

THIAGO COSTA MONTEIRO

Proposta de Modelo e Método para
Determinação dos Parâmetros de
Transformadores Operando em Saturação

São Paulo

2011

THIAGO COSTA MONTEIRO

Proposta de Modelo e Método para Determinação dos Parâmetros de
Transformadores Operando em Saturação

Dissertação apresentada à
Escola Politécnica da
Universidade de São Paulo para
obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica

Área de concentração:
Sistemas de Potência

Orientador: Prof. Dr.
Wilson Komatsu

São Paulo

2011

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e alterado em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de Abril de 2011

Assinatura do autor _____

Assinatura do orientador _____

FICHA CATALOGRÁFICA

Monteiro, Thiago Costa

Proposta de modelo e método para determinação dos parâmetros de transformadores operando em saturação / T.C.

Monteiro. -- ed.rev. -- São Paulo, 2011.

xxii, 110 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

**1. Transformadores e reatores 2. Eletrônica de potência
3. Ensaio elétrico I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.**

*Ao meu pai,
em memória.*

AGRADECIMENTOS

Ao prof. Wilson Komatsu, pela orientação, confiança e paciência oriental.

Ao prof. Lourenço Matakas, pela co-orientação e paciência também oriental.

Ao prof. Fernando Marafão, pelo incentivo ininterrupto e amizade.

Ao prof. Walter Kaiser, pelos conselhos e incentivo.

À Expertise Engenharia, na pessoa do eng. Josué de Camargo, pela oportunidade e valorização profissional.

Aos amigos com quem trabalhei: Antonio Giaretta, Fernando Ortiz, Marco Antonio de Oliveira, Mauricio Galassi, Rubens Miranda e Thiago Terrazas. A convivência com essas pessoas facilitou muito este período.

À minha família e aos meus amigos, por compartilhar as conquistas e momentos de alegria, mas principalmente, pela ajuda a suportar os difíceis.

“Procure ser um homem de valor,
em vez de ser um homem de sucesso”

Albert Einstein

RESUMO

MONTEIRO, T. C. **Proposta de Modelo e Método para Determinação dos Parâmetros de Transformadores Operando em Saturação.** 2011. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011.

Uma série de equipamentos de eletrônica de potência é ligada à rede de corrente alternada através de transformadores, que exercem as funções de isolamento galvânico, elevação/abaixamento de tensão, etc. Estes transformadores podem sofrer saturação em condições transitórias (*inrush*) ou quando o conversor ligado a ele impõe valor médio não nulo de tensão. O problema é normalmente sanado nas malhas de controle do conversor, no entanto o ajuste destas malhas em ambiente de simulação computacional requer um modelo que represente adequadamente a característica de saturação do núcleo ferromagnético.

Este trabalho apresenta um modelo de simulação computacional adequado para transformadores operando em saturação intensa, visando aplicações em projetos de equipamentos de eletrônica de potência com transformador monofásico alimentado por inversor. Além disso, é demonstrado um método experimental de obtenção da característica de saturação do núcleo, sem necessidade das suas características construtivas. Resultados de simulação obtidos são comparados com resultados experimentais para validação do modelo e método.

Palavras-chave: Transformador, Modelo de Transformador, Ensaio de Transformadores, Saturação de Transformador, Conversor Conectado à rede CA.

ABSTRACT

MONTEIRO, T. C. **A Proposal of Saturated Transformer Model and Its Parameter Determining Method.** 2011. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011.

Several power electronics based equipments are connected to the alternating current network through transformers, which perform galvanic insulation, voltage increasing/lowering, etc. These transformers may experience saturation under transitory conditions (inrush), or when its converter imposes non-zero average voltage. Such problem is commonly treated in the converter's control loops, but the tuning of these loops in a computer simulation environment requires a transformer model that represents adequately the ferromagnetic core saturation effect.

The current work proposes a computer simulation model that adequately describes the operation of the transformer at deep saturation, suitable for design of power electronics applications with single phase transformers connected to power inverter. Additionally, an experimental method for determining its core saturation characteristic is demonstrated. This method does not require previous knowledge of the core's constructive parameters. Simulation and experimental results are presented to confirm the validity of the model and the method.

Keywords: Transformer, Transformer Model, Transformer Tests, Transformer Saturation, AC Network Connected Converter.

LISTA DE ABREVIATURAS

DVR	–	Restaurador dinâmico de tensão (<i>Dynamic voltage restorer</i>)
UPS	–	Fonte de energia ininterrupta (<i>Uninterruptable power supply</i>)
UPFC	–	Controlador unificado de fluxo de potência (<i>Unified power flow controller</i>)
UPQC	–	Condicionador unificado de qualidade de energia (<i>Unified power quality conditioner</i>)
PWM	–	Modulação por largura de pulso
LC	–	Filtro passivo de segunda ordem
Fe-Si	–	Ferro silício
FACTS	–	<i>Flexible alternating current transmission systems</i>
FFT	–	Transformada rápida de Fourier
CC	–	Corrente contínua
CA	–	Corrente alternada
PU	–	Por unidade
CFTOOL	–	Ferramenta de ajuste de curvas (<i>Curve fitting tool</i>)
IGBT	–	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
C	–	Capacitor

R	–	Resistor
L	–	Indutor
RLC	–	Associação de resistor, indutor e capacitor num circuito oscilatório amortecido

LISTA DE SÍMBOLOS

$N\Phi$	-	Fluxo magnético concatenado
v_M	-	Tensão instantânea no ramo de magnetização
L_M	-	Indutância de magnetização
i_M	-	Corrente instantânea no indutor de magnetização
R_{LP}	-	Resistência série do enrolamento primário
R_{LS}	-	Resistência série do enrolamento secundário
L_{LP}	-	Indutância de dispersão do primário
L_{LS}	-	Indutância de dispersão do secundário
R_M	-	Resistência de perdas do núcleo
α	-	Ângulo
B	-	Densidade de fluxo magnético
H	-	Intensidade de campo magnético
L_{M1}	-	Indutância do primeiro trecho do modelo descontínuo
L_{M2}	-	Indutância do segundo trecho do modelo descontínuo
L_{M3}	-	Indutância do terceiro trecho do modelo descontínuo
L_a	-	Indutância dos primeiro indutor chaveado do modelo descontínuo
L_b	-	Indutância dos segundo indutor chaveado do modelo descontínuo
L_c	-	Indutância dos terceiro indutor chaveado do modelo descontínuo
I_{M2}	-	Corrente no indutor de magnetização que determina primeiro chaveamento no modelo descontínuo

I_{M3}	-	Corrente no indutor de magnetização que determina segundo chaveamento no modelo descontínuo
$\overline{v_M}$	-	Valor de controle da tensão de magnetização
$\overline{N\Phi}$	-	Valor de controle do fluxo concatenado
$\overline{i_M}$	-	Valor de controle da corrente de magnetização
Z_L	-	Impedância série total referenciada ao lado de baixa
v_{SC}	-	Tensão da fonte
i_{SC}	-	Corrente da fonte
$\xi(k)$	-	k-ésima amostra de tensão ou corrente
I_1	-	Corrente fundamental nos terminais do transformador
V_1	-	Tensão fundamental nos terminais do transformador
θ_{i1}	-	Ângulo da corrente fundamental
θ_{v1}	-	Ângulo da tensão fundamental
$\cos \theta$	-	Fator de deslocamento nos terminais do transformador
R_L	-	Resistência série total
X_{LP}	-	Reatância de dispersão do primário referida ao primário
X_{LS}	-	Reatância de dispersão do secundário referida ao secundário
X'_{LP}	-	Reatância de dispersão do primário referida ao secundário
X'_{LS}	-	Reatância de dispersão do secundário referida ao primário
TR	-	Relação de transformação
N_S	-	Número de espiras do secundário
N_P	-	Número de espiras do primário

f	-	Frequência da rede elétrica
R_{LSDC}	-	Resistência CC do enrolamento secundário
R_{LPDC}	-	Resistência CC do enrolamento primário
Z_{LP}	-	Impedância de dispersão do primário
Z_{LS}	-	Impedância de dispersão do secundário
$i(t)$	-	Corrente instantânea medida nos terminais do transformador
$v(t)$	-	Tensão instantânea medida nos terminais do transformador
$D(s)$	-	Função de transferência de derivada
$D'(s)$	-	Função de transferência de derivada modificada com inclusão de um pólo
g	-	Ganho constante
ω_d	-	Frequência angular de corte
ω_0	-	Frequência angular da rede
i_{RM}	-	Valor instantâneo da corrente no resistor de perdas
P_M	-	Potência média dissipada no resistor de perdas R_M
v_{MRMS}	-	Valor eficaz da tensão sobre a indutância de magnetização L_M
T	-	Período de frequência fundamental
n	-	Número de amostras
T_S	-	Período de amostragem
t_0	-	Tempo inicial (fechamento da chave)
$N\Phi_{regime}$	-	Fluxo concatenado referente aos dados de regime permanente
λ	-	Constante da função sigmóide
V_0	-	Tensão inicial do capacitor usado na desmagnetização por <i>hardware</i>

V_{NOM}	-	Tensão nominal eficaz do enrolamento
I_0	-	Valor de pico da corrente de desmagnetização oscilatória esperada no primeiro ciclo
L_{SAT}	-	Indutância saturada (estimativa)
C	-	Capacitância
I_{NOM_PICO}	-	Corrente de magnetização em tensão nominal (valor de pico)

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Curvas $B \times H$ típicas para diversos materiais. Acima, o material ferromagnético e sua característica de saturação. Figura retirada de (VAN DEN BOSSCHE, 2005, fig 1.4, p. 31)	5
Figura 2.2	Curva de histerese típica de materiais ferromagnéticos sob excitação senoidal. Figura retirada de (VAN DEN BOSSCHE, 2005, fig 1.9, p. 35)	5
Figura 2.3	Corrente de inrush típica. Medida experimental de um transformador de 15kVA, enrolamento de 127V	6
Figura 2.4	Modelo de alta frequência proposto por (ABED; MOHAMMED, 2001)	8
Figura 2.5	Detalhe da geometria do núcleo ferromagnético de (ABED; MOHAMMED, 2001)	9
Figura 2.6	Modelo tradicional de transformador. Retirado de (ALONSO, 2010)	9
Figura 2.7	Modelo de transformador modificado. Retirado de (ALONSO, 2010)	9
Figura 2.8	Característica do elemento indutor saturável. Retirado de (PSIM SOFTWARE, 2003)	10
Figura 2.9	Curva de histerese característica do elemento núcleo saturável. Retirado de (PSIM SOFTWARE, 2006)	11
Figura 2.10	Modelo elétrico de transformador trifásico de (MORK, 1999)	13
Figura 2.11	Modelo híbrido de (ABDULSALAM; XU; DINAVAH, 2005), circuito elétrico equivalente por fase	13
Figura 2.12	Modelo híbrido de (ABDULSALAM; XU; DINAVAH, 2005), circuito magnético equivalente	14
Figura 2.13	Deslocamentos verticais das curvas de $N\Phi \times i_M$ obtidas através de ensaios de transitório. Figura retirada de (ABDULSALAM et al., 2006)	15
Figura 3.1	Modelo tradicional do transformador monofásico, com parâmetros fixos	16

