamento.

Finalizada a execução do enrolamento secundário, é feito o enrolamento primário, mantendo os mesmos padrões até o fim da manufatura do transformador.

Um cuidado importante foi tomado quanto às saídas dos *taps* de alta tensão, nos quais os condutores foram envolvidos com mangueiras plásticas. Além disso, os condutores, em seu interior, foram envolvidos com a mesma fita adesiva isolante utilizada no processo de bobinagem do transformador. Uma foto de uma das etapas de manufatura do transformador é mostrada no Anexo E.

O toroide utilizado possui uma circunferência de 64 centímetros e a sua secção transversal é de 80 cm^2 . Este valor de circunferência permite a realização das sucessivas sobreposições dos enrolamentos, mantendo capacitâncias parasitas reduzidas e colaborando com a transferência de calor dos condutores para o ambiente. A secção transversal, um pouco maior do que seria usual, permite um projeto com um número relativamente menor de espiras. Assim, evitam-se possíveis efeitos indesejáveis em função da extensão dos condutores, tais como aumento dos valores das capacitâncias parasitas na sobreposição das espiras.

As posições dos enrolamentos e camadas isolantes deste projeto de transformador elevador são mostradas na Figura 55. Além da ordem das camadas, mostra-se a composição do núcleo. O núcleo ferromagnético é composto pelo empilhamento de dois núcleos idênticos, representados por A_1 e A_2 . São estas duas áreas que totalizam os 80 cm^2 .

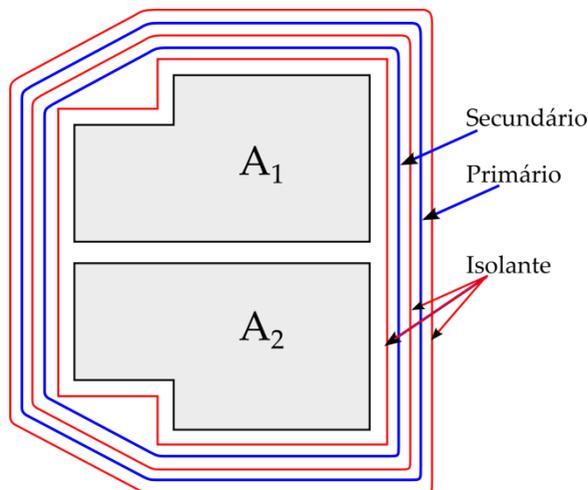


Figura 55 – Conformação dos enrolamentos e das camadas isolantes ao redor da secção dos núcleos A_1 e A_2 .

Os núcleos A_1 e A_2 eram de TCs capazes de operar a 20 kVA para uma tensão da ordem de 2000 Vrms em 60 Hz, para tal, um número de espiras secundárias de 240 foi adotado. Para satisfazer às necessidades do projeto, é suficiente calcular um transformador com potência de, aproximadamente, 10 kVA. Para o dimensionamento do número de espiras, foi utilizada a equação (8.3).

$$B_{m\acute{a}x} = \frac{V_N}{4,44 N S_{magn\acute{e}tica} F_{ensaio}} \quad (8.3)$$

Na equação (8.3), N é o número de espiras, V_N a tensão eficaz definida para o enrolamento, $B_{m\acute{a}x}$ a máxima indução magnética prevista no ferro, $S_{magn\acute{e}tica}$ a secção magnética, F_{ensaio} a frequência de operação. Estas grandezas possuem suas unidades de acordo o sistema internacional.

No Anexo E são mostradas as características do projeto dos enrolamentos.

8.4. Conclusão

Este capítulo aborda o projeto de um transformador de núcleo toroidal, especialmente previsto para alimentar um TC de alta tensão na região de saturação. Os fatores críticos são relacionados com a tensão de saturação, a isolamento galvânica, a alta tensão no secundário e a contribuição como elemento filtrante das componentes de alta frequência.

9. Instrumentos Virtuais – VIs

9.1. Introdução

Escolheu-se utilizar instrumentos virtuais — VIs, tanto para a geração dos sinais de referência à bancada quanto para o tratamento dos dados de medição para a obtenção das grandezas de interesse. Os instrumentos virtuais foram desenvolvidos na plataforma LabView [27], da empresa *National Instruments*.

9.2. Instrumento virtual de geração e aquisição

9.2.1. O objetivo da geração de referência e aquisição de dados

Para operação da bancada protótipo de ensaios de TCs, é necessária a geração de sinais de referência na forma de onda senoidal. A geração desta referência é realizada por meio de um dispositivo (uma placa de aquisição/geração de sinais) da *National Instruments* conectada a um computador pessoal onde o instrumento virtual é executado. Há também a aquisição dos sinais de tensão e corrente de excitação do TC sob ensaio, igualmente feita por um instrumento virtual. O fluxograma do programa de geração de referência e aquisição de dados está mostrado na Figura 56. O esquemático da Figura 21 indica onde são conectados os terminais da placa de aquisição/geração à bancada de ensaios.

O VI de geração de referência e aquisição de dados possui sua interface (painel frontal do programa) apresentada na Figura 57. Os parâmetros identificados na interface do VI de geração e aquisição são explicados nos tópicos seguintes deste trabalho.

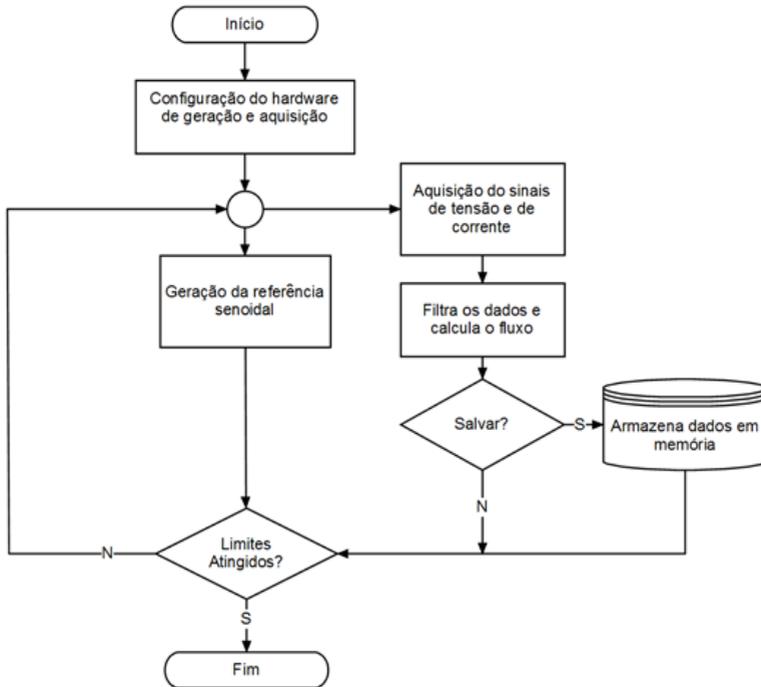


Figura 56 - Fluxograma do programa de geração de referência e aquisição de dados [29].

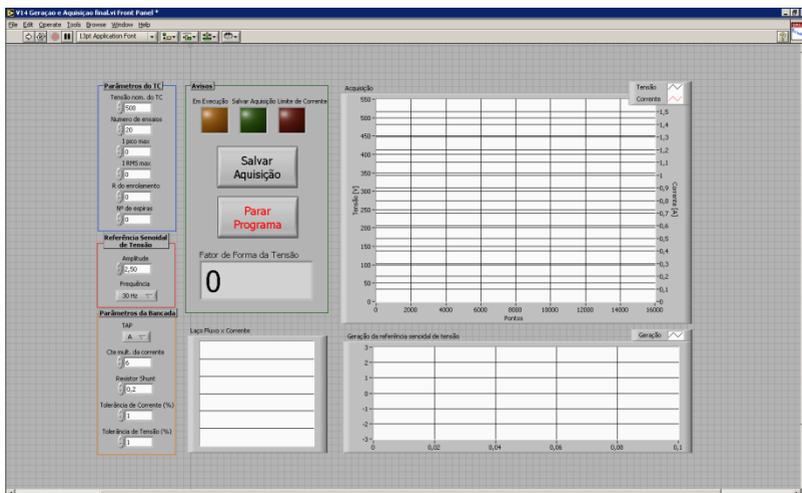
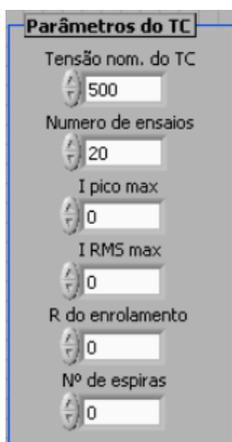


Figura 57 – A interface do VI de geração e aquisição.

Os dados adquiridos são organizados em arquivos no formato texto com cabeçalho e colunas de dados de tensão e corrente [29]. No cabeçalho deste arquivo de dados, constam informações necessárias à etapa posterior, quando ocorrerá o pré-processamento. As informações do cabeçalho são inseridas pelo usuário em uma interface, e são relativas à frequência de amostragem, à frequência fundamental dos ensaios, às constantes dos sensores de tensão e corrente, ao número de espiras do TC e à resistência elétrica do enrolamento.

9.2.2. Os parâmetros do TC

De acordo com Figura 58, os “Parâmetros do TC” são dados preenchidos pelo usuário de acordo com o TC e seus dados de placa. Por meio desses dados, o VI organiza as informações no cabeçalho do arquivo texto do ensaio. A Figura 58 mostra esta região da interface mais adequadamente.



A imagem mostra uma janela de software intitulada "Parâmetros do TC". Ela contém seis campos de entrada, cada um com um botão de seta para cima e para baixo à esquerda. Os campos são:

- Tensão nom. do TC: 500
- Numero de ensaios: 20
- I pico max: 0
- I RMS max: 0
- R do enrolamento: 0
- Nº de espiras: 0

Figura 58 - Janela dos parâmetros do TC.

9.2.3. A referência senoidal de tensão e frequência

De acordo com a Figura 59, a “Referência senoidal de tensão” é o campo onde se deve preencher o valor da tensão de referência gerada para o sistema de controle da bancada de ensaios. Logo abaixo a esse

campo, localiza-se o seletor de frequência para os ensaios. A Figura 59 ilustra esta região da interface mais adequadamente.



Figura 59 - Janela da referência de tensão e frequência no ensaio.

9.2.4. Os parâmetros da bancada

De acordo com a Figura 57, os “parâmetros da bancada” são os campos para os dados relacionados, respectivamente, com o ganho do amplificador diferencial de corrente, com o resistor *shunt* da corrente de excitação, com a tolerância deste resistor *shunt* para a corrente de excitação e com a tolerância dos resistores do divisor resistivo para a tensão de excitação nos terminais do TC sob ensaio. A Figura 60 ilustra esta região da interface.

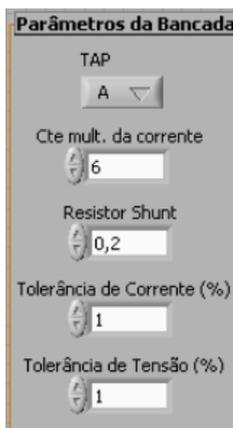


Figura 60 - Janela dos parâmetros da bancada.

9.2.5. Os avisos

No VI há uma janela de avisos, como mostra a Figura 61. Os avisos são critérios relacionados à operação da bancada. Nessa região se encontram alertas luminosos sobre a geração da referência senoidal em “Em Execução”, sobre o instante correto de “Salvar Aquisição”, assim como um aviso ativo quando o limite de corrente especificado para o TC é atingido.

Também são encontrados os botões que fazem a aquisição das formas de onda em tempo real em “Salvar Aquisição” e de todo o vetor de dados do ensaio em “Parar Programa”.

O último campo é utilizado para apresentar o fator de forma da onda senoidal da tensão de excitação nos terminais do TC sob ensaio.



Figura 61 - Janela do aviso de alerta.

9.2.6. Os gráficos

Gráficos de formas de onda de tensão e corrente, bem como de laços de fluxo por corrente, são mostrados no VI de geração e aquisição em tempo real da operação da bancada. Nos campos de “Aquisição”, “Laço de Fluxo x Corrente” e “Geração da referência senoidal de tensão” é possível acompanhar o andamento do ensaio por meio das informações em tempo real.