Figura 3.2	Modelo equivalente do transformador monofásico	17
Figura 3.3	Relação fluxo concatenado $N\Phi$ (V_s) x corrente de magnetização i_M (A). Obtenção de L_M	18
Figura 3.4	Caracterização descontínua da curva $N\Phi$ x i_M	19
Figura 3.5	Caracterização descontínua de L_M	19
Figura 3.6	Modelo descontínuo de L_M	19
Figura 3.7	Modelo implementado em PSIM	20
Figura 3.8	Função que representa idealmente a relação $N\Phi$ x i_M . Obtém-se $L_M(i_M)$ através da relação $L_M = \frac{di_M}{dN\Phi}$	21
Figura 3.9	Caracterização contínua de L_M	21
Figura 3.10	Modelo contínuo de L_M	22
Figura 4.1	Montagem do ensaio de curto circuito	24
Figura 4.2	Montagem do ensaio em aberto	27
Figura 4.3	Função derivada modificada	28
Figura 4.4	Curva resultante do tratamento de dados	30
Figura 4.5	Relação $N\Phi$ x i_M do transformador 1 com 1PU de tensão aplicada (vermelho) e 1,35PU de tensão aplicada (azul)	31
Figura 4.6	Tensão (vermelho) e corrente (preto) medidos nos terminais do transformador no momento da energização	32
Figura 4.7	Características $N\Phi$ x i_M resultantes de nove energizações do transformador 2	33
Figura 4.8	Características $N\Phi$ x i_M resultantes de nove energizações do transformador 2 com três períodos em análise	34
Figura 5.1	Características $N\Phi$ x i_M resultantes de nove energizações do transformador 2 (azul) e curva em regime permanente (vermelho) . . .	36

Figura 5.2	Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações selecionadas do transformador 2 (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	37
Figura 5.3	Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após o segundo passo do tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	38
Figura 5.4	Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após o terceiro passo do tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	39
Figura 5.5	Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	40
Figura 5.6	Representação gráfica dos segmentos de reta do modelo descontínuo de L_M	41
Figura 5.7	Características $i_M \times N\Phi$ dos testes de transitório (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	42
Figura 5.8	Características $i_M \times N\Phi$ dos testes de transitório (azul), curva em regime permanente (vermelho) e função exponencial encontrada (verde)	44
Figura 6.1	Montagem dos testes de regime permanente	46
Figura 6.2	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,2 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	46
Figura 6.3	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,2 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	47
Figura 6.4	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,4 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	48
Figura 6.5	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,4 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	49

Figura 6.6	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,6 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	50
Figura 6.7	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,6 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	51
Figura 6.8	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,8 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	52
Figura 6.9	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,8 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	53
Figura 6.10	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 1 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	54
Figura 6.11	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 1 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	55
Figura 6.12	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 1,2 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	56
Figura 6.13	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 1,2 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	57
Figura 6.14	Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 1,35 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo)	58
Figura 6.15	Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 1,35 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo)	59

Figura 6.16	Montagem dos testes de <i>inrush</i>	61
Figura 6.17	Reprodução do ensaio de energização com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo)	62
Figura 6.18	Reprodução do ensaio de energização com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo)	63
Figura 6.19	Esquema dos testes de excitação PWM por inversor	64
Figura 6.20	Reprodução do ensaio de Degrau de referência de tensão senoidal: 1 a 0,75 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo)	65
Figura 6.21	Reprodução do ensaio de Degrau de referência de tensão senoidal: 0,75 a 1 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo)	66
Figura A1.1	Transformador de 100VA	71
Figura A1.2	Relação $N\Phi \times i_M$ do transformador 1 com 1PU de tensão aplicada (vermelho) e 1,45PU de tensão aplicada (azul)	72
Figura A1.3	Tensão (vermelho) e corrente (preto) medidos nos terminais do transformador 1 no momento da energização	72
Figura A1.4	Circuito RLC obtido após inserção do capacitor C	73
Figura A1.5	Encontrando indutância saturada L_{SAT} próxima da tensão nominal	74
Figura A1.6	Resultados da desmagnetização do transformador 1	76
Figura A1.7	Formas de onda de <i>inrush</i> obtidas com o método de desmagnetização manual	76
Figura A1.8	Formas de onda da figura A2.7, espelhadas e dispostas em um mesmo gráfico	77

Figura A1.9	Função que se ajusta ao conjunto de dados do transformador 1	77
Figura A1.10	Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador 1	79
Figura A1.11	Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador 1, agrupadas (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	79
Figura A1.12	Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho)	80
Figura A1.13	Características $i_M \times N\Phi$ dos testes de transitório (azul), curva em regime permanente (vermelho) e função exponencial encontrada (verde)	81
Figura A1.14	Reprodução do ensaio de regime em aberto em 20V ou 0,65PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo)	82
Figura A1.15	Reprodução do ensaio de regime em aberto em 31V ou 1PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo)	83
Figura A1.16	Reprodução do ensaio de regime em aberto em 40V ou 1,29PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo)	83
Figura A1.17	Reprodução do ensaio de regime em aberto em 45V ou 1,45PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo)	84
Figura A1.18	Reprodução do ensaio de regime em aberto em 52V ou 1,68PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo)	84
Figura A1.19	Reprodução do ensaio de energização, com resistência série de 0,2 Ω . Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo)	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Parâmetros do elemento núcleo saturável do PSIM. Retirado de (PSIM SOFTWARE, 2006)	11
Tabela 4.1	Parâmetros do transformador 1	23
Tabela 4.2	Parâmetros do transformador 2	23
Tabela 5.1	Resultado do ajuste de curva	44
Tabela 6.1	Erros de valores de pico encontrados	60
Tabela 6.2	Erros de valores eficazes encontrados	60
Tabela 6.3	Correntes de pico medida e simulada no ensaio de <i>inrush</i> 1	63
Tabela 6.4	Correntes de pico medida e simulada no ensaio de <i>inrush</i> 2	64
Tabela 6.5	Correntes de pico medida e simulada no ensaio de degrau positivo de referência de tensão	67
Tabela A1.1	Parâmetros do transformador 1	71
Tabela A1.2	Valores calculados para desmagnetização	75
Tabela A1.3	Resultado do ajuste de curva para transformador 1	81
Tabela A1.4	Erros de magnitude encontrados	85
Tabela A1.5	Correntes de pico medida e simulada no ensaio de energização	86

SUMÁRIO

RESUMO.....	VI
ABSTRACT.....	VII
LISTA DE ABREVIATURAS.....	VIII
LISTA DE SÍMBOLOS.....	X
LISTA DE FIGURAS.....	XIV
LISTA DE TABELAS.....	XX
SUMÁRIO.....	XXI
1. INTRODUÇÃO.....	1
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	4
2.1. Não linearidade e corrente de <i>inrush</i>	4
2.1.1. Não linearidades.....	4
2.1.2. Corrente de <i>inrush</i>	6
2.2. Transformadores excitados por inversores.....	7
2.3. Modelagem de transformadores.....	8
2.3.1. Método de elementos finitos.....	8
2.3.2. Modelos comuns em softwares de simulação.....	10
2.3.3. Transformadores trifásicos.....	12
2.4. Obtenção de dados de saturação a partir de transientes de magnetização.....	14
3. MODELAGEM DO TRANSFORMADOR NÃO LINEAR.....	16
3.1. Modelagem da indutância de magnetização.....	17
3.1.1. Modelo de L_M descontínuo.....	19
3.1.2. Modelo de L_M contínuo.....	21

4.	OBTENÇÃO DE DADOS DE SATURAÇÃO	23
4.1.	Ensaio de curto circuito e em aberto – Método automatizado	24
4.1.1.	Ensaio de curto circuito	24
4.1.2.	Ensaio em aberto	27
4.2.	Testes em regime permanente	29
4.3.	Testes em regime transitório	31
5.	PROCESSAMENTO DOS DADOS	35
5.1	Tratamento da magnetização residual em <i>software</i>	36
5.2	Ajuste de curvas – obtenção de parâmetros	40
5.2.1.	Modelo Descontínuo	41
5.2.2.	Modelo Contínuo	42
6.	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	45
6.1.	Testes em regime permanente - Comparação entre modelos	45
6.2.	Testes em transitório – Validação do modelo contínuo	61
6.2.1.	Correntes de <i>inrush</i>	61
6.2.2.	Transformador conectado a inversor de potência	64
6.3.	Discussão – Validade do modelo contínuo	67
7.	CONCLUSÕES	68
7.1	Trabalhos futuros	69
ANEXO I	Ensaio realizado em transformador de 100VA	71
ANEXO II	Listagens dos programas em MATLAB	87
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	105

1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a motivação desta dissertação e sua relevância dentro do contexto da modelagem de transformadores para uso em projetos de equipamentos baseados em eletrônica de potência. Além disso, será feita uma breve descrição do trabalho proposto, incluindo método experimental e o resultado esperado da pesquisa.

O modelo linear clássico de transformador (MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, 1943) é utilizado com frequência para diversas aplicações em engenharia elétrica há décadas. Sua estrutura permite fácil implementação em sistemas de simulação computacional e fornece resultados coerentes para determinação de perfis de tensão e perdas elétricas em redes de transmissão e distribuição de energia.

Do mesmo modo, os métodos de determinação dos parâmetros do transformador clássico são conhecidos e largamente aplicados. Os ensaios em curto-circuito e em vazio (WINDERS JR., 2002), oferecem tais parâmetros com acurácia¹.

Entretanto, dada a não linearidade da curva de saturação, este modelo linear tem aplicabilidade limitada a uma determinada faixa de atuação – a região linear da curva - e, portanto, não oferece resultados coerentes com a realidade fora desta faixa, ou seja, a região de saturação do transformador.

Esta limitação é um grande problema para o projeto de equipamentos baseados em eletrônica de potência como filtros ativos série, DVRs (*Dynamic Voltage Restorer* - Restaurador dinâmico de tensão), UPS (*Uninterrupted Power Supply*), UPFCs (*Unified Power Flow Controller* - Controlador unificado de fluxo de potência) e UPQCs (*Unified Power Quality Conditioner* - Condicionador unificado de qualidade de energia). Esses tipos de equipamentos muito comumente têm topologia com uso de inversores conectados a

¹ Acurácia refere-se a quanto os parâmetros encontrados estão próximos do valor real, ou seja, o erro médio em relação ao valor real é pequeno. Precisão refere-se à repetibilidade, os valores encontrados são próximos entre si, e não diz respeito ao erro em relação ao valor real.

transformadores. Tais transformadores são submetidos a eventos transitórios de corrente de magnetização devido aos degraus de tensão impostos pela natureza de funcionamento desses tipos de equipamento. O DVR, por exemplo, opera corrigindo afundamentos de tensão com tempo de resposta na ordem de poucos milissegundos.

O degrau de referência de tensão gerado pelo inversor neste momento pode fazer o transformador operar transitoriamente na região de saturação (FITZER et al., 2002), provocando correntes semelhantes à corrente de *inrush*. Um modelo de simulação que não leve em conta a característica de saturação do núcleo não será representativo do fenômeno real, e não será eficaz para realizar ajustes no controlador do inversor ou para projeto e controle anti-saturação que se faz necessário neste tipo de topologia (MARAFÃO et al., 2008), (MASTROMAURO; LISERRE; DELL'AQUILA, 2008). É essencial que se tenha um modelo de transformador saturável e condizente com o transformador real.

Este trabalho tem como propósito a obtenção de um modelo simples de transformador não linear, que seja facilmente aplicável em modelos de simulação, auxiliando assim o projeto de equipamentos de eletrônica de potência. Além disso, deseja-se definir um método factível, prático e automatizado para obtenção de seus parâmetros, que não necessite das informações construtivas do transformador, já que tais dados não são usualmente fornecidos pelos fabricantes.

Para obtenção experimental da característica de saturação, sem a necessidade de um teste com sobretensão em regime permanente, os dados são adquiridos durante a energização do transformador, aproveitando-se o fato de que no momento em que transformadores são ligados à rede elétrica ocorre a conhecida corrente de *inrush*, que pode até superar a corrente nominal do transformador, dependendo do instante de energização (FITZER et al., 2002).

Como resultado, espera-se auxiliar trabalhos de projeto e simulação computacional de redes elétricas ou equipamentos baseados na operação conjunta de inversores e transformadores, especialmente durante o desenvolvimento e ajuste de malhas de controle.

Na primeira parte do trabalho busca-se identificar os princípios físicos que regem o comportamento do transformador, na busca de um modelo não linear, com especial interesse na modelagem do ramo de magnetização.

Em seguida são investigados métodos para obtenção de dados de saturação intensa. Tendo como base (ABDULSALAM et al., 2006), é proposto obter dados de um teste realizado com seguidas energizações do transformador ensaiado, registrando-se em cada medida o fluxo concatenado em função da corrente de magnetização. O fluxo concatenado é obtido indiretamente através da integração da tensão medida no ensaio em circuito aberto, conforme é mostrado no trabalho.

É discutido o problema da magnetização residual no transformador, cujo efeito é a variação, a cada energização, do fluxo concatenado residual. São apresentados e discutidos meios de eliminar tais deslocamentos, via desmagnetização física do transformador ou tratamento adequado dos dados via *software*.

Por fim, tendo em mãos um conjunto de dados adequadamente processado, são obtidos os parâmetros de dois modelos. O primeiro deles é composto por indutores chaveados, de modo que a indutância total equivalente represente, por meio de segmentos de reta, o conjunto de dados (NEVES; DOMMEL, 1993). O segundo modelo utiliza uma função contínua que representa o comportamento do transformador, obtidos por meio de um método de ajuste de curvas (*curve fitting*).

Para finalizar o estudo são realizadas comparações de resultados experimentais e de simulação computacional, elaborada no *software* PSIM (PSIM SOFTWARE, 2003) em três casos distintos:

- Testes em regime permanente, com vários níveis de saturação aplicados;
- Testes durante transitórios de energização – simulação e medição de correntes de *inrush*;
- Testes de transformador acoplado a inversor tipo fonte de tensão operando em PWM (*pulse width modulation*), por meio de filtro LC, com ensaios transitórios de variação em degrau da amplitude da referência senoidal na frequência da rede.

Os resultados obtidos validam o modelo proposto e o método de obtenção de seus parâmetros.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo serão discutidos trabalhos com temas relacionados à modelagem de transformadores, características de magnetização, determinação de corrente de inrush, transformadores excitados por inversores, além de técnicas de ajuste de curva sobre a característica de histerese que, de alguma forma, influenciaram o desenvolvimento desta dissertação.

Um transformador é um equipamento estático que consiste de um enrolamento, ou dois ou mais enrolamentos acoplados, com ou sem núcleo magnético, para indução mútua entre os circuitos. (WINDERS JR., 2002, p. 1).

Existem inúmeros tipos de transformadores, usados em diversas aplicações como áudio, rádio, instrumentação e potência. Neste trabalho são considerados transformadores de potência de dois enrolamentos, com núcleo de chapas de material ferromagnético do tipo Fe-Si, usados em aplicações na frequência da rede e também em conversores de eletrônica de potência conectados à rede.

Transformadores com este tipo de configuração construtiva têm uma série de características, entre elas alguns fenômenos não-lineares.

2.1. Não linearidades e corrente de *inrush*

2.1.1. Não linearidades

Antes de se obter o modelo do transformador, no entanto, é preciso obter dados relativos ao comportamento não linear do núcleo ferromagnético. A saturação é a característica predominante que gera não linearidade dos núcleos ferromagnéticos de transformadores de potência. Também podem ser citados os efeitos pelicular e de proximidade, capacitâncias parasitas entre espiras e entre enrolamentos e terra (VAN DEN BOSSCHE, 2005), além das

perdas por correntes de Foucault (VAN DEN BOSSCHE; VALCHEV; BARUDOV, 2006) e por histerese. Todos estes são fenômenos não-lineares.

O fluxo magnético nos núcleos de transformadores se dá pela orientação dos bipolos magnéticos do material ferromagnético, e é alcançada através de uma corrente diferente de zero nas espiras de um dos enrolamentos, chamada de corrente de magnetização. Como a quantidade de bipolos em um núcleo ferromagnético é finita, a corrente de magnetização não tem correspondência linear com o fluxo magnético obtido:

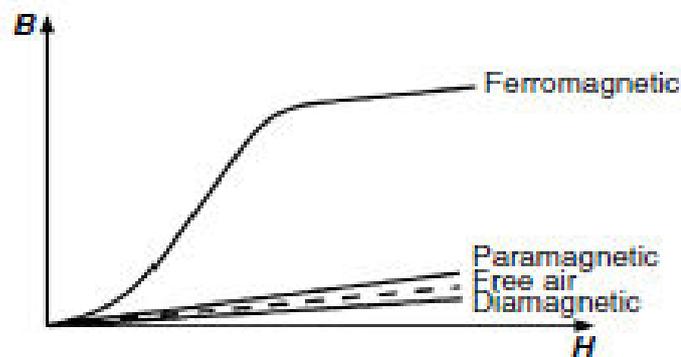


Figura 2.1. Curvas $B \times H$ típicas para diversos materiais. Acima, o material ferromagnético e sua característica de saturação. Figura retirada de (VAN DEN BOSSCHE, 2005, fig 1.4, p. 31).

Se as perdas da excitação CA forem levadas em conta, é obtida a curva de histerese:

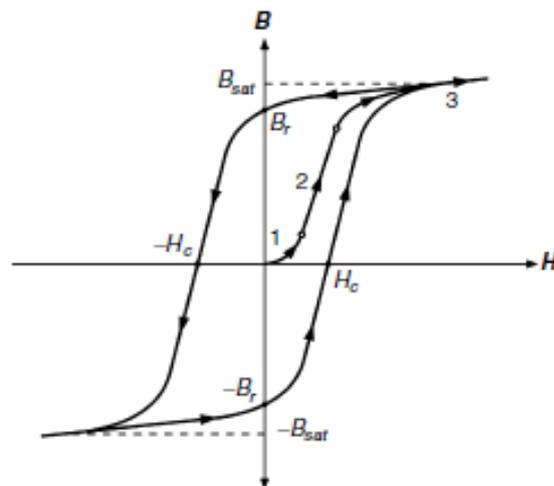


Figura 2.2. Curva de histerese típica de materiais ferromagnéticos sob excitação senoidal. Figura retirada de (VAN DEN BOSSCHE, 2005, fig 1.9, p. 35).

2.1.2. Correntes de *inrush*

Quando um transformador é inicialmente energizado, surge um fenômeno conhecido como correntes de *inrush* ou correntes de energização. Durante um curto período surge uma corrente de grande amplitude no enrolamento. As correntes de *inrush* normalmente não danificam o transformador pela sua natureza rápida, da ordem de alguns ciclos de rede.

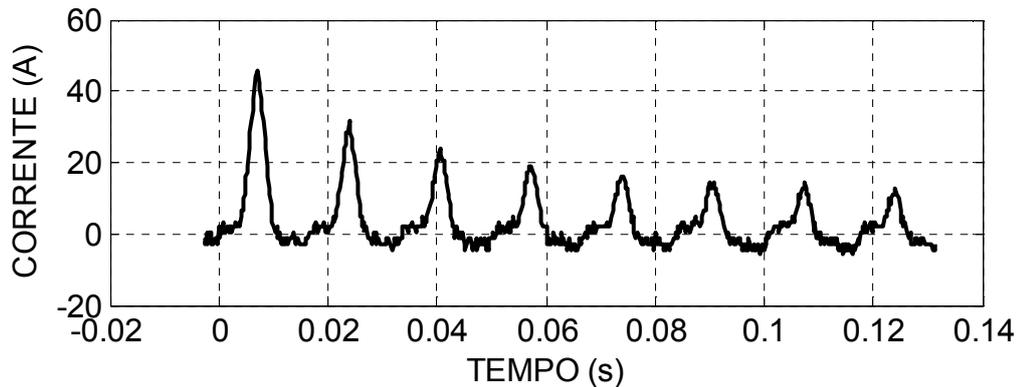


Figura 2.3. Corrente de *inrush* típica. Medida experimental de um transformador de 15kVA, enrolamento de 127V.

As correntes de *inrush* surgem pela relação de fluxo concatenado e tensão aplicada:

$$N\Phi = \int v_M dt \quad (2.1)$$

$$\frac{dN\Phi}{di_M} = L_M(i_M) \quad (2.2)$$

Com uma condição inicial de fluxo concatenado nulo, o fluxo senoidal será inicialmente integrado a partir de zero, o que causa um pico inicial de até duas vezes o fluxo nominal do transformador. Como a relação $N\Phi \times i_M$ (fluxo concatenado x corrente de magnetização) não é linear, tal fluxo é capaz de gerar correntes de até dezenas de vezes a corrente nominal do enrolamento.

As correntes de *inrush*, apesar de não danificarem o transformador, podem causar efeitos indesejáveis como o mau funcionamento nos equipamentos de proteção, deformação momentânea na forma de onda de tensão, falha em inversores e até danos em equipamentos

sensíveis. Daí a necessidade de investigação desta característica, que pode ser vista em trabalhos como (NEVES; DOMMEL, 1993), (AL-KHALIFAH; EL-SAADANY, 2006) e (CALABRO; COPPADORO; CREPAZ, 1986), entre outros.

2.2. Transformadores excitados por inversores

A saturação dos transformadores é um problema comum aos equipamentos baseados em tecnologia de eletrônica de potência que têm transformadores alimentados por inversores e conectados em série com a rede elétrica. Entre os mais comuns, podem ser citados os DVRs, UPS, UPFCs, UPQCs, FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*) e filtros ativos. (FITZER et al., 2002), (CHEN et al., 2010).