9.3. O instrumento virtual de análise

9.3.1. O objetivo da análise

O programa de análise tem como entrada de dados uma pasta que contém os arquivos dos ensaios realizados anteriormente pelo VI de geração e aquisição. O VI em questão acessa sequencialmente todos os arquivos presentes na pasta, os quais contém os resultados de ensaio para cada ponto de operação, possibilitando assim a avaliação do TC ensaiado. O fluxograma do VI de análise é apresentado na Figura 62. A Figura 63 mostra a interface do VI de análise. Com os dados de tensão e corrente de excitação dos ensaios de todas as frequências é feito o pré-processamento [29].

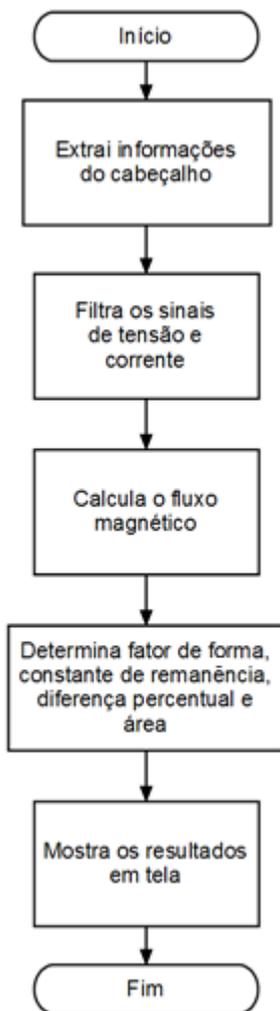


Figura 62 - Fluxograma do programa de análise dos dados [29].

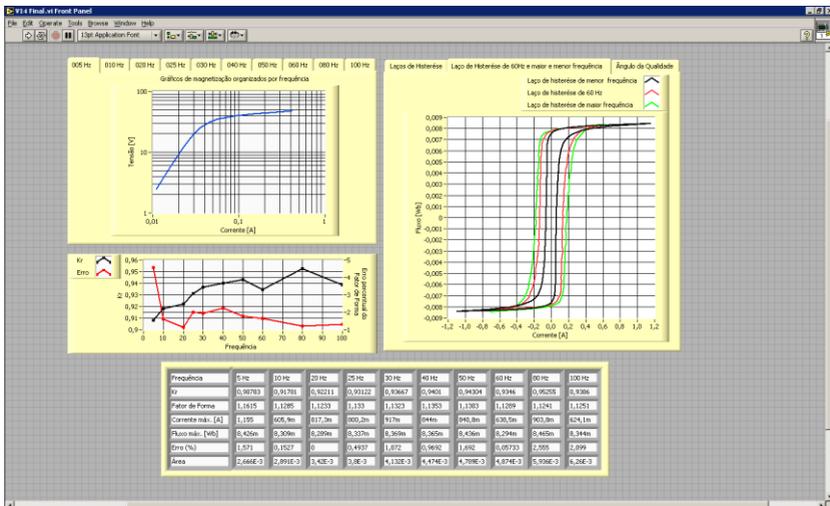


Figura 63 - Interface do VI de análise.

O VI de análise, cujo painel frontal é mostrado na Figura 63, mostra as curvas de magnetização para cada frequência de ensaio, os fatores Kr e FF, os laços de fluxo por corrente, o ângulo de qualidade e a tabela com os resultados dos ensaios. Estes fatores e dados serão explicados no decorrer do trabalho.

9.3.2. A tabela com os dados resultantes dos ensaios

A Figura 64 apresenta os itens resultantes do processamento dos ensaios. No Anexo F são apresentados valores provenientes desta tabela de saída de dados para um TC ensaiado. A seguir, os dados de saída serão explicados.

| |
|----------------|
| Frequência |
| Kr |
| Fator de Forma |
| Corrente máx. |
| Fluxo máx. |
| Diferença (%) |
| Área |

Figura 64 – Itens da tabela da saída de dados do VI de análise.

a) Frequência

A “Frequência” indica a frequência do ensaio aplicado sobre o transformador de corrente.

b) Kr

O “Kr” é o índice de remanência magnética, obtido pela razão entre o fluxo remanente e o fluxo de magnetização.

c) Fator de Forma

O “Fator de Forma”, FF , é relacionado à qualidade da forma de onda de tensão aplicada no TC, relativo ao último ponto de operação do TC sob ensaio.

d) Corrente máxima

A “Corrente máxima” é o valor da corrente de excitação do TC, dada em valores eficazes, relativa ao último ponto de operação do TC sob ensaio.

e) Fluxo máximo

O “Fluxo máximo” representa o maior valor de fluxo magnético relacionado aos dados adquiridos referentes ao último ponto de operação do TC sob ensaio. O critério de escolha do vetor do fluxo magnético

correlaciona todos os ensaios em todas as frequências. A partir do cálculo dos vetores de fluxo magnético, é escolhido, dentre os ensaios, o menor valor entre os maiores valores de fluxo máximo relativo a cada frequência de ensaio. Ou seja, é selecionado um valor de referência de fluxo máximo. Este valor é o critério para a seleção dos laços de fluxo magnético por corrente de excitação apresentados no fim dos ensaios.

f) **Determinação da diferença percentual**

A “Determinação da diferença percentual” representa a disparidade entre os maiores e menores fluxos máximos presentes em cada ensaio em frequências distintas.

$$D(\%) = \frac{|\phi_{\min} - \phi_{\max}|}{\phi_{\min}} 100$$

g) **Área**

É a área do laço de fluxo de magnetização por corrente de excitação [29]. Sua unidade é dada por Weber vezes Ampère, [WbA], e não possui interpretação física relevante neste trabalho.

9.4. Conclusão

Este capítulo foi escrito na forma de manual de operação do software da bancada. Representa a documentação explicativa para as interfaces dos VIs desenvolvidos [29].

10. Resultados experimentais e análise

10.1.Introdução

Com os dados de saída tratados pelo VI de análise, são elaborados os gráficos das grandezas em diversas frequências de ensaio, os quais constituem os objetivos da bancada desenvolvida neste trabalho, por exemplo, traçar, curvas de saturação e de laços de fluxo por corrente e poder determinar fatores de remanência magnética em frequências distintas da industrial. A partir destes objetivos, segue uma proposta de estratégia de ensaios para avaliar TCs de alta tensão em relação às perdas dinâmicas. Esta proposta será apresentada neste capítulo com a denominação de “ângulo de qualidade”, sendo uma possível contribuição deste trabalho para a análise de TCs de alta tensão.

10.2.Ensaio de TCs com a bancada desenvolvida

Os dados dos TCs utilizados nos ensaios são apresentados com mais detalhes no Anexo F. A seguir serão mostrados os resultados do trabalho por meio de curvas apresentadas de figuras obtidas na interface do VI de análise [29]. São resultados de avaliação de dois TCs, um denominado por TC GRUCAD e o outro por TC Eletrosul. Dentro desta avaliação são cumpridos os objetivos da obtenção de:

- a) curvas de saturação ou curvas de magnetização;
- b) fatores de remanência magnética, K_r ;
- c) laços de fluxo de magnetização por corrente de excitação.

Propõe-se também uma estratégia de ensaios para avaliar TCs de alta tensão em relação às perdas dinâmicas no ferro, denominada de “ângulo de qualidade”.

10.2.1. Os resultados do ensaio do TC GRUCAD

No Anexo F, os dados do TC GRUCAD, visto na Figura 102, são apresentados na Tabela 6, e os dados relativos aos ensaios deste transformador são apresentados na Tabela 7. A seguir, apresentam-se os resultados dos ensaios realizados.

a) Curvas de saturação do TC GRUCAD

Os ensaios de saturação foram realizados nas frequências entre 5 Hz e 100 Hz, e os respectivos resultados são mostrados pelas curvas da Figura 65 até a Figura 73.

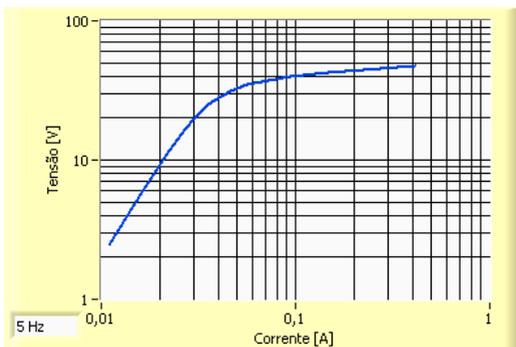


Figura 65 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 5 Hz.

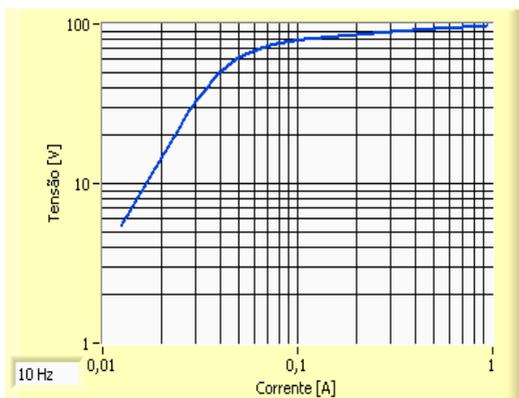


Figura 66 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 10 Hz.

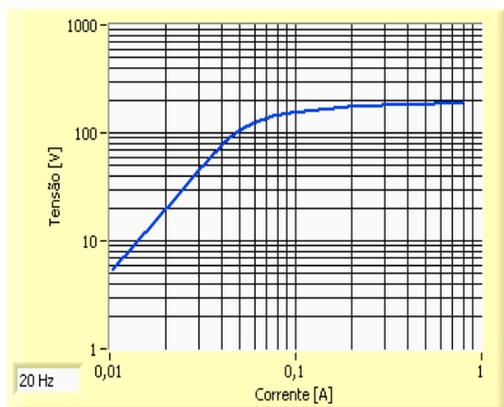


Figura 67 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 20 Hz.

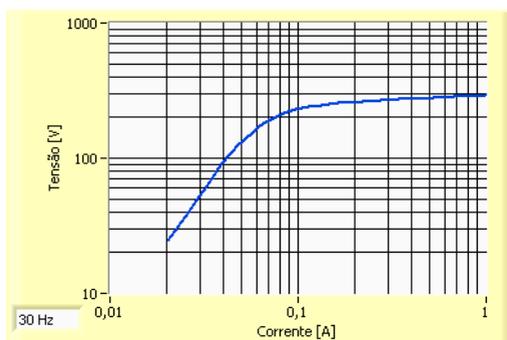


Figura 68 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 30 Hz.

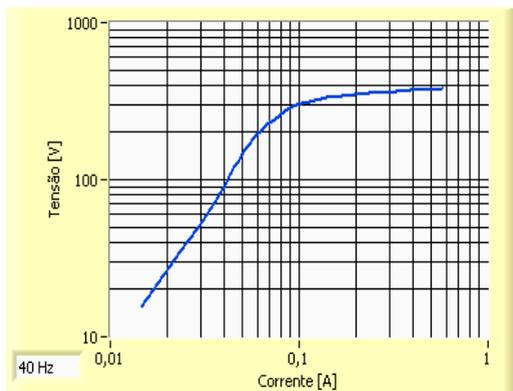


Figura 69 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 40 Hz.

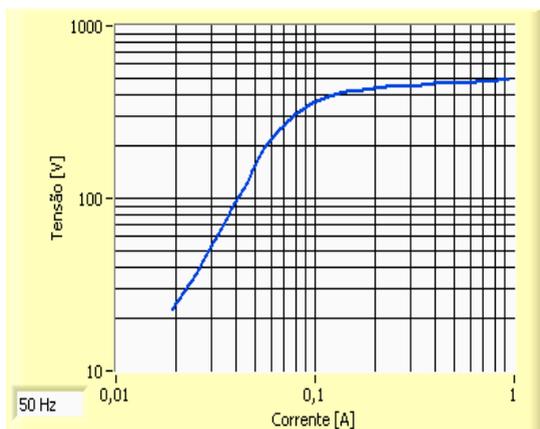


Figura 70 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 50 Hz.