Todos os equipamentos acima citados impõem degraus de tensão senoidal ao transformador, gerando correntes de *inrush* que podem causar problemas como:

- Falha no inversor por sobrecorrente; (CHENG et al., 2005).
- Esforço de controle acima do esperado (a saturação funciona como variação no ganho da planta);

Por essas razões existem diversos trabalhos (FITZER et al., 2002), (CHENG et al., 2005), (CHEN et al., 2010) tratando de métodos de mitigação dos problemas causados pela saturação nos transformadores deste tipo de equipamento. É recorrente o uso de malhas de controle anti-saturação. (MASTROMAURO; LISERRE; DELL'AQUILA, 2008), (MARAFÃO et al., 2008).

O ajuste destas malhas normalmente é realizado com simulação computacional, mas uma questão a ser investigada é: como se obter um modelo de simulação adequado do transformador para que o ajuste (por simulação) dos controladores seja representativo e possa ser utilizado na implementação física do conversor?

2.3. Modelagem de transformadores

São descritos brevemente aspectos da modelagem de transformadores monofásicos e trifásicos. Neste trabalho é abordado o transformador monofásico, que é o caso mais comum entre os dispositivos baseados em eletrônica de potência, uma vez que estes comumente têm controles independentes para cada fase. Aspectos da modelagem do transformador trifásico são apresentados para se enfatizar a complexidade maior deste último.

2.3.1. Método de elementos finitos

É bastante usual a obtenção de modelos de máquinas elétricas utilizando o método de elementos finitos, com equacionamentos como os demonstrados em (PIRIOU; RAZEK, 1993).

Para transformadores, o método de elementos finitos pode ser utilizado para obtenção de modelos de alta frequência, necessários para estudos de fenômenos rápidos como de impulso de tensão, integridade do enrolamento e teste de isolamento, onde efeitos como pelicular, de proximidade e capacitâncias parasitas destacam-se mais.

No modelo de alta frequência proposto por (ABED; MOHAMMED, 2001), é adicionado um ramo de alta frequência, como pode ser observado na figura 2.4.

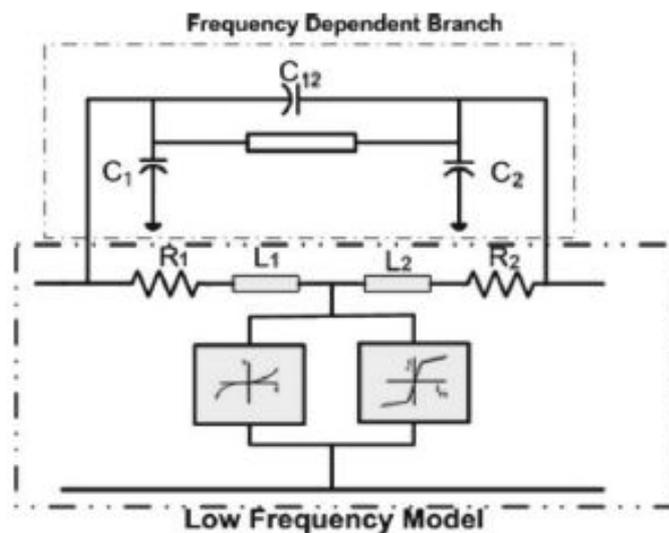


Figura 2.4. Modelo de alta frequência proposto por (ABED; MOHAMMED, 2001).

O ajuste proposto requer conhecimentos construtivos do transformador, como sua geometria, como visto na figura 2.5:

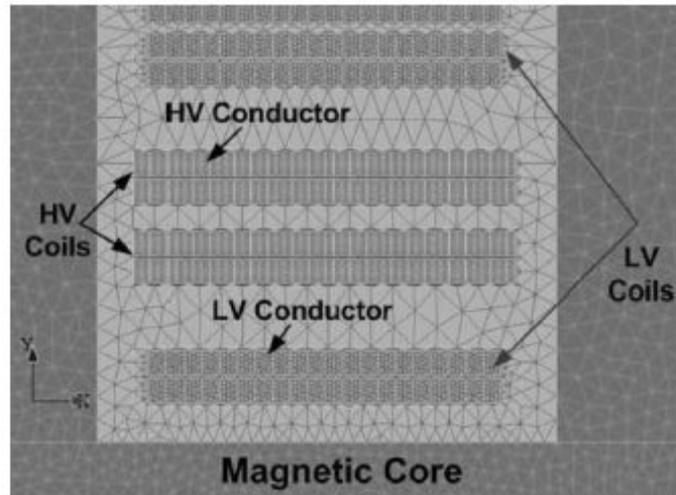


Figura 2.5. Detalhe da geometria do núcleo ferromagnético de (ABED; MOHAMMED, 2001).

Outros autores utilizam o método de elementos finitos para obter parâmetros de modelos em baixa frequência, obtendo também bons resultados. O modelo de baixa frequência proposto e ajustado por (ALONSO, 2010), na figura 2.7 contém uma alteração em relação ao modelo tradicional, da figura 2.6. Segundo o autor, a disposição dos elementos do modelo da figura 2.7 é mais apropriada para aplicação de métodos de elementos finitos, gerando melhores resultados.

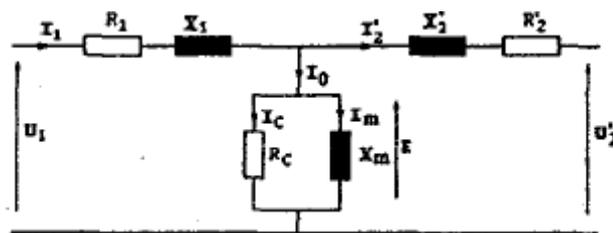


Fig. 2.6. Modelo tradicional de transformador. Retirado de (ALONSO, 2010).

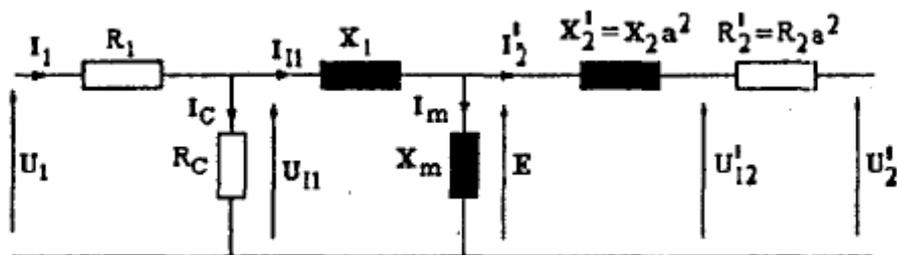


Figura 2.7. Modelo de transformador modificado. Retirado de (ALONSO, 2010).

Os modelos ajustados através do método de elementos finitos normalmente mostram-se bastante acurados. No entanto, o equacionamento do problema exige conhecimento prévio das características construtivas do equipamento, incluindo-se sua geometria.

2.3.2. Modelos comuns em softwares de simulação

Outra abordagem pode ser realizada, com modificações no modelo linear de transformador. A partir da versão 6 do *software* de simulação PSIM (PSIM SOFTWARE, 2003) foi disponibilizado um novo elemento, o indutor saturável, que é um modelo de indutores chaveados. Sua característica pode ser observada na figura 2.8. Esta é uma possível representação da característica não linear de núcleos ferromagnéticos.

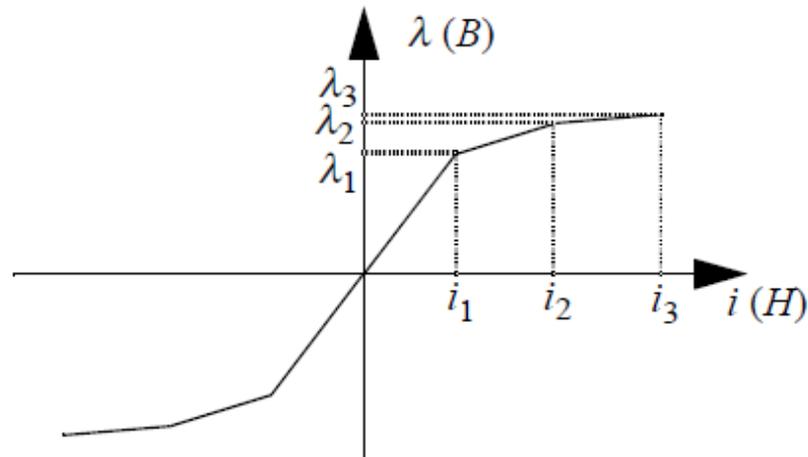


Figura 2.8. Característica do elemento indutor saturável. Retirado de (PSIM SOFTWARE, 2003).

Versões ainda mais novas do mesmo *software* permitem a configuração de outros parâmetros de um núcleo de ferrite saturável, através de elemento específico para tal (PSIM SOFTWARE, 2006). Neste elemento é necessário ajustar os seguintes parâmetros:

Tabela 2.1: Parâmetros do elemento núcleo saturável do PSIM.
Retirado de (PSIM SOFTWARE, 2006).

Inductance Factor A_L	Inductance factor A_L of the core, in H, defined as the inductance per turn squared.
Resistance for Losses	Resistance R , in Ohm, that represents the core losses
Coefficient ϕ_{sat}	Coefficient ϕ_{sat} for the core B-H curve, in Weber
Coefficient K_1	Coefficient K_1 for the core B-H curve
Coefficient K_{exp1}	Coefficient K_{exp1} for the core B-H curve
Coefficient K_2	Coefficient K_2 for the core B-H curve
Coefficient K_{exp2}	Coefficient K_{exp2} for the core B-H curve
Current Flag	Flag of the electric current that flows through the resistor R for the core losses. If the rms value of the current is I_{rms} , the core losses can be calculated as: $P_{core_loss} = I_{rms}^2 * R$.

E o resultado obtido é a curva de histerese característica do elemento:

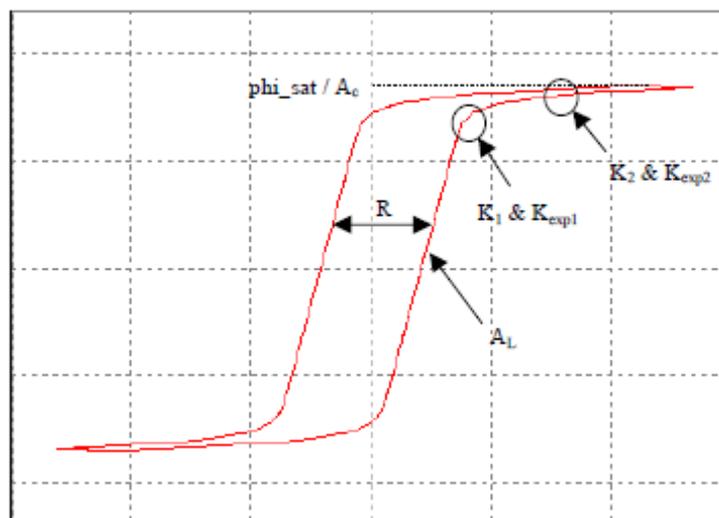


Figura 2.9. Curva de histerese característica do elemento núcleo saturável.
Retirado de (PSIM SOFTWARE, 2006).

A função utilizada, embora seja claro tratar-se de uma soma de exponenciais, não é explicitada no manual do *software*. Então, é preciso conhecer a curva de histerese do núcleo ferromagnético em questão para então ajustar os coeficientes do *software*, de forma empírica.

Outros *softwares* podem ser utilizados para modelagem do transformador não linear com implementações semelhantes, como o PSPICE e o ATP (DE MORAIS; CANESIN; WAKABAYASHI, 2005).

2.3.3. Modelos para transformadores trifásicos

O transformador trifásico tem modelagem bem mais complexa que o transformador monofásico. Para que seja possível estender os conceitos do modelo de transformador monofásico para o caso trifásico é preciso considerar os aspectos abaixo (YACAMINI; ABU-NASSER, 1986) que influenciam no modelo:

- Magnéticos: a interação entre as fases cria indutâncias mútuas, que não estão previstas no modelo monofásico;
- Elétricos: tipo de conexão do transformador, Y-Y, Δ -Y, etc., além de existência ou não do condutor de retorno (neutro);
- Construtivos: tipo do núcleo trifásico, três ou cinco pernas.

Existem duas abordagens bastante difundidas para obtenção de modelos de transformadores trifásicos. A primeira é um modelo puramente elétrico como em (MORK, 1999), mostrado na figura 2.10. O grande problema deste tipo de modelo é sua complexidade devido ao grande número de elementos. Isso torna lento o processamento computacional.

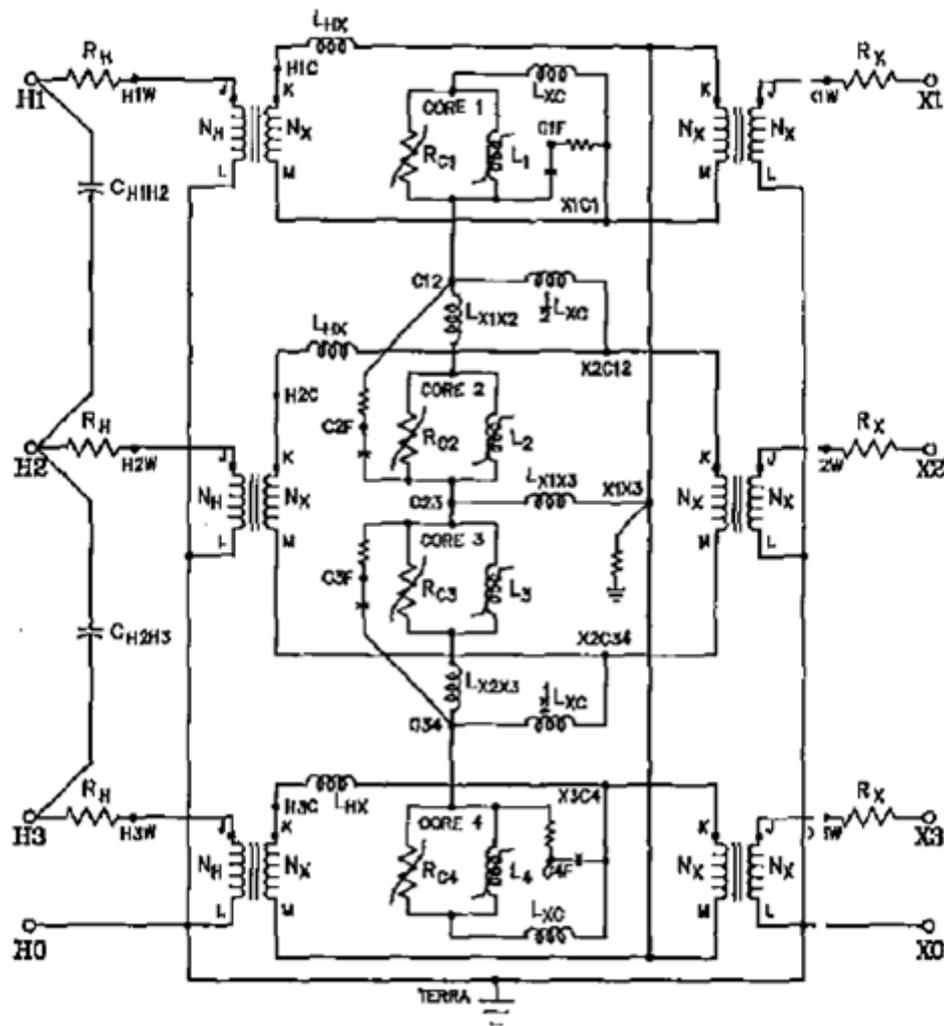


Figura 2.10. Modelo elétrico de transformador trifásico de (MORK, 1999).

O resultado pode ser simplificado com a união de um modelo elétrico com um modelo magnético, representado por relutâncias, como proposto em (ELLEUCH; POLOUJADOFF, 1996), (FUCHS; YOU; ROESLER, 1999), (ABDULSALAM; XU; DINAHAHI, 2005) e (CHIESA; MORK; HØIDALEN, 2010).

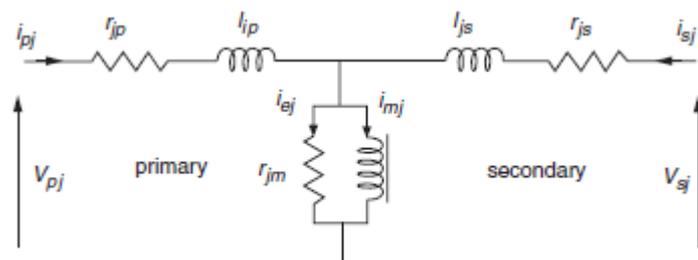


Figura 2.11. Modelo híbrido de (ABDULSALAM; XU; DINAHAHI, 2005), circuito elétrico equivalente por fase.

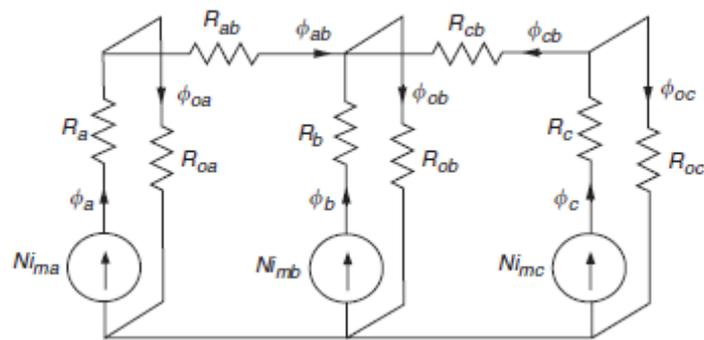


Figura 2.12. Modelo híbrido de (ABDULSALAM; XU; DINAHAHI, 2005), circuito magnético equivalente.

Para determinação dos parâmetros não lineares do transformador trifásico é preciso realizar mais medições do que no caso monofásico (FEIO, 1973, cap. 3), sendo então utilizados dois wattímetros, três amperímetros e um volímetro¹. Nesta técnica são realizados ensaios trifásicos de curto e em vazio para determinação dos parâmetros médios de dispersão e magnetização.

2.4. Obtenção de dados de saturação a partir de transientes de magnetização

A obtenção experimental de dados de saturação do transformador (monofásico ou trifásico) pode ser obtida com a aplicação de sobretensão em regime permanente sobre o mesmo no ensaio em vazio. Na prática somente se consegue níveis de saturação relativamente baixos, pois a tensão aplicada é limitada pelas fontes de corrente alternada disponíveis, cujas derivações (*taps*) geralmente não ultrapassam 20% acima do valor nominal, e mesmo nesta situação a corrente de magnetização pode chegar a valores perigosamente altos².

Uma alternativa mais exequível para a obtenção dos dados de saturação intensa é o aproveitamento do transitório de energização do transformador para tal. Como demonstrado em (ABDULSALAM et al., 2006), é possível obter as curvas de saturação experimentalmente adquirindo os dados de corrente e tensão de uma série de energizações no transformador.

¹ No caso monofásico, são necessários um wattímetro, um volímetro e um amperímetro.

² Resultados experimentais, para um transformador de 15kVA e enrolamento de 127V, mostraram que para 20% de sobretensão, a corrente de magnetização atingiu o dobro da corrente de magnetização em tensão nominal (valores de pico), isso significa perto de 13% da corrente nominal do enrolamento.

Observa-se então o problema do fluxo residual, que causa deslocamentos verticais nas curvas individuais de saturação, impossibilitando a obtenção de um conjunto de dados representativo da característica de saturação em regime permanente, ou seja, sem o fluxo residual.

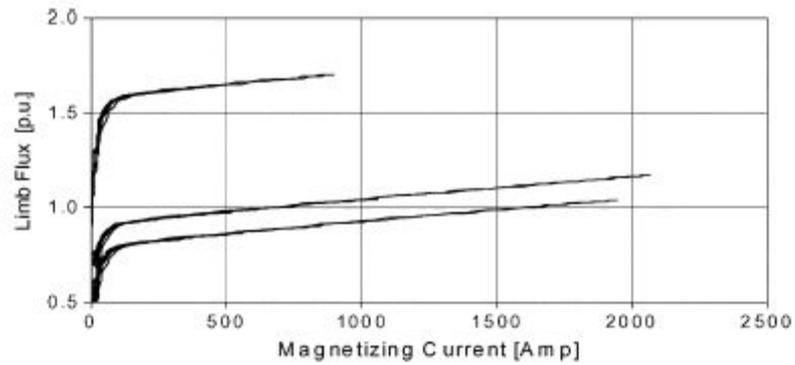


Figura 2.13. Deslocamentos verticais das curvas de $N \Phi \times i_M$ obtidas através de ensaios de transitório.
 Figura retirada de (ABDULSALAM et al., 2006).

Evidencia-se aí a necessidade de eliminação física deste fluxo residual por desmagnetização do núcleo magnético ou então da correção, via *software*, do deslocamento vertical causado pelo mesmo. Este aspecto é discutido nos próximos capítulos.

3. MODELAGEM DO TRANSFORMADOR NÃO LINEAR

Neste capítulo são discutidas as possibilidades para modelagem do transformador não linear, partindo-se do modelo tradicional. Por fim, um modelo é proposto.

O modelo tradicional de transformador é composto por basicamente seis componentes, tais quais mostrados na figura 3.1. Os parâmetros R_{LP} e R_{LS} referem-se, principalmente, às resistências dos enrolamentos das bobinas e aos efeitos pelicular e de proximidade, referidos ao primário e ao secundário, respectivamente. Já L_{LP} e L_{LS} representam as indutâncias das bobinas e ao efeito de dispersão do fluxo magnético, referidas ao primário e ao secundário, respectivamente.

Adicionalmente, existem dois parâmetros em paralelo que representam fenômenos essencialmente associados ao núcleo magnético, R_M e L_M , ligados à orientação dos bipolos magnéticos em um material ferromagnético, condição necessária para formação de fluxo magnético ordenado. Núcleos magnéticos necessitam de uma corrente de excitação mínima, corrente de magnetização, para orientar seus bipolos magnéticos. Esta relação é não linear, gera perdas e é característica de cada material.