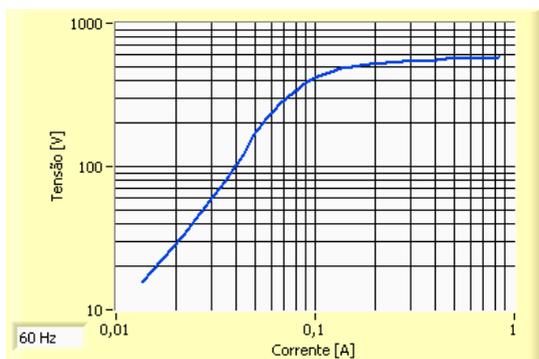


Figura 71 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 60 Hz.

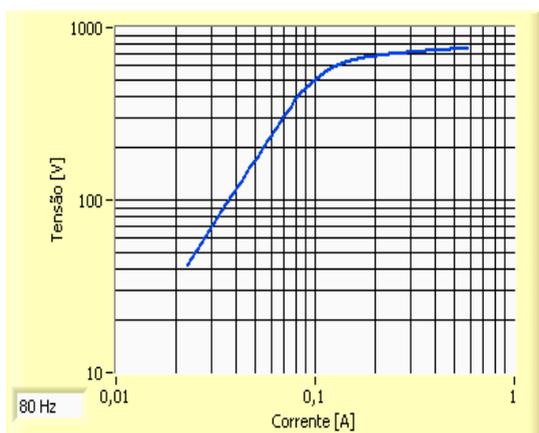


Figura 72 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 80 Hz.

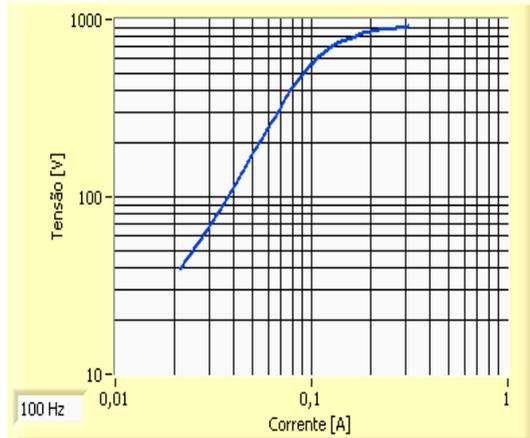


Figura 73 - Ensaio de saturação no TC GRUCAD; 100 Hz.

Os ensaios de saturação magnética em baixas frequências são interessantes quando há dificuldades técnicas de se impor altas tensões senoidais nos terminais dos TCs. Além disso, a aplicação de frequências reduzidas é feita quando há riscos de fadiga ou rompimento de dielétricos. É sabido que em frequências reduzidas o TC requer uma tensão proporcionalmente menor para alcançar a saturação magnética.

Segundo a ANSI/IEEE C57.13/1993 [16], é possível ensaiar os TCs em frequências reduzidas. Porém, segundo a NBR 6856/92 [9], e do ponto de vista dos fabricantes, os ensaios com frequências distintas da nominal podem ocasionar inexatidão em relação aos valores esperados. Essas inexatidões são prioritariamente relacionadas com as perdas dinâmicas no material ferromagnético adotado no núcleo dos TCs de alta tensão.

A título de complementação dos ensaios de saturação, foram realizados ensaios com frequências superiores à nominal. Esta prática não comprometeu o isolamento dos TCs ensaiados. Esta bancada também proporciona o estudo de ensaios ou análises de TCs sob as frequências mais elevadas do que a industrial, algo talvez interessante para a compreensão do comportamento dos TCs de alta tensão quando submetidos a operar no sistema sob condições críticas.

b) Fatores de remanência magnética do TC GRUCAD

De acordo com a IEC 60044.1, o fator de remanência K_r , razão entre o fluxo remanente ϕ_r e o de saturação ϕ_s , deve ser obtido do laço de fluxo de magnetização pela corrente de excitação. Na Figura 74 são apresentados os gráficos da variação do fator de remanência magnética (em valores não percentuais), K_r , em função da frequência do ensaio. Nota-se que o K_r tende a crescer com o aumento da frequência. Isto se deve provavelmente ao aumento das correntes induzidas (perdas dinâmicas no material ferromagnético), aumentando o valor do fluxo remanente. Ainda na Figura 74, é mostrada a variação do fator de forma, FF. Sua utilidade é de validar a qualidade da tensão senoidal quando os dados que fornecem o fator de remanência foram adquiridos. De acordo com as normas técnicas NBR 6856, IEC 60044.1 e IEC 60044.6, a tensão de excitação deve ser a mais senoidal possível para que testes em TCs sejam confiáveis.

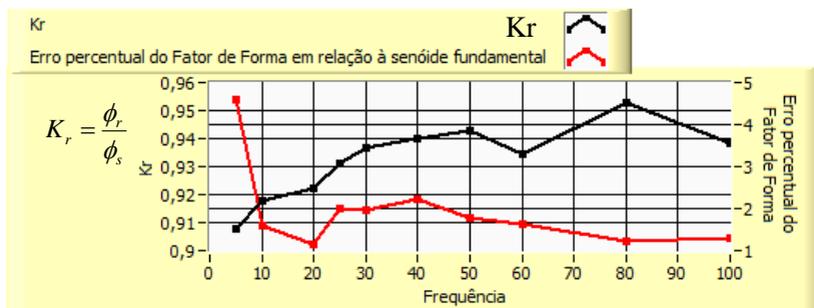


Figura 74 - Fator de remanência magnética (não percentual), K_r , (e o FF) na frequência, no TC GRUCAD.

De acordo com a IEC 60044.1 e IEC 60044.6, devido às dificuldades técnicas de se impor a tensão senoidal necessária à saturação magnética, é recomendado que se façam ensaios sob frequências inferiores a nominal. Isso exige uma tensão menor para se chegar à saturação. Entretanto, este procedimento de “correção” do K_r causa dúvidas, pois os valores do fluxo remanente dependem de características particulares dos núcleos, como as perdas magnéticas. Nas normas técnicas IEC 60044.1 e IEC 60044.6 essa preocupação não é tratada [7].

c) Laços de fluxo por corrente do TC GRUCAD

A Figura 75 foi obtida da interface do VI de análise, onde são apresentados os laços de fluxo por corrente correspondentes às frequências de 5 Hz, 10 Hz, 20 Hz, 25 Hz, 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz, 80 Hz e 100 Hz, organizadas de maneira crescente, do centro da figura para fora (isto é, o laço de menor área interna corresponde à menor frequência de operação).

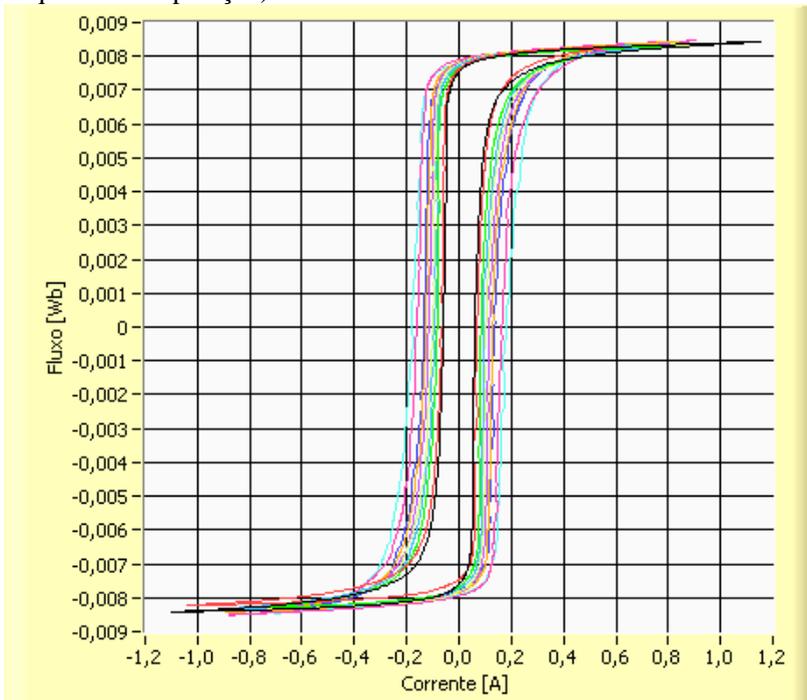


Figura 75 - Laços concêntricos de fluxo magnético pela corrente de excitação, no TC GRUCAD.

Para uma melhor visualização dos laços de fluxo magnético por corrente de excitação, são mostrados na Figura 76 os laços correspondentes à menor e à maior frequência, assim como o laço a 60 Hz, que possui uma área interna intermediária.

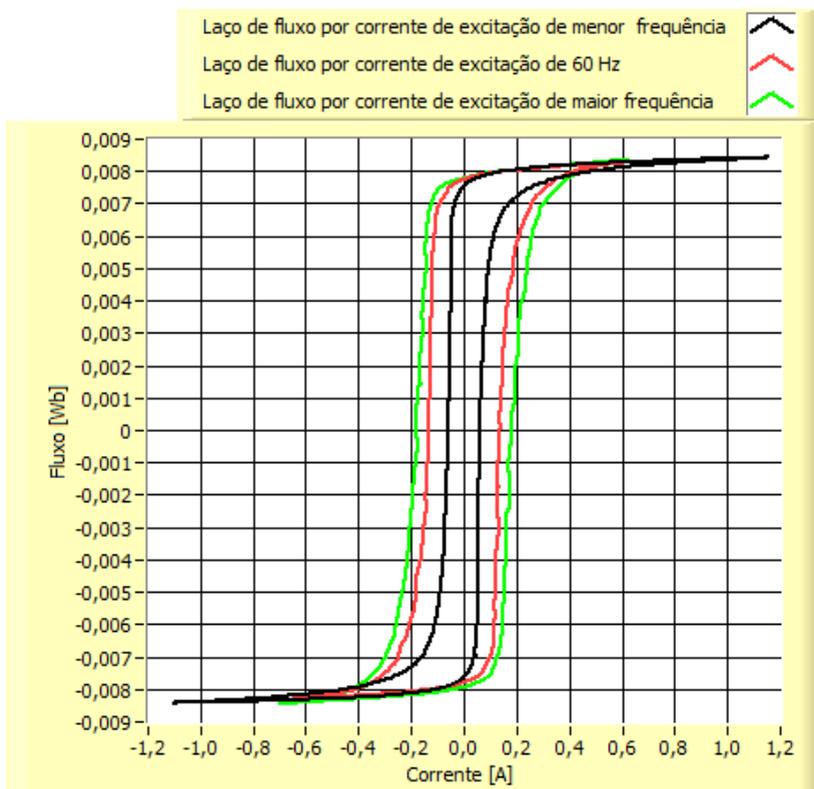


Figura 76 - Laços em frequências mais diversificadas, no TC GRUCAD.

Para complementar o estudo, buscou-se analisar as perdas no ferro a partir dos laços de fluxo de magnetização por corrente de excitação. Sabe-se que os dados construtivos de núcleos de TCs geralmente não estão disponíveis. Isto dificulta uma análise sobre o aspecto da segregação de perdas no núcleo.

O valor das perdas no ferro é determinado em função da integral de tensão no secundário do transformador e da corrente no primário [4]. Porém, como na prática dos ensaios em TCs é inviável executar este enrolamento auxiliar em um TC de alta tensão. Utilizam-se os procedimentos e metodologias propostas pelas normas técnicas IEC 60044.1 e IEC 60044.6. O estudo desenvolvido no terceiro capítulo deste trabalho mostra que se pode utilizar a tensão de excitação e a corrente de magnetização nos terminais do TC para uma abordagem das perdas magnéticas totais no ferro [4].

A partir da forma de onda da tensão de excitação (magnetização), é possível determinar o fluxo de magnetização, como visto anteriormente, assim como também é possível determinar o campo magnético a partir da corrente de excitação. Como geralmente não se têm disponíveis os dados construtivos do TC, não se consegue determinar a indução nem o campo magnético do TC. Porém, no laço formado pelo fluxo e pela corrente de excitação, a área interna deste laço corresponde proporcionalmente à energia dissipada pelo núcleo pelo processo de magnetização. Sem acesso aos dados construtivos do TC, o valor absoluto da perda não poderá ser encontrado. O mais próximo que se pode obter disso é um valor correspondente à área interna do laço fluxo por corrente [4]. Portanto, pode-se utilizar a área do laço de fluxo de magnetização pela corrente de excitação como um valor proporcional à perda energética do núcleo. Comumente, e conforme as normas, os TCs de alta tensão não são avaliados quanto à perda no núcleo. Assim, propõe-se o cálculo do ângulo de qualidade, que será apresendo a seguir.

d) Ângulo de qualidade do TC GRUCAD

A proposta de se determinar um fator, ângulo de qualidade, para avaliar TCs de alta tensão foi desenvolvida a partir do estudo das perdas em materiais ferromagnéticos e possui o objetivo de servir como mais uma ferramenta na análise desses equipamentos.

Segundo um estudo apresentado em [4], a evolução das perdas dinâmicas no ferro, em J/kg, pode ser satisfatoriamente modelada como uma reta (desprezando-se as perdas anômalas ou também chamadas excedentes), em função da frequência. Isso é possível desde que seja aplicada uma tensão senoidal de excitação e que seja mantida a indução magnética máxima constante. A proposta de uma estratégia de ensaios de TCs de alta tensão em relação às perdas dinâmicas é desenvolvida considerando apenas a existência da perda por histerese (constante em função da variação da frequência) e das perdas por correntes de Foucault no núcleo. Assim, obtêm-se laços de fluxo por corrente variando-se a frequência de operação e mantendo-se o valor do fluxo constante. Neste trabalho, para haver uma constância no valor do fluxo, os laços são adquiridos na região de saturação do TC, buscando-se que todos os laços, em todas as frequências, sejam concêntricos e suas extremidades se toquem quando sobrepostos.

Para a obtenção do ângulo de qualidade, as áreas dos laços de fluxo de magnetização são computacionalmente obtidas. Esse processo é repetido para cada ponto de operação do ensaio, em todas as frequências ensaiadas. É adotada a área do laço de fluxo de menor frequência (neste trabalho na frequência de 5 Hz, onde considera-se que ocorrem apenas as perdas por histerese no núcleo) como uma referência das perdas estáticas. Este valor é utilizado como denominador para a razão entre as áreas dos demais laços. Aumentando-se a frequência, os valores entre as áreas crescem, representando em quantas vezes a perda dinâmica é maior que a perda estática (de histerese). Com os vários valores correspondentes a cada ponto de operação em frequência, obtém-se uma série de pontos, com os quais se constrói uma reta por regressão linear. Desta reta, é extraído o ângulo de inclinação, que é denominado como “ângulo de qualidade” do TC, e apresentado em graus.

A Figura 77 mostra a obtenção da reta linearizada para a obtenção do “ângulo de qualidade” para o TC denominado GRUCAD. Os vários pontos correspondem aos valores das áreas dos laços de fluxo em função da frequência. O ângulo de qualidade de $0,820943^\circ$ foi determinado pela inclinação da reta pelo processo de linearização.

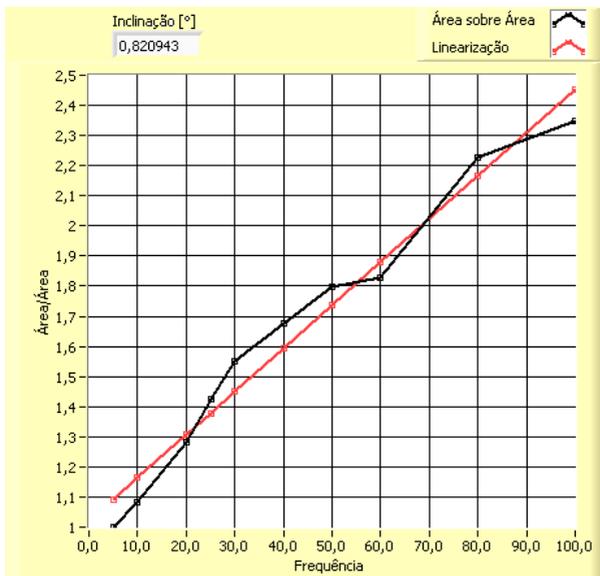


Figura 77 – Obtenção do ângulo de qualidade no TC GRUCAD.

10.2.2. Os resultados do ensaio TC Eletrosul

Para mostrar que o objetivo deste trabalho de desenvolver uma bancada para ensaiar TCs em frequências distintas da industrial foi atingido, um segundo transformador de corrente de alta tensão foi ensaiado neste trabalho. No Anexo F, a Tabela 8 contém os dados do TC denominando Eletrosul, visto na Figura 103. Os dados relativos aos ensaios deste transformador são apresentados na Tabela 9 do Anexo F.

a) As curvas de saturação do TC Eletrosul

Para o TC Eletrosul, os ensaios de saturação foram realizados também para as frequências de 5 Hz até 100 Hz. As curvas de magnetização para os pontos de operação em frequência estão mostradas da Figura 78 até a Figura 86. Nota-se que, em 100 Hz, por meio do transformador de isolamento e elevador apresentado anteriormente, conseguiu-se aplicar no TC mais de 1kVrms.

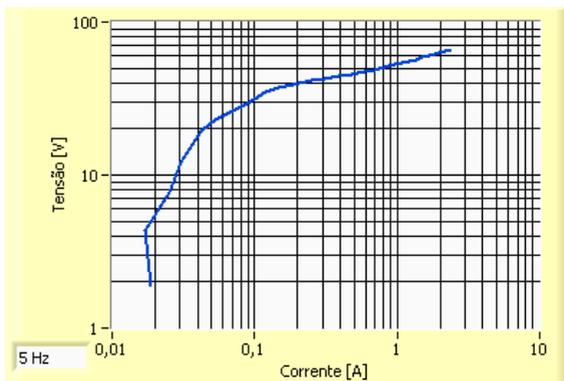


Figura 78 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 5 Hz.

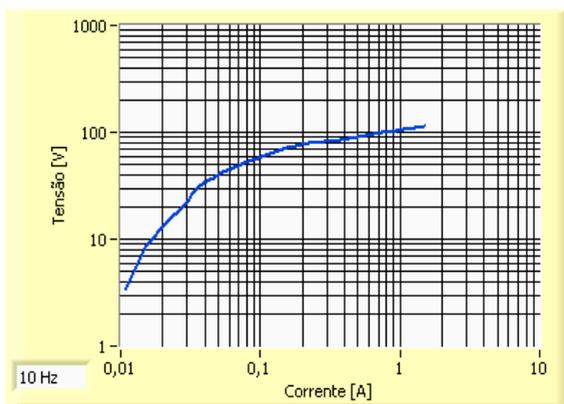


Figura 79 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 10 Hz.

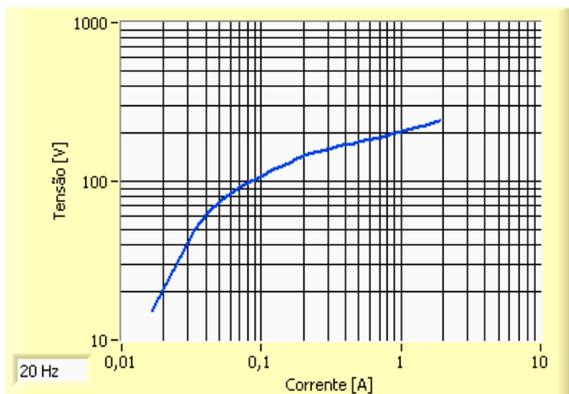


Figura 80 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 20 Hz.

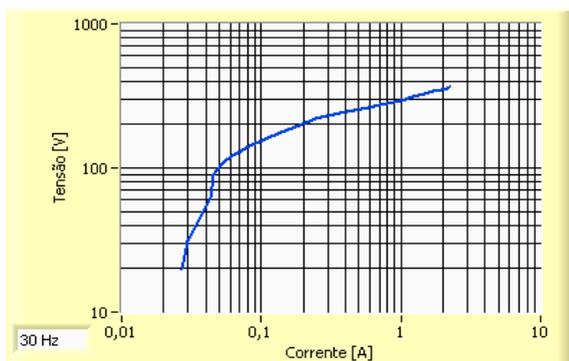


Figura 81 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 30 Hz.

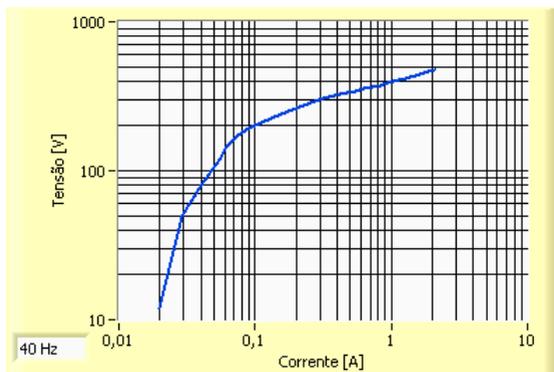


Figura 82 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 40 Hz.

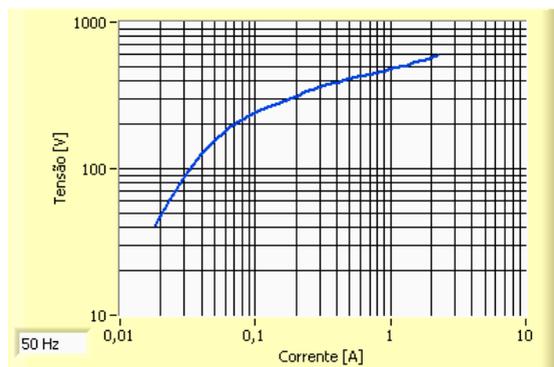


Figura 83 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 50 Hz.

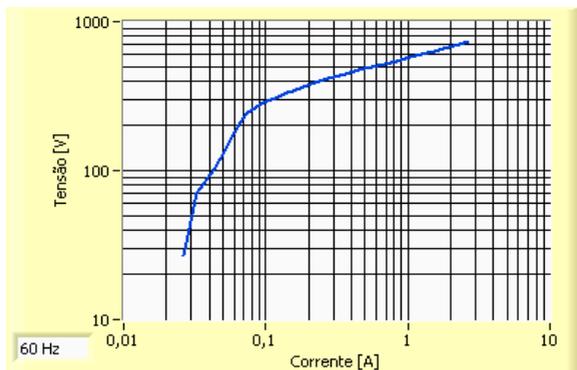


Figura 84 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 60 Hz.

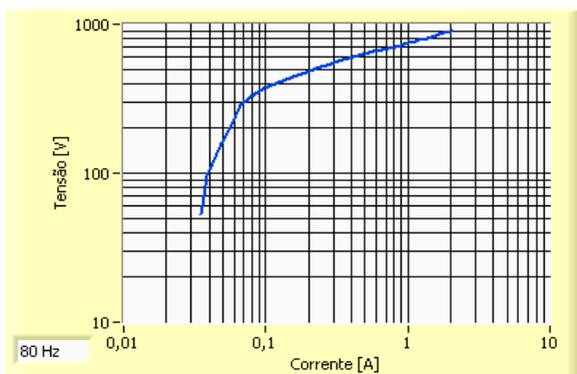


Figura 85 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 80 Hz.

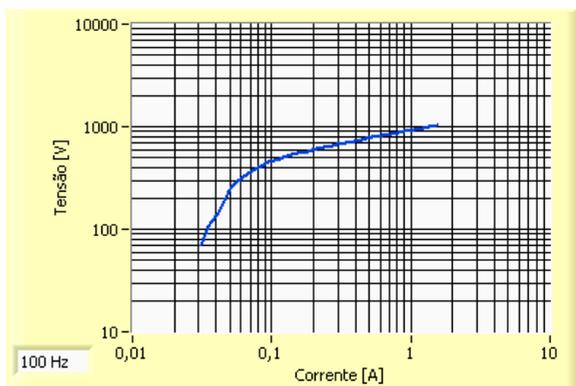


Figura 86 - Ensaio de saturação no TC Eletrosul; 100 Hz.

b) Os fatores de remanência magnética do TC Eletrosul

Na Figura 87 são apresentados os gráficos da evolução do fator de remanência magnética (não percentual), K_r , em função da frequência para os pontos ensaiados. A diferença entre o fator de forma, FF , de onda da tensão aplicada com o fator da forma de onda senoidal ficou menor do que 2,5% para este ensaio.