Em núcleos ferromagnéticos excitados por corrente alternada, esta relação é representada pela curva $B \times H$ (densidade de fluxo magnético x intensidade de campo magnético).

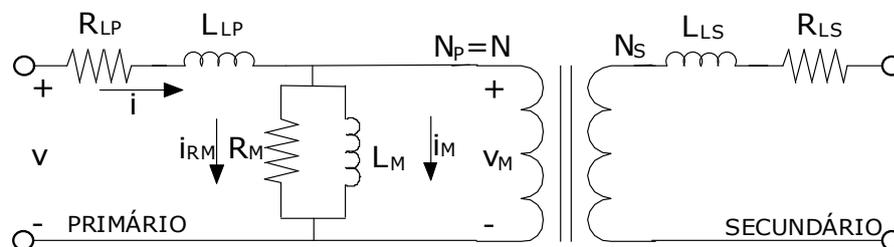


Figura 3.1. Modelo tradicional do transformador monofásico, com parâmetros fixos.

Os efeitos pelicular e de proximidade, associados aos parâmetros R_{LP} e R_{LS} , também têm natureza não linear e dependente da frequência. Nas aplicações em eletrônica de potência

propostas neste trabalho, onde o transformador é submetido a uma tensão praticamente senoidal após a filtragem da tensão modulada em PWM, em princípio não é necessário que fenômenos de alta frequência, relacionados à modulação em PWM, como capacitâncias entre espiras e entre enrolamentos (VAN DEN BOSSCHE, 2005, cap. 7) sejam levados em conta. Desta forma, os parâmetros de resistência das bobinas e de indutância de dispersão são calculados através da medida em frequência nominal, e portanto os efeitos pelicular e de proximidade são levados em conta apenas na frequência nominal.

3.1. Modelagem da indutância de magnetização

A modelagem da indutância de magnetização é importante porque este elemento é o responsável pela característica de saturação do núcleo ferromagnético, que é, essencialmente, o problema estudado no presente trabalho.

Considerando-se um indutor variável para modelar a indutância de magnetização, o modelo do transformador é:

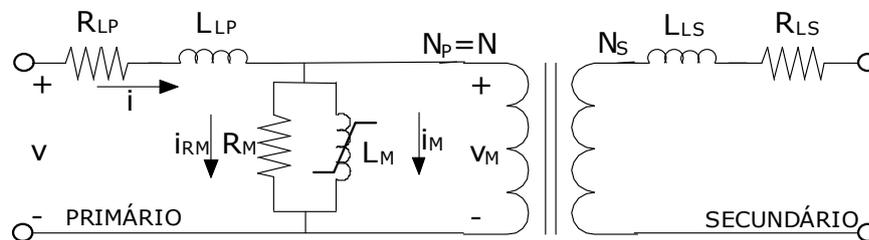


Figura 3.2. Modelo equivalente do transformador monofásico.

O bipolo dado por L_M deve ser aquele que melhor representa a relação entre a tensão aplicada em seus terminais, v_M e a corrente que surge como consequência, i_M .

Obviamente tais grandezas não são diretamente mensuráveis, uma vez que na prática somente os dados dos terminais do transformador podem ser medidos. O cálculo destas grandezas a partir dos dados de tensão e corrente instantâneas, medidos nos terminais do transformador, é descrito no capítulo 4. Por ora, simplesmente assume-se que v_M e i_M estão disponíveis.

A partir da tensão de magnetização v_M , obtém-se o fluxo concatenado (2.1) e também a indutância de magnetização (2.2):

$$N\Phi = \int v_M dt \quad (2.1)$$

$$\frac{Nd\Phi}{di_M} = L_M(i_M) \quad (2.2)$$

A relação fluxo concatenado x corrente de magnetização ($N\Phi \times i_M$), apresenta uma curva de saturação sem perdas, uma vez que o elemento de modelagem das perdas, R_M , não é considerado. Um resultado típico pode ser observado na figura 3.3:

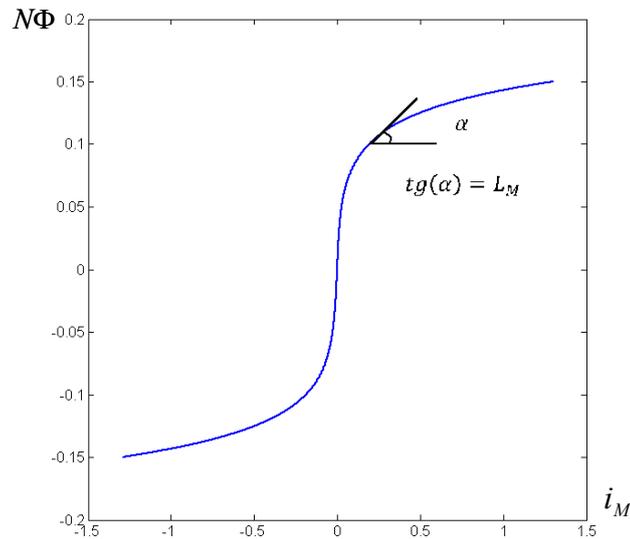


Figura 3.3. Relação fluxo concatenado $N\Phi$ (Vs) x corrente de magnetização i_M (A). Obtenção de L_M .

Para fins de simulação computacional, são discutidas a seguir duas possibilidades para modelagem de L_M .

3.1.1. Modelo de L_M descontínuo

O modelo descontínuo (NEVES; DOMMEL, 1993) consiste de subdividir a curva $N\Phi \times i_M$ em duas ou mais partes e realizar aproximações lineares para aproximar a curva, de modo que cada inclinação determine um valor de L_M , como demonstrado nas figuras 3.4 e 3.5:

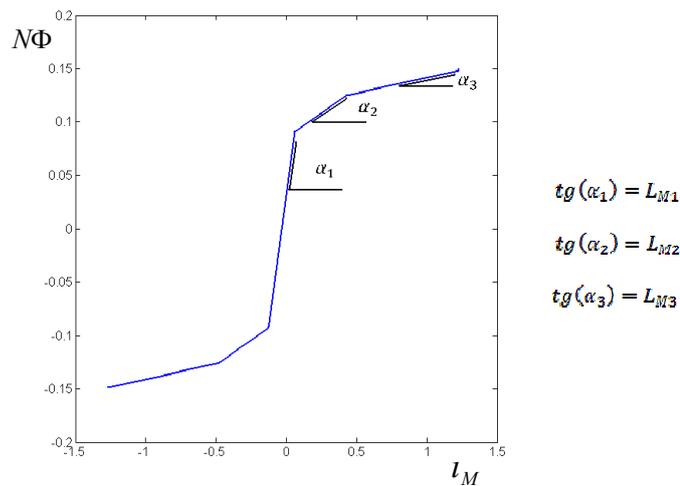


Figura 3.4. Caracterização descontínua da curva $N\Phi \times i_M$.

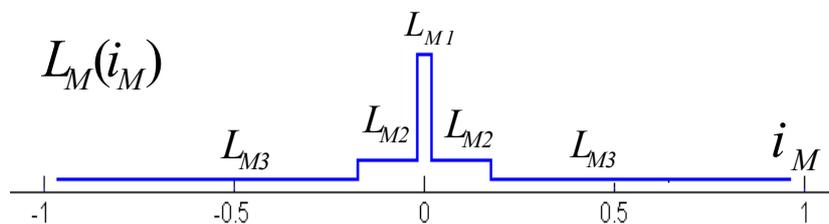


Figura 3.5. Caracterização descontínua de L_M .

A figura 3.6 mostra um modelo de circuito elétrico baseado na associação paralela de indutâncias, chegando ao comportamento descrito pela figura 3.5.

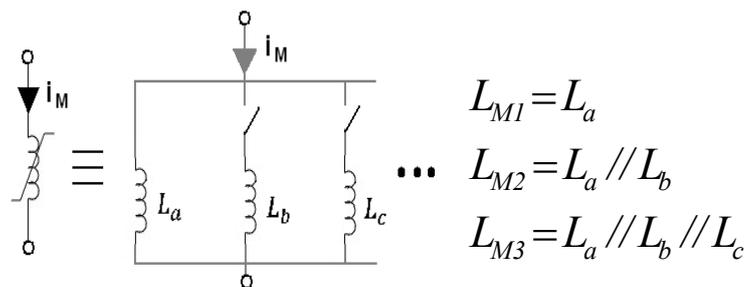


Figura 3.6. Modelo descontínuo de L_M .

Uma representação do esquema da figura 3.6 em *software* de simulação é mostrada na figura 3.7, onde o chaveamento de L_b e L_c é determinado por limites pré-estabelecidos I_{M2} e I_{M3} comparados com a corrente de magnetização instantânea:

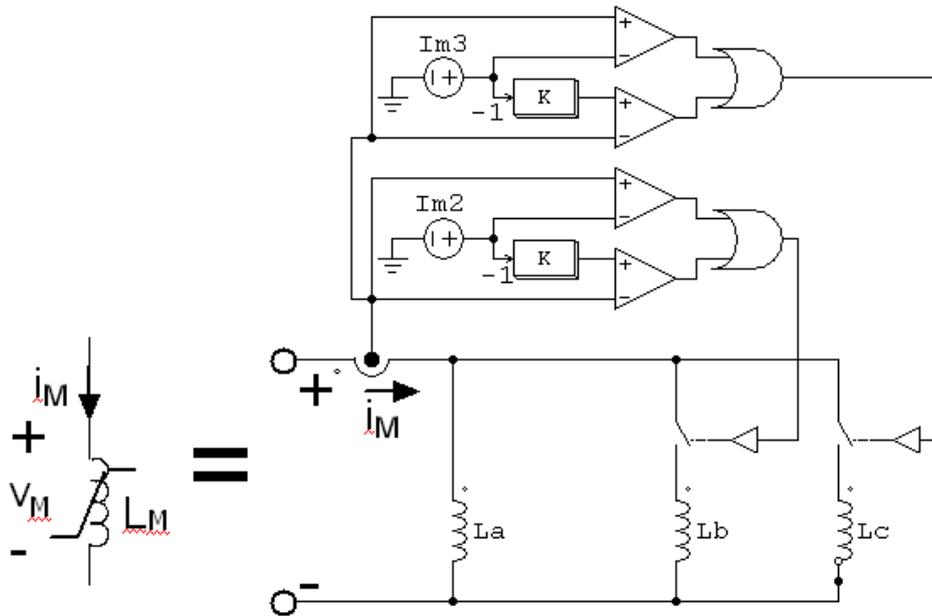


Figura 3.7. Modelo implementado em PSIM.

Como pode ser observado, o modelo descontínuo tem implementação bastante simples, mas seus resultados podem ser imprecisos. Basta notar que o modelo tradicional é um caso particular desta solução, onde existe somente uma aproximação linear de $N\Phi \times i_M$. O modelo apresentado na figura 3.7 apresenta uma implementação genérica, mas nas versões mais recentes do *software* PSIM, pode ainda ser substituído por um único elemento, chamado indutor saturável (PSIM SOFTWARE, 2003).