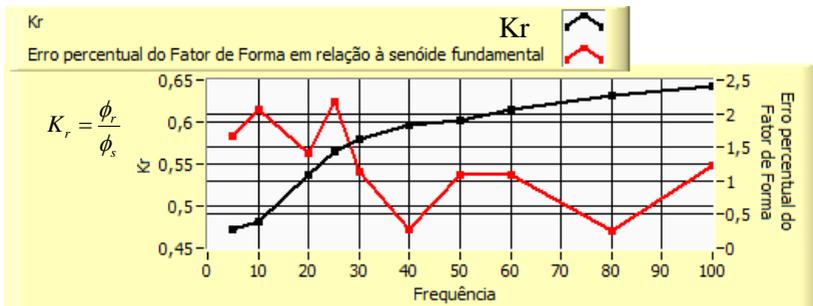


Figura 87 - Fator de remanência magnética (não percentual), K_r , (e o FF) na frequência, no TC Eletrosul.

c) Laços de fluxo por corrente do TC Eletrosul

A Figura 88 apresenta os laços de fluxo magnético por corrente de excitação correspondentes às frequências de 5 Hz, 10 Hz, 20 Hz, 25 Hz, 30 Hz, 40 Hz, 50 Hz, 60 Hz, 80 Hz e 100 Hz, organizadas e expostas de maneira crescente, do centro da figura para fora. Para uma melhor visualização dos laços fechados de fluxo magnético por corrente de excitação, são mostrados na Figura 89 os laços da menor e da maior frequência, assim como o laço a 60 Hz. O formato dos laços não é comum. O TC ensaiado tem cerca de 40 anos de uso e foi retirado de operação, pois ocorreu um alargamento atípico na região superior do laço. Talvez este TC possua algum defeito em seu núcleo, o que é difícil de ser analisado neste trabalho, bem como uma análise deste fato não se constitui em um dos objetivos desta dissertação. Este efeito de alargamento da área interna dos laços na região anterior à saturação (região de Joelho) é devido a curto-circuitos no núcleo e foi estudado na dissertação de Evandro Meurer [30]. Existem núcleos de TC que são formados por dois toroides concêntricos, mas de seções magnéticas diferentes. Não se conhece o formato do núcleo deste TC, se é formado por mais de um núcleo toroidal, e se este segundo possui um entreferro

(núcleo toroidal seccionado) para atenuar a saturação em altas correntes. Estas são hipóteses possíveis, e que necessitariam uma averiguação visual do núcleo, algo inviável de ser realizado durante o desenvolvimento deste trabalho.

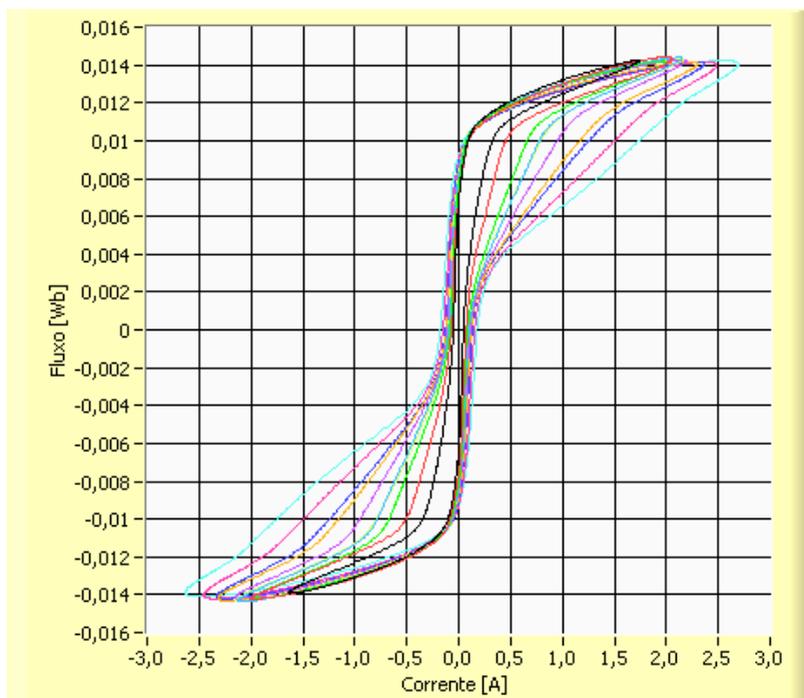


Figura 88 - Laços concêntricos de fluxo magnético pela corrente de excitação, no TC Eletrosul.

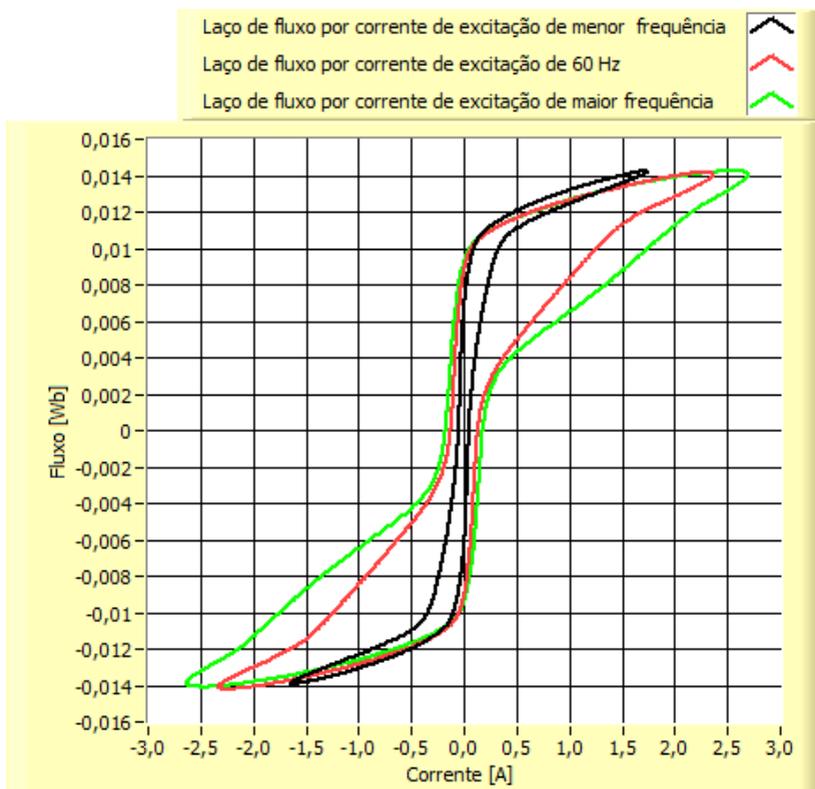


Figura 89 - Laços em frequências mais diversificadas, no TC Eletrosul.

d) Ângulo de qualidade do TC Eletrosul

Mesmo que este TC possa ter algum defeito, levantou-se o seu ângulo de qualidade. A Figura 90 mostra os pontos utilizados para a obtenção do ângulo de qualidade. O TC Eletrosul possui ângulo de qualidade de $2,30463^\circ$. Nota-se que este valor para este núcleo do TC é cerca de 3 vezes maior que para o outro núcleo ensaiado (do TC GRUCAD).

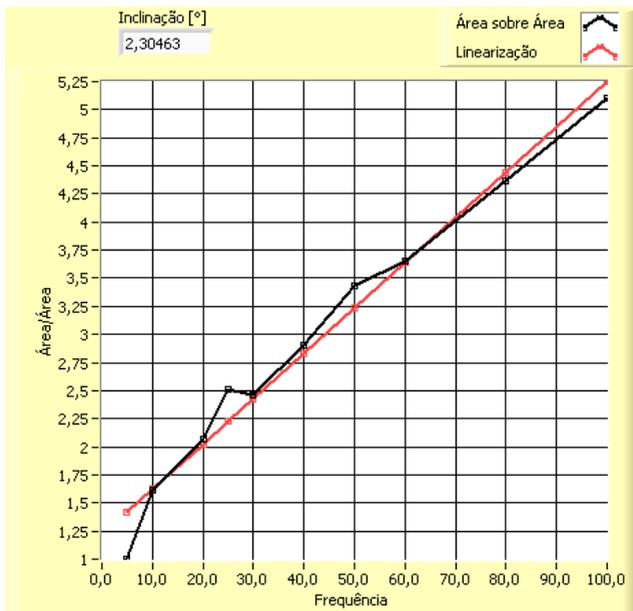


Figura 90 - Ângulo de qualidade no TC Eletrosul.

10.3. Conclusão

Os resultados apresentados foram para dois TCs, um denominado TC GRUCAD e o outro TC Eletrosul. A bancada mostrou-se apta para ensaiar TCs de alta tensão.

Os instrumentos virtuais desenvolvidos permitem controlar, adquirir formas de onda e tratar dados mensurados. Assim, levantaram-se curvas de magnetização e determinou-se o fator de remanência de TCs para frequências distintas da industrial. Propõe-se uma metodologia simples para a avaliação das perdas dinâmicas em TCs quando não se conhecem os dados construtivos do equipamento.

A determinação do fator de remanência magnética, K_r , é tratada na norma técnica IEC 60044-6. Este trabalho utiliza a definição dessa norma como o único método normalizado para se obter o fator de remanência magnética de maneira prática em TCs de alta tensão [7].

11. Considerações finais

Esta dissertação compreendeu o desenvolvimento de uma bancada de ensaios de TCs de alta tensão para operar em frequências distintas da industrial. Com a bancada desenvolvida, executaram-se ensaios mostrando o seu desempenho.

O projeto da bancada foi concebido para análise de dispositivos com excitação simultânea de apenas um enrolamento, procurando atender a alguns tipos de ensaios mais comuns descritos nas normas técnicas vigentes sobre TCs. O enfoque foi dado ao objetivo principal do projeto, que era realizar ensaios de TC de alta tensão em frequências distintas da industrial, um tipo de ensaio não comum nas normas técnicas. Na medida do possível, os esquemas elétricos e eletrônicos foram documentados a fim de que possam ser úteis em possíveis alterações ou em uma melhoria da bancada na continuidade de desenvolvimento desta pesquisa. A documentação também serve para a manutenção da bancada.

Para possibilitar ensaios em tensões elevadas, superiores a 200 Vrms, foi projetado e construído um transformador elevador adequado ao projeto da parte eletroeletrônica da bancada. Este transformador também foi utilizado como a principal parte do filtro do conteúdo PWM de saída do inversor de frequência utilizado na bancada.

Em se tratando dos dispositivos utilizados na bancada, o inversor de tensão faz uso da topologia de eletrônica de potência conhecida como ponte completa. A fonte energética para este dispositivo é a própria rede elétrica trifásica retificada e armazenada em um banco de capacitores. No comando dessa topologia, há um controlador linear associado à técnica de modulação PWM a três níveis. A malha de controle utilizada mostrou-se adequada, impondo formas de onda de tensão próximas à senoidal. Isto pode ser comprovado pelos valores do fator de forma de onda da tensão de excitação medidos nos ensaios, os quais são próximos aos da forma de onda senoidal.

A eletrônica de sinais foi um ponto chave do desenvolvimento da bancada, tanto para a aquisição e tratamento dos sinais elétricos, como também para proporcionar a realimentação para o sistema de controle. Na aquisição da tensão, tanto para a realimentação do sistema de controle quanto para o sistema de aquisição dos sinais, adotou-se um divisor resistivo de múltiplas saídas para atender ao fato da operação com elevadas tensões quando em operação em frequências elevadas ou quando o TC assim o exigir.

Para a leitura da corrente de excitação do TC, são utilizados resistores *shunts* e amplificadores diferenciais. Esta técnica permitiu a leitura de sinais com uma menor presença de perturbações devido a ruídos e *offsets* (valores de amplitude contínua). Na entrada do transformador elevador foi necessário o uso de um resistor *shunt* para a medição de corrente associado a uma malha de controle a fim de atenuar o conteúdo contínuo de corrente, evitando a saturação do transformador elevador. A leitura e o tratamento dos sinais para esta malha são eletricamente isolados do restante do protótipo. Para isso, foi utilizada uma técnica opto-acoplada de precisão e de baixo ruído.

O sistema de controle geral da bancada protótipo é do tipo PI e a variável de controle é relativa à tensão de excitação nos terminais do TC. A validade dos ensaios nos TCs ocorre quando a tensão de excitação for mantida satisfatoriamente senoidal para qualquer nível da tensão, grau de saturação no material ferromagnético e frequência de operação. Quando a forma de onda da tensão de excitação for distante da senoidal, o ensaio qualitativamente não é confiável. Como existe um limite físico dos componentes para a imposição da tensão senoidal ao dispositivo eletromagnético em saturação, a situação de forma de onda de tensão próxima à senoidal pode não ser atingida. Assim, é adotado o conceito de Fator de Forma para se avaliar qualitativamente a validade do ensaio. Esse conceito relaciona o valor de 1,1107 ao valor de uma forma de onda senoidal pura [15]. O FF da forma de onda da tensão de excitação do TC é calculado em tempo real. Assim também é possível utilizá-lo como um critério de parada do ensaio.

Além do desenvolvimento da parte física da bancada, houve o desenvolvimento de metodologias implementadas em um instrumento virtual para ensaios adequados à presente pesquisa de TCs de alta tensão. Para isso, algumas normas técnicas foram estudadas, sendo as mais relevantes a NBR 6856/92 [9], a IEC 60044-6 [10], a IEC 60044-1 [14] e a IEEE Std. C57.13-1993 [16]. De um modo geral, essas normas foram as que contribuíram para o desenvolvimento dos instrumentos virtuais para a obtenção das curvas de magnetização, dos laços de fluxo por corrente e do fator de remanência. Sobre o fator de remanência, para os dois núcleos ensaiados, o valor deste fator aumenta com a diminuição da frequência, como esperado (pois em frequências mais elevadas, o valor do fluxo remanente é maior). Esta verificação não foi explorada em normas técnicas. Sabe-se que este fator possui significativa influência no desempenho dinâmico de TCs de proteção [7], assunto não abordado neste estudo.

Outro aspecto não abordado em normas técnicas diz respeito à possibilidade de avaliação de TC sobre as características das perdas dinâmicas. Como a bancada pode realizar ensaios variando a frequência de operação, possibilitou-se a proposição de um método para avaliar o crescimento da área interna de laços de fluxo por corrente ao se elevar a frequência. A área interna do laço corresponde proporcionalmente ao valor das perdas no núcleo do TC. Neste contexto, propõe-se a utilização do “ângulo de qualidade” para avaliar TCs neste aspecto.

Este trabalho de mestrado foi baseado principalmente na dissertação de V. V. Coelho [7], no que se refere ao estudo das normas técnicas vigentes, e no Trabalho de Conclusão de Curso de Conrado Gameiro [29], no que se refere ao desenvolvimento dos instrumentos virtuais.

Há aprimoramentos da bancada protótipo que ainda podem ser realizados. Dentre alguns aspectos a serem aperfeiçoados, destacam-se questões relacionadas à tecnologia eletrônica, ao sistema de controle de tensão e à filtragem da forma de onda da referência senoidal provinda da placa de geração. Além disso, existe a oportunidade de um melhor estudo sobre os erros de medidas e o desenvolvimento de metodologias para a estabilização da corrente de excitação, que está relacionado com a melhoria da malha de controle.

A partir da bancada construída e testada, pode-se sugerir a continuidade deste trabalho na melhoria e desenvolvimento de técnicas de ensaios e na exploração de resultados onde as frequências são distintas da industrial e algumas técnicas precisam ser melhoradas, tais como as questões relacionadas a ensaios em baixas frequências e técnicas de desmagnetização de TCs, que não são tratadas satisfatoriamente pelas normas técnicas vigentes sobre TCs de alta tensão [7].

Referências bibliográficas

- [1] BASTOS, J. P. A. **Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase Estática**, Florianópolis: Editora da UFSC, 2004.
- [2] FAGUNDES, J. C. dos Santos. **Teoria de transformadores e indutores**. Documentos internos INEP. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000.
- [3] MCLYMAN, C. W. M. T. KG. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 3. th. New York: CCR, 2004.
- [4] BATISTELA, N. J. **Caracterização e Modelagem Eletromagnética de Lâminas de Aço ao Silício**. 2001 Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [5] CULLITY, B. D. **Introduction to magnetic materials**. Cambridge, US: Addison-Wesley, 1972.
- [6] BERTOTTI, G. Space-Time Correlation Properties of the Magnetization Process and Eddy Current Losses: Theory. **Journal of Applied Physics**, v. 54, n. 9, p. 5293–5305, 1983.
- [7] COELHO, V. V. **Estudo da avaliação de transformadores de corrente de alta tensão através da curva de excitação**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [8] OSÓRIO, J. M. R. **Current Transformer Behaviour during the Transient Regime**, Curitiba, 1999. Areva T&D, Curso Transformadores de corrente: “Regime Transitório para Transformadores de corrente – Núcleos Linearizados Norma IEC 44-6” - Documentos de divulgação e marketing. Curitiba, 1999.
- [9] ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. **NBR 6856: Transformador de Corrente**, Rio de Janeiro, 1992.

- [10] INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION. **IEC 60044-6**: Instrument Transformers, Part 6: Requirements for Protective Current Transformers for Transient Performance, Geneve, Switzerland, 1992.
- [11] GUERRA, F. C. F.; MOTA, W. S. Modelo de transformador de corrente com entreferro. In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS. 8., Poços de Caldas, 2008. **Anais...** Poços de Caldas, 2008.
- [12] INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION. **IEC 44-1**: Instrument Transformes, Part 6: Requirements for protective current transformers for transient performance". 1. Ed. Geneve, CH, 1992.
- [13] ANTÔNIO JR, A. de C.; NIEDZWIECKI, V. R.; SCHLEGEL, J. P.; RIGONI, M.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; BASTOS, J. P. A.; COELHO, V. V.; BERNARDES, P. R. Desenvolvimento de uma metodologia experimental de análise de transformadores de corrente TCs. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO, 9., 2010, Vila Velha. **Anais...** Vila Velha, 2010.
- [14] INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION. **IEC 60044-1** : Instrument Transformes - Part1 : Current Transoformers, Geneve, CH, 2003.
- [15] NAKATA, T.; TAKAHASHI, N.; FUJIWARA, K.; NAKANO, M.; MATSUBARA, K. Iron Losses of Silicon Steel under Square Wave Voltage Excitation. **Physica Scripta**, v.39, 1989. p. 645 – 647.
- [16] INSTITUTE OF ELECTRIC AND ELECTRONIC ENGENIERS. **IEEE C57.13**: IEEE standard requirements for instrument transformers, 1994.
- [17] DAVID, A. **Study of a single-phase sinusoidal inverter for nonlinear loads**. 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia

- Elétrica) - Ecole Navale et Groupe des Ecoles du Poulmic, Pulmic, FR, 2002.
- [18] MACCARINI, M. C. **Inversor monofásico sincronizado para a conexão de um gerador eólico à rede elétrica: estudo, projeto e implementação.** 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [19] MATLAB. Versão R2010b . Disponível em: <<http://www.mathworks.com/products/matlab/>>. Acesso em: 10 jan 2012.
- [20] FURLAN, A. G. L. **Contribuição ao estudo da ordem de um aquecedor por indução polifásico.** 2011. Monografia (Especialização em "Master Recherche" em Engenharia Elétrica). Université Paul Sabatier de Toulouse. Toulouse, FR, 2011.
- [21] ASTRÖM, K. J.; MURRAY, R. M. **Feedback Systems.** Princeton University Press, 2010, p. 319.
- [22] SCHLEGEL, J. P. **Desenvolvimento de um sistema de avaliação de estatores sob campos rotacionais.** 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [23] SILVA JUNIOR, P. A. da. **Bancada para ensaios de materiais ferromagnéticos em chapa única sob campos rotacionais.** 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- [24] ORTMANN, M. S. **Filtro ativo trifásico com controle vetorial utilizando DSP: projeto e implementação.** 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

- [25] PINHEIRO FILHO, R. F. **Estudo e implementação de uma fonte de tensão alternada de 220V/1kW alimentada por fontes CC de 24V**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- [26] NASCIMENTO, W. B. M.; FAGUNDES, J. C. Static cross regulation analysis using a multiple output forward converter. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 1., Florianópolis. **Anais...** Florianópolis, 1991.
- [27] LabView. Versão 7.2. Disponível em: <<http://brasil.ni.com/produtos/labview>>. Acesso em: 10 jan 2012.
- [28] JANUÁRIO, M. **Modelagem de transformadores em função da frequência**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2007.
- [29] GAMEIRO, C. S. P. **Controle, aquisição e tratamento de dados em ensaios de TCs de alta tensão em frequências distintas da rede**. 2012. Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2012.
- [30] MEURER, E. J. **Estudo das perdas magnéticas interlaminares em máquinas elétricas**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

Anexo A

As fontes de alimentação para a eletrônica de instrumentação

As fontes que alimentam os dispositivos são propositalmente individuais, de maneira a evitar o ruído conduzido entre os circuitos. Utilizaram-se filtros de EMI nestas fontes. Estes filtros foram utilizados para as fontes que alimentam a instrumentação e os compensadores, e para a fonte que alimenta o temporizador da contactora e placa de comandos dos IGBTs. A Figura 91 mostra uma placa de filtro EMI utilizada.

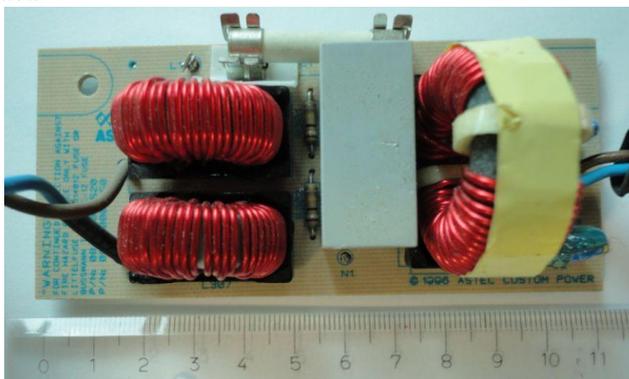


Figura 91 - Filtro da alimentação para ruído oriundo da rede elétrica.

Os circuitos eletrônicos das fontes de alimentação são mostrados na Figura 92 e na Figura 93

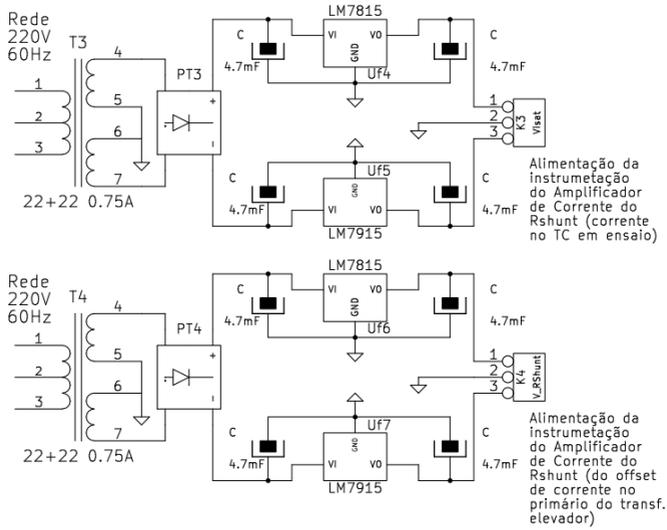


Figura 92 – Diagrama esquemático I das fontes.