Além disso, neste método, a escolha dos parâmetros e do número de indutores chaveados necessário é essencialmente manual, outra fonte de imprecisão.

Em contrapartida é possível, também, implementar um modelo contínuo para a indutância de magnetização.

3.1.2. Modelo de L_M contínuo

No modelo contínuo é necessário obter um conjunto de pontos ou uma função que descreva precisamente a característica de saturação do núcleo ferromagnético, de modo que a indutância de magnetização possa ser definida continuamente, ou com uma grande quantidade de pontos grande o suficiente para que a função possa ser considerada contínua. A figura 3.8 apresenta uma curva ideal que represente a relação $N\Phi \times i_M$.

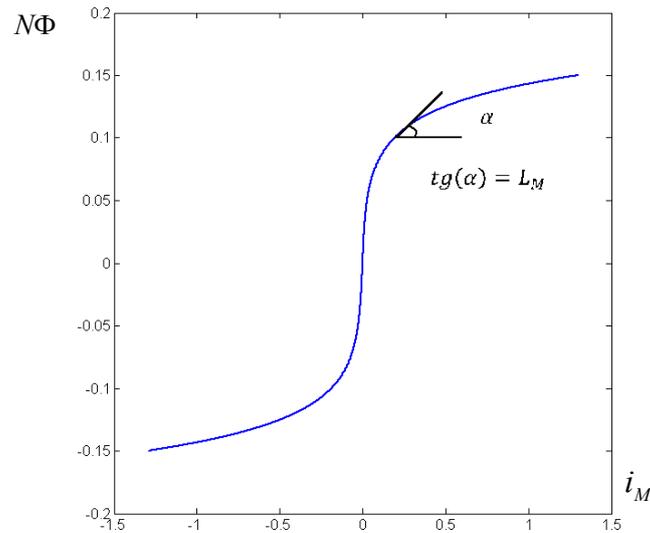


Figura 3.8. Função que representa idealmente a relação $N\Phi \times i_M$. Obtém-se $L_M(i_M)$ através da relação $L_M = \frac{di_M}{dN\Phi}$.

Nesta situação, a relação entre a indutância e corrente de magnetização é mostrada na figura 3.9:

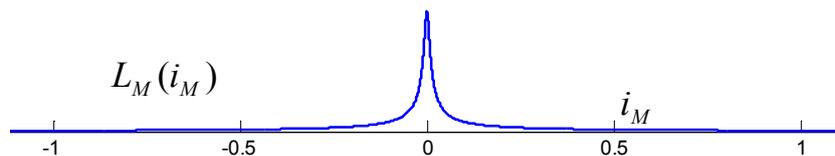


Figura 3.9. Caracterização contínua de L_M .

Uma possível implementação do modelo contínuo é demonstrada na figura 3.10:

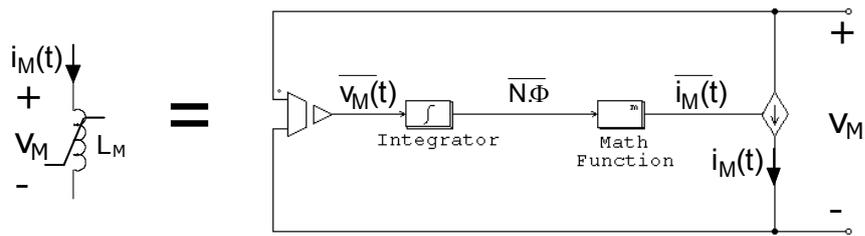


Figura 3.10. Modelo contínuo de L_M .

Na modelagem citada acima, o indutor não linear é representado por uma fonte de corrente controlada pela integral da tensão aplicada em seus terminais. A tensão v_M adquirida é representada pela grandeza $\overline{v_M}$, que indica uma grandeza de controle. Este valor é então integrado, obtendo-se o valor equivalente ao fluxo concatenado $\overline{N\Phi}$, que é então processado pela função que representa a relação $N\Phi \times i_M$, obtendo, portanto a corrente do indutor não linear, $\overline{i_M}$. Nesta implementação em particular, a função deve ser expressa como $i_M = f(N\Phi)$ e não do modo usual $N\Phi = f(i_M)$. Esta característica não afeta o resultado final, mas influi na formulação da função.

4. OBTENÇÃO DOS DADOS DE SATURAÇÃO

Neste capítulo, são detalhadas duas opções de procedimentos experimentais para obtenção de dados de saturação intensa. Adicionalmente, é apresentado e avaliado um procedimento para eliminar a magnetização residual.

No capítulo anterior determinou-se que é necessário encontrar uma função representativa da relação $N\Phi \times i_M$ para encontrar os parâmetros do modelo de indutância não linear. Esta relação pode ser determinada pelo ensaio em aberto. O procedimento clássico foi automatizado e incrementado para resultar na curva que descreve a relação $N\Phi \times i_M$. Os procedimentos são descritos a seguir.

Foram ensaiados dois transformadores comerciais monofásicos neste trabalho. O primeiro ensaio foi realizado em um equipamento de pequeno porte (tabela 4.1), para demonstração de viabilidade. Os resultados dos testes para este primeiro transformador estão descritos no anexo I.

No segundo ensaio foi utilizado um transformador de porte maior, 15kVA (tabela 4.2). Os resultados experimentais deste transformador são apresentados nos capítulos seguintes.

Tabela 4.1. Parâmetros do transformador 1.

Potência Nominal	100VA
Relação de transformação (P/S - Lado de baixa/Lado de alta)	31V /127V

Tabela 4.2. Parâmetros do transformador 2.

Potência Nominal	15kVA
Relação de transformação (P/S -Lado de baixa/Lado de alta)	127V / 255V

4.1. Ensaio de curto circuito e em aberto – Método automatizado

Foi implementado um programa no ambiente do *software* MATLAB (MATLAB, 2011) para a automatização da determinação dos parâmetros do transformador linear e cálculos da curva de fluxo concatenado, com base nos dados adquiridos digitalmente dos ensaios clássicos de curto-circuito e em aberto.

4.1.1. Ensaio de curto circuito

A figura 4.1 mostra a montagem do ensaio de curto-circuito implementada. Ao contrário do ensaio tradicional, o lado de alta foi mantido em curto-circuito e a medição foi realizada no lado de baixa. Esta alteração não traz perda de generalidade das conclusões nem causa perda de qualidade dos dados obtidos e foi realizada por razões práticas.

Neste ensaio o ramo paralelo (de magnetização e perdas do núcleo) pode ser ignorado e os resultados representam, portanto a impedância série Z_L , referenciada ao lado ensaiado (primário da fig. 4.1 - lado da baixa). Uma fonte de tensão variável é necessária para ajustar a tensão de entrada v_{sc} até que a corrente medida i_{sc} se iguale à corrente nominal do enrolamento. Estes dados são então registrados por um osciloscópio digital para posterior processamento no ambiente do *software* MATLAB.

A resistência CC dos enrolamentos é obtida, caso não seja fornecida pelo fabricante, aplicando-se tensão contínua nos terminais do transformador por meio de uma fonte controlada e medindo-se a corrente obtida. A tensão contínua é utilizada pois assim não se computa a indutância das bobinas.

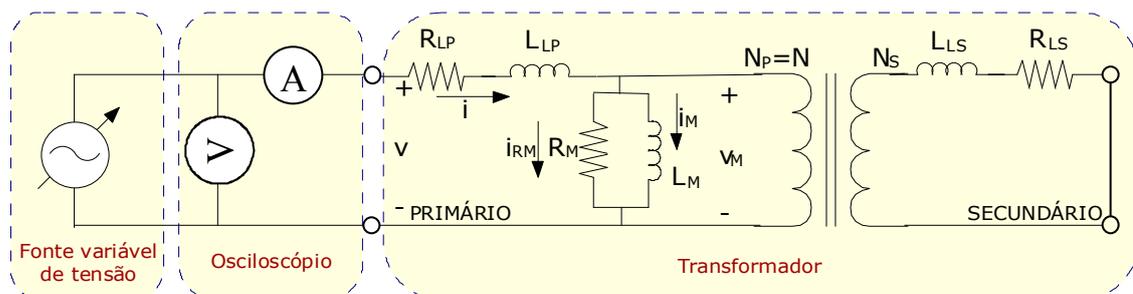


Figura 4.1. Montagem do ensaio de curto circuito.

O tratamento dos dados em ambiente MATLAB segue a seguinte ordem:

1. Primeiramente os *offsets* das medidas de tensão e corrente são calculados e subtraídos. As medidas em regime permanente não devem conter componentes CC. Se tais componentes aparecem nas medidas, elas foram geradas na aquisição dos sinais e devem ser eliminadas¹. Uma vez que a frequência de amostragem é conhecida, o número de amostras por ciclo é calculado e o *offset* é dado por:

$$offset = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \xi(k) \quad (4.1)$$

onde $\xi(k)$ é a k-ésima amostra de tensão ou corrente.

2. Para obtenção dos parâmetros na frequência fundamental é necessário eliminar componentes harmônicas que podem estar presentes na tensão de alimentação e na corrente medida. Desta forma, é aplicada a função FFT (Transformada rápida de Fourier) de modo a obter somente os componentes fundamentais de tensão e corrente (I_1, V_1) e seus respectivos ângulos (θ_{i1}, θ_{v1}). Desta forma a impedância de dispersão total Z_L , o fator de deslocamento $\cos \theta$ e portanto, a resistência e reatância de dispersão total, respectivamente R_L e X_L , são calculados por:

$$Z_L = V_1 / I_1 \quad (4.2)$$

$$\cos \theta = \cos(\theta_{v1} - \theta_{i1}) \quad (4.3)$$

$$R_L = Z_L \cdot \cos(\theta) \quad (4.4)$$

$$X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2} \quad (4.5)$$

3. Considerando que a reatância de dispersão é igualmente distribuída entre o primário e secundário refletido ao primário, tem-se:

$$X_{LP} = X'_{LS} = X_L / 2 \quad (4.6)$$

$$L_{LP} = X_{LP} / 2\pi f \quad (4.7)$$

¹ As pontas de corrente efeito Hall empregadas nas medidas experimentais podem gerar *offsets* nas correntes adquiridas, assim como o ajuste do zero de referência das medidas de tensão.

4. Definindo-se a relação de transformação como $TR = N_s/N_p$ (obtida dos dados de placa pela relação das tensões V_s/V_p^2), onde N_s é o número de espiras do secundário e N_p , do primário, os parâmetros de dispersão relacionados ao secundário são:

$$X_{LS} = X_{LP} \cdot (TR)^2 \quad (4.8)$$

$$L_{LS} = X_{LS}/2\pi f \quad (4.9)$$

5. Se as densidades de corrente nos enrolamentos primário e secundário forem iguais, a relação entre as resistências CC será igual ao quadrado da relação de transformação:

$$\frac{R_{LSDC}}{R_{LPDC}} \cong TR^2 \quad (4.10)$$

onde R_{LSDC} é a resistência CC do secundário e R_{LPDC} , do primário.

6. Por simplicidade, as razões entre as resistências do primário e do secundário, são consideradas iguais em CA e em CC. As resistências dos enrolamentos são, considerando os efeitos pelicular e de proximidade, apenas na frequência fundamental (frequência da medição), portanto separadas da seguinte forma:

$$\frac{R_{LP}}{R_{LPDC}} = \frac{R_{LP} + R_{LS}/TR^2}{R_{LPDC} + R_{LSDC}/TR^2} = \frac{R_L}{R_{LPDC} + R_{LSDC}/TR^2} \Rightarrow (4.11a)$$

$$R_{LP} = \frac{R_L \cdot R_{LPDC}}{R_{LPDC} + R_{LSDC}/TR^2} \quad (4.11b)$$

$$R_{LS}' = R_L - R_{LP} \Rightarrow R_{LS} = (R_L - R_{LP}) \cdot TR^2 \quad (4.12)$$

onde R_{LS}' representa a resistência do secundário referida ao primário.

7. O resultado final do teste de curto-circuito é resumido pelas impedâncias do lado de baixa (primário) e lado da alta (secundário), respectivamente Z_{LP} e Z_{LS} , dadas por:

$$Z_{LP} = R_{LP} + jX_{LP} \quad (4.13)$$

$$Z_{LS} = R_{LS} + jX_{LS} \quad (4.14)$$

² Outra forma de cálculo da relação de transformação consiste na medição das tensões de entrada e saída em vazio, uma vez que a relação dos dados de placa normalmente é dada a plena carga, já levando em consideração a queda de tensão série. Isso é mais relevante em transformadores de pequeno porte, que têm resistências de enrolamento significativas.

4.1.2. Ensaio em aberto

A montagem implementada no ensaio em aberto está disposta na figura 4.2. Nela, o lado de alta tensão (secundário) é mantido em aberto e são adquiridas as medidas de tensão e corrente nos terminais do enrolamento de baixa tensão, alimentado por uma fonte de tensão variável. A fonte de tensão inicialmente é ajustada para fornecer a tensão nominal do enrolamento primário.

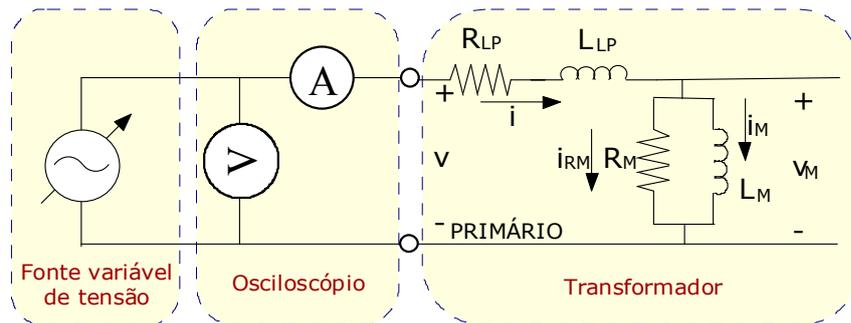


Figura 4.2. Montagem do ensaio em aberto.

1. Do mesmo modo que no ensaio em curto, os offsets das medidas (níveis CC gerados na aquisição) são calculados e subtraídos das medidas originais:

$$offset = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \xi(k) \quad (4.15),$$

onde $\xi(k)$ é a k-ésima amostra de tensão ou corrente.

2. Em seguida, encontra-se a tensão de magnetização $v_M(t)$ a partir da estimativa da queda de tensão no ramo de dispersão relacionado ao primário, já encontrados no teste de curto-circuito, e da corrente medida, $i(t)$:

$$v_M(t) = v(t) - R_{LP} \cdot i(t) - L_{LP} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (4.16)$$

3. O cálculo acima é de difícil implementação prática pela presença de elemento derivativo em uma grandeza medida, que é naturalmente contaminada por ruído e, portanto contém componentes de alta frequência. A aplicação de derivada implicaria em amplificação destas componentes indesejadas, por isso foi implementada uma função derivada modificada $D'(s)$, com a inclusão de um pólo na função de transferência da derivada $D(s)$, com os diagramas de Bode da figura 4.3:

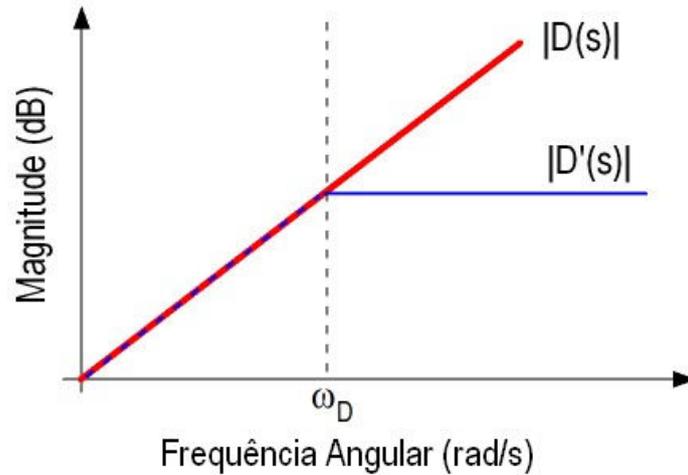


Figura 4.3. Função derivada modificada.

Na verdade, a função derivada modificada $D'(s)$ representa um filtro expresso por:

$$D'(s) = \frac{g \cdot s}{s + \omega_d} \quad (4.17)$$

onde ω_d é a frequência de corte, expressa em radianos por segundo (rad/s). A condição que garante ganho unitário $g = 1$ na frequência fundamental ω_0 é:

$$g = \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_d^2}}{\omega_0} \quad (4.18)$$

4. Esta função de transferência é válida para cálculos em tempo contínuo, por isso a mesma foi discretizada no *software* utilizando transformada bilinear. Em seguida, a corrente de magnetização (aquela que efetivamente está presente na indutância de magnetização), é calculada por:

$$i_M(t) = i(t) - i_{RM}(t) \quad (4.19)$$

O termo $i_{RM}(t)$ representa as perdas do ramo paralelo (histerese e Foucault) de $i_M(t)$ e portanto é dado por:

$$i_{RM}(t) = \frac{v_M(t)}{R_M} \quad (4.20)$$

onde R_M é um elemento resistivo que modela as perdas. Como foi discutido anteriormente, R_M é um elemento de natureza não linear.

5. Neste algoritmo o valor de R_M é considerado fixo e estimado por:

$$R_M = \frac{v_{MRMS}^2}{P_M} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v_M^2(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T v_M(t) \cdot i_{RM}(t) dt} \quad (4.21)$$

onde P_M é a potência média dissipada em R_M .

6. Como é assumido que toda a potência ativa no ramo de magnetização é consumida na resistência de perdas de magnetização, P_M pode ser calculado utilizando-se a corrente medida i :

$$P_M = \left(\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n v_M(k) i(k) \right) \quad (4.22)$$

7. O fluxo concatenado pode ser calculado pela lei de Faraday:

$$v_M(t) = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (4.23)$$

8. A discretização de (4.23) é realizada via transformada bilinear e resulta em:

$$N \cdot \Phi(k) = N \cdot \Phi(k-1) + [v_M(k-1) + v_M(k)] \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4.24)$$

onde T_s representa o período de amostragem.

A relação fluxo concatenado x corrente de magnetização, $N\Phi \times i_M$, pode finalmente ser estabelecida, e servirá para estabelecer os parâmetros do indutor não linear L_M .

4.2. Testes em regime permanente

Como resultado do procedimento descrito anteriormente, obtém-se a curva $N\Phi \times i_M$, tal como na figura 4.4:

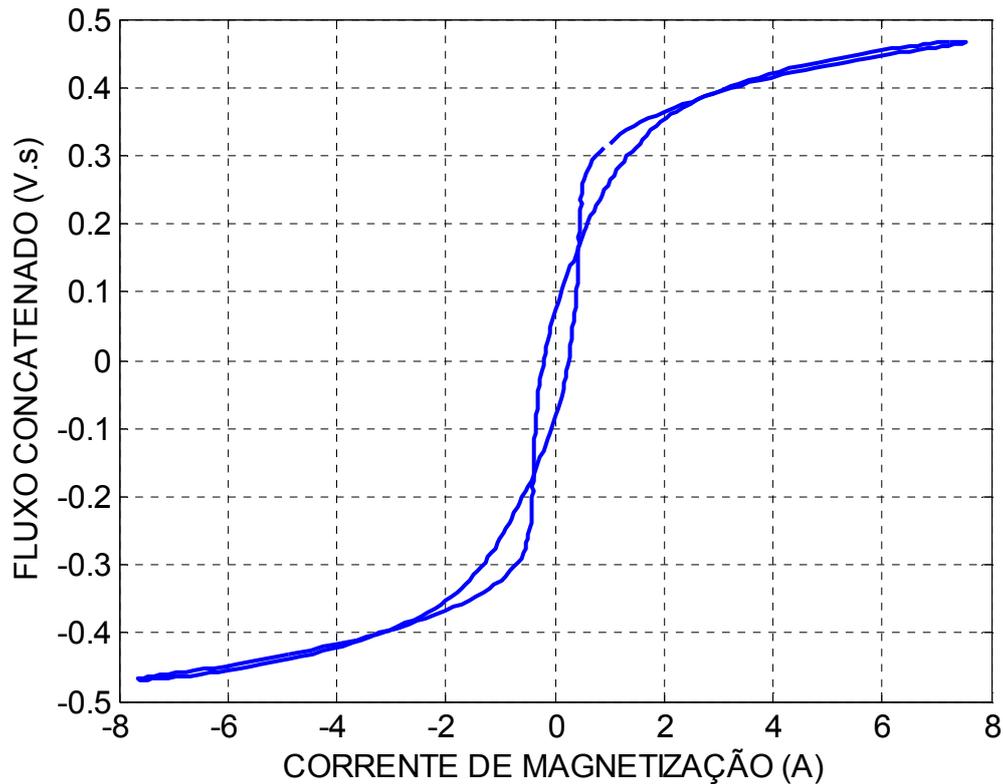


Figura 4.4. Curva resultante do tratamento de dados.

A curva esperada para este caso não deveria ter área interna, já que o comportamento de $N\Phi \times i_M$ não apresenta perdas. Os laços que aparecem na figura 4.4 refletem a modelagem simplificada, especialmente referente à resistência de perdas no núcleo³ (R_M).

Com base nos dados obtidos é possível estabelecer um modelo de transformador não linear com comportamento adequado até o nível de saturação do ensaio. No caso da figura 4.4, o limite seria tensão nominal.

No entanto, um ensaio em regime permanente com tensão nominal não é suficiente para fornecer dados de alta saturação do transformador. A figura abaixo mostra curvas de saturação do transformador 1 com 1 e 1,35 PU⁴ de tensão aplicada em regime permanente. É possível observar que uma tentativa de extrapolação da curva em 1 PU provavelmente vai

³ Verificou-se que mudanças do valor de R_M no programa de tratamento de dados