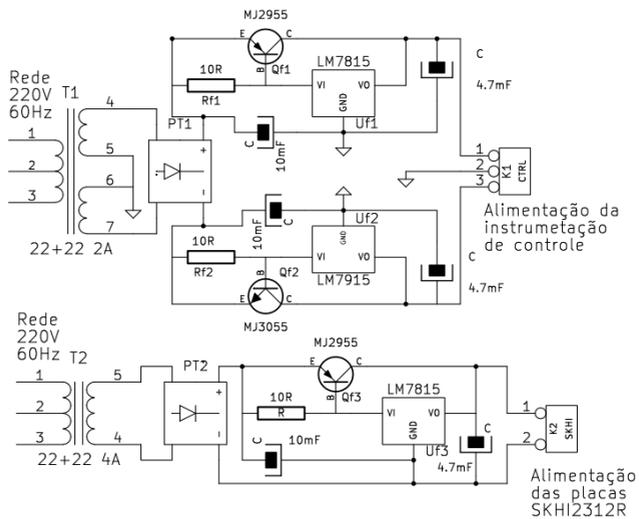


Figura 93 – Digrama esquemático 2 das fontes.

Anexo B

O diagrama esquemático do compensador de tensão

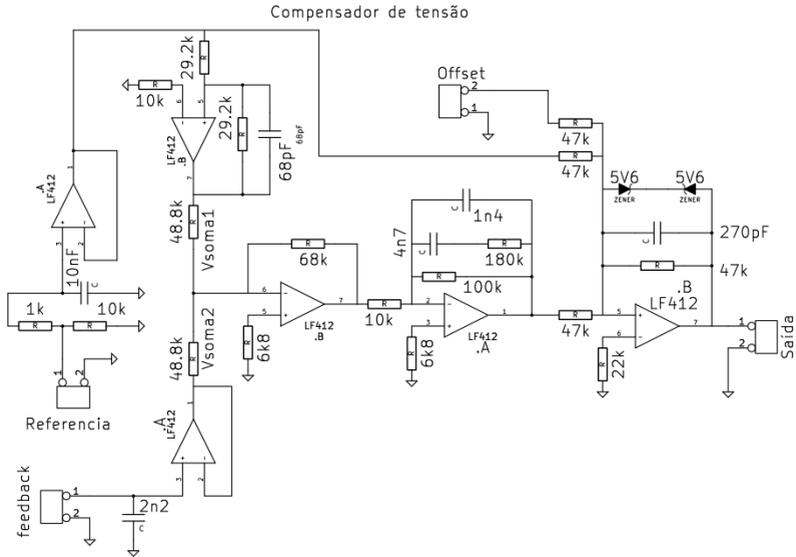


Figura 94 - O diagrama esquemático do compensador de tensão.

Anexo C

As especificações do indutor de filtro

| Características físicas e especificações do indutor L_1 | |
|---|------------------------------|
| Indutância desejada | $L=118\mu\text{H}$ |
| Frequência de comutação | $f_s=18,4\text{ kHz}$ |
| Corrente de Pico no indutor | $I_{Lp}=100\text{A}$ |
| Ondulação de corrente na f_s | $\Delta I_{fs}=10\%$ |
| Número de condutores | $n_{cond}= 85$ |
| Número de espiras | $n_{esp}=12$ |
| Núcleo adotado | Thornton 65/33/13 |
| Número de núcleos paralelos | 7 |
| Entreferro | 0,4 cm |
| Bitola dos fios | AWG25 |
| Indução máxima | $B_{max} = 0.3\text{T}$ |
| Máxima densidade de corrente no condutor | $J_{max}= 650\text{ A/cm}^2$ |

Anexo D

Ensaio ao degrau para a obtenção dos parâmetros da planta

A metodologia empregada foi baseada em técnicas de resposta no tempo quando se altera a amplitude da tensão da referência no sistema em malha aberta [20].

A deliberação paramétrica do controlador PI é feita com o estudo dos gráficos de magnitude e fase da planta. Busca-se projetar um PI por oferecer o erro nulo à resposta ao degrau. Na prática do presente estudo, o objetivo do PI é oferecer a tendência de erro nulo à senóide, ou seja, um erro pequeno em amplitude e sempre menor que 3% em se tratando do erro de fase.

Um bom exemplo desse tipo de teste é verificado da Figura 95 até a Figura 100 deste anexo. Nessas figuras são observados os dois casos mais críticos de teste ao degrau, realizados com a planta completa, como mostrado na Figura 45 e na Figura 46. É observado um bom comportamento do sistema em relação à sua velocidade e à aparente ausência de sobressinal. Ou seja, obedece rapidamente ao degrau sem apresentar sobressinal. Algo excelente, haja vista um controlador linear operando satisfatoriamente na região do início da saturação do TC ensaiado.

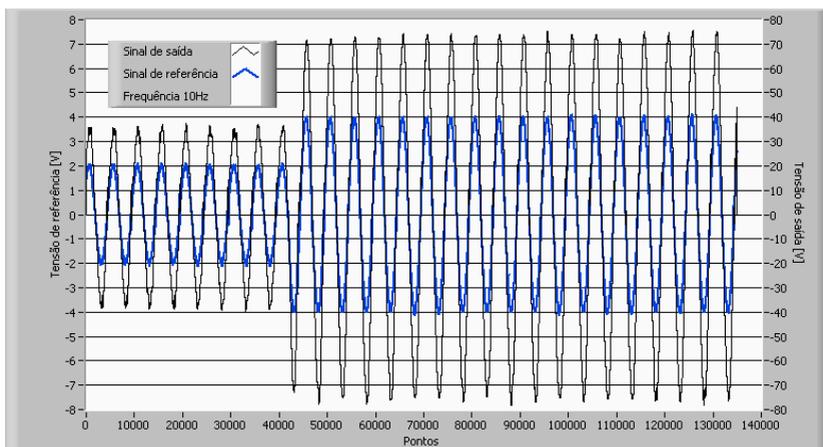


Figura 95 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 10 Hz.

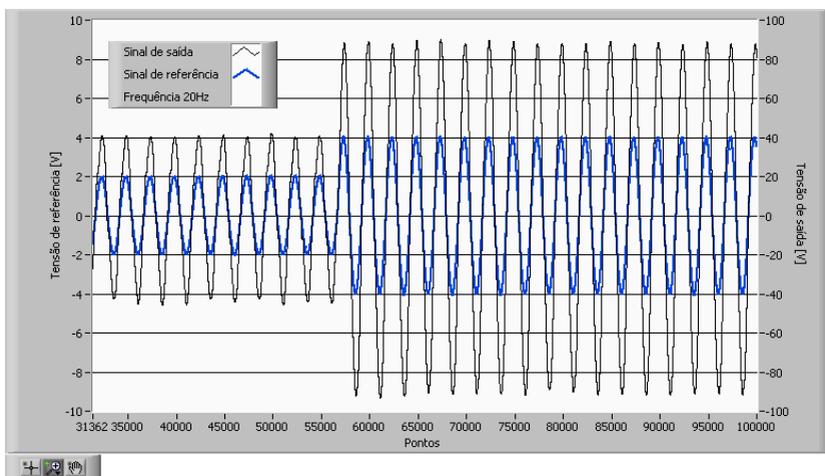


Figura 96 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 20 Hz.

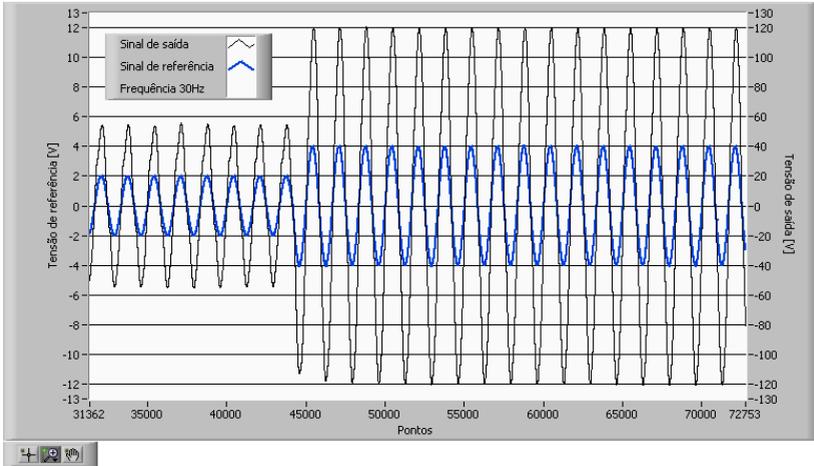


Figura 97 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 30 Hz.

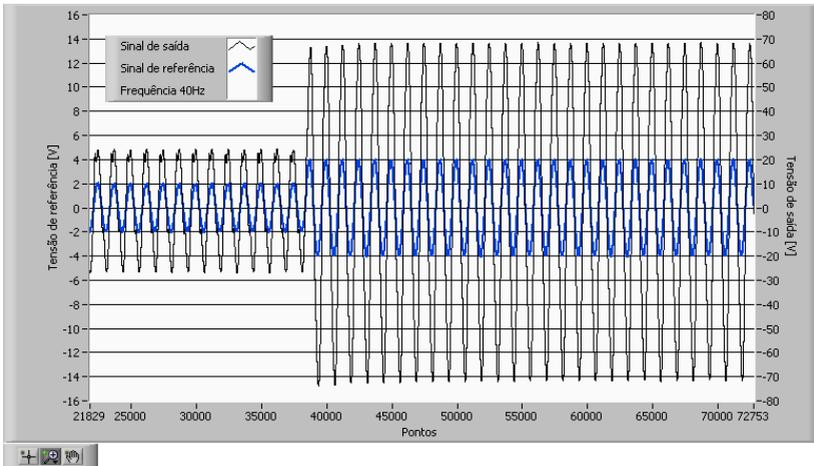


Figura 98 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 40 Hz.

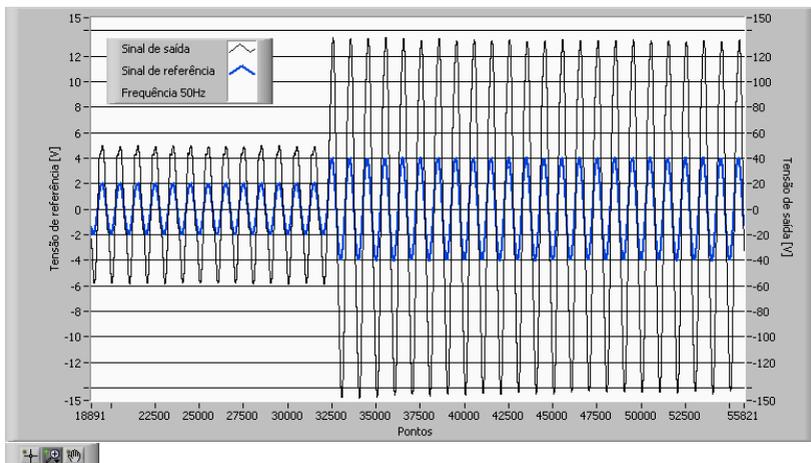


Figura 99 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 50 Hz.

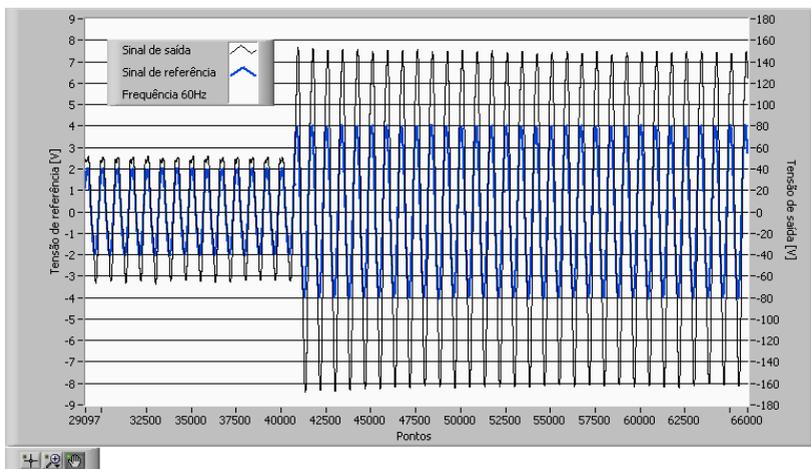


Figura 100 - Ensaio de variação abrupta da amplitude em 60 Hz.

Anexo E

Transformador elevador toroidal

Tabela 1 - O primário do transformador.

| Projeto dos <i>Taps</i> do primário (baixa tensão) | | | | | |
|--|---------------|---------------|----------------------|-------------------|-----------------------------|
| f ensaio (Hz) | I nominal (A) | Bitola em AWG | Número de condutores | Número de espiras | Número adicional de espiras |
| 60 | 90,0 | 13 | 3 | 103 | 103 |
| 50 | 75,0 | 13 | 3 | 124 | 21 |
| 40 | 60,0 | 13 | 3 | 155 | 31 |
| 30 | 45,0 | 17 | 3 | 207 | 52 |
| 20 | 30,0 | 17 | 2 | 310 | 103 |
| 10 | 15,0 | 17 | 2 | 620 | 310 |

Tabela 2 - O secundário do transformador.

| Projeto dos <i>Taps</i> do secundário (alta tensão) | | | | |
|---|----------------|----------------------|---------------------------------------|-----------------------------|
| <i>Tap</i> | Bitola adotada | Número de condutores | Número de espiras com correção de 10% | Número adicional de espiras |
| T1 | 13 | 2 | 232 | 232 |
| T2 | 13 | 2 | 697 | 465 |
| T3 | 13 | 2 | 1162 | 465 |
| T4 | 13 | 1 | 1627 | 465 |
| T5 | 13 | 1 | 1859 | 232 |

Tabela 3 - Relações dos *taps* do primário.

| Tabela da tensão máxima do primário do transformador isolador elevador | | | | | | | |
|--|----|------|------|------|------|-----|-----|
| Operando em 160V rms | | | | | | | |
| <i>Taps</i> da frequência de ensaio (Hz) | | | | | | | |
| tensão em Volts | | 60 | 50 | 40 | 30 | 20 | 10 |
| | T1 | 360 | 300 | 240 | 180 | 120 | 60 |
| | T2 | 1080 | 900 | 720 | 540 | 360 | 180 |
| | T3 | 1800 | 1500 | 1200 | 900 | 600 | 300 |
| | T4 | 2520 | 2100 | 1680 | 1260 | 840 | 420 |
| | T5 | 2880 | 2400 | 1920 | 1440 | 960 | 480 |

Tabela 4 - Relações dos *taps* do secundário.

| Tabela da tensão máxima do primário do transformador isolador elevador | | | | | | | |
|--|----|------|------|------|------|------|-----|
| Operando em 220V rms | | | | | | | |
| <i>Taps</i> da frequência de ensaio (Hz) | | | | | | | |
| tensão em Volts | | 60 | 50 | 40 | 30 | 20 | 10 |
| | T1 | 450 | 375 | 300 | 225 | 150 | 75 |
| | T2 | 1350 | 1125 | 900 | 675 | 450 | 225 |
| | T3 | 2250 | 1875 | 1500 | 1125 | 750 | 375 |
| | T4 | 3150 | 2625 | 2100 | 1575 | 1050 | 525 |
| | T5 | 3600 | 3000 | 2400 | 1800 | 1200 | 600 |

Tabela 5 - Constantes do *tap* resistivo de alta tensão (visto na Figura 31, no quinto capítulo).

| Constantes dos <i>Taps</i> resistivo de alta tensão (Ktaps) | |
|---|----------|
| a | 286,714 |
| b | 401,400 |
| c | 669,000 |
| d | 2006,900 |
| e | 4013,800 |



Figura 101 – Manufatura do transformador elevador toroidal.

Anexo F

O TC GRUCAD

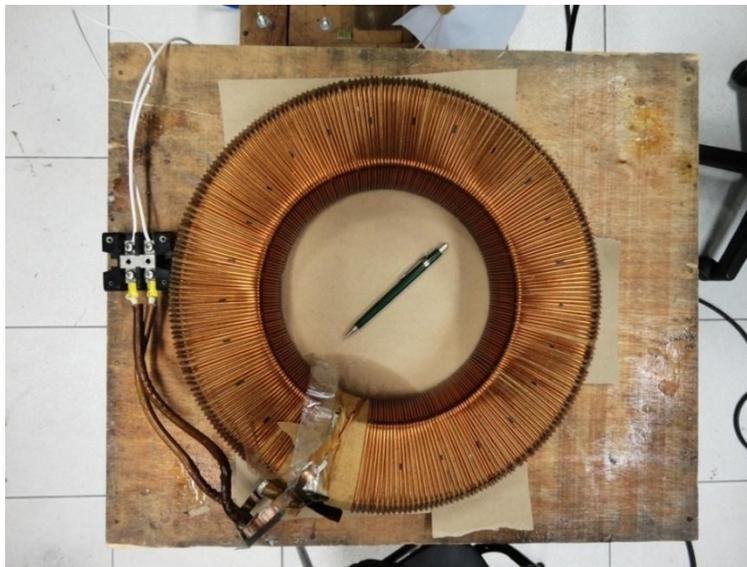


Figura 102 - Dimensão do TC GRUCAD.

Tabela 6 – Folha de dados do TC GRUCAD.

| Dados essenciais do TC GRUCAD | | |
|-------------------------------|----------------|---------------------------------------|
| TC de Medição | | |
| Único enrolamento | Resistência | Material |
| 240 espiras | 335 m Ω | Grão Orientado (GO) sem entreferro |

Tabela 7 - Dados relativos ao TC GRUCAD

| Frequência | Kr $K_r = \frac{\phi_r}{\phi_s}$ | FF | Corrente máx. (A) | Fluxo máx. (Wb) | Dif. (%) | Área (WbA) |
|-------------------|--|-----------|--------------------------|------------------------|-----------------|-------------------|
| 5 Hz | 0,9078 | 1,1615 | 1,1551 | 0,00842629 | 1,5712 | 0,00266649 |
| 10 Hz | 0,9178 | 1,1285 | 0,6059 | 0,00830862 | 0,1527 | 0,00289138 |
| 20 Hz | 0,9221 | 1,1233 | 0,8173 | 0,00828858 | 0 | 0,00341974 |
| 25 Hz | 0,9312 | 1,1330 | 0,8002 | 0,0083369 | 0,4937 | 0,00380001 |
| 30 Hz | 0,9366 | 1,1323 | 0,9170 | 0,00836872 | 1,0717 | 0,00413163 |
| 40 Hz | 0,9401 | 1,1354 | 0,8440 | 0,00836541 | 0,9692 | 0,00447374 |
| 50 Hz | 0,9430 | 1,1303 | 0,8408 | 0,00843634 | 1,6923 | 0,00478941 |
| 60 Hz | 0,9346 | 1,1289 | 0,6385 | 0,0084651 | 0,057328 | 0,00487369 |
| 80 Hz | 0,9525 | 1,1241 | 0,9038 | 0,0084651 | 2,55536 | 0,00593634 |
| 100 Hz | 0,9385 | 1,1251 | 0,6241 | 0,00834364 | 2,09935 | 0,0062599 |

O TC Eletrosul

Tabela 8 - Folha de dados do TC Eletrosul.

| Fabricante: --- Modelo: ---- Série:--- | | | | |
|--|---------|-------------|-------------|------|
| Grão Não Orientado (GNO) sem entreferro | | | | |
| Ano de fabricação: 1972 | | | | |
| Medição (usado no ensaio deste trabalho) | | | | |
| Terminais | Espiras | Resistência | Temperatura | Imax |
| X1-X2 | 160 | 615 mΩ | 23,8°C | 5A |
| Proteção | | | | |
| Terminais | Espiras | Resistência | Temperatura | Imax |
| Y1-Y2 | 160 | 632 mΩ | 23,8°C | 5A |
| Proteção | | | | |
| Terminais | Espiras | Resistência | Temperatura | Imax |
| Z1-Z2 | 160 | 615 mΩ | 23,8°C | 5A |
| Z1-Z3 | 320 | 2680 mΩ | 23,8°C | 2,5A |
| Z2-Z3 | 160 | 1934 mΩ | 23,8°C | 2,5A |

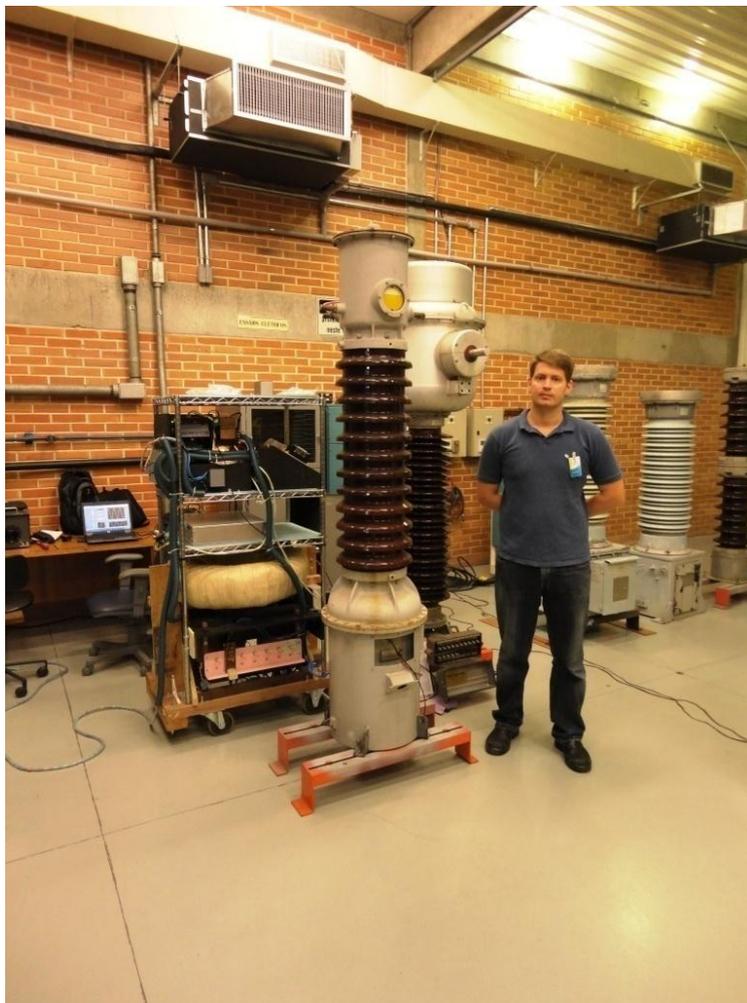


Figura 103 - TC Eletrosul entre o acadêmico mestrando e a sua bancada de ensaios de TCs de alta tensão, no LALTE, Eletrosul.

Tabela 9 - Dados relativos ao TC da Eletrosul.

| Frequência | Kr $K_r = \frac{\phi_r}{\phi_s}$ | FF | Corrente máx. (A) | Fluxo máx. (Wb) | Dif. (%) | Área (WbA) |
|------------|-------------------------------------|---------|----------------------|--------------------|----------|---------------|
| 5 Hz | 0,4720 | 1,12923 | 1,74524 | 0,0142429 | 0,305634 | 0,00562692 |
| 10 Hz | 0,4817 | 1,13367 | 2,05308 | 0,014431 | 1,63022 | 0,00909927 |
| 20 Hz | 0,5369 | 1,12626 | 2,00367 | 0,0141995 | 0 | 0,0116639 |
| 25 Hz | 0,5651 | 1,09802 | 2,15024 | 0,0143895 | 1,33809 | 0,014129 |
| 30 Hz | 0,5793 | 1,09802 | 2,15925 | 0,0143648 | 1,16436 | 0,0138607 |
| 40 Hz | 0,5966 | 1,10761 | 2,19006 | 0,0142655 | 0,464926 | 0,0163199 |
| 50 Hz | 0,6014 | 1,09861 | 2,36814 | 0,0141773 | 0,80696 | 0,0193025 |
| 60 Hz | 0,6152 | 1,09861 | 2,36814 | 0,0141773 | 0,113276 | 0,0205228 |
| 80 Hz | 0,6307 | 1,11357 | 2,48805 | 0,0141773 | 0,064585 | 0,0245646 |
| 100 Hz | 0,6432 | 1,12424 | 2,69575 | 0,0142362 | 0,25856 | 0,0287067 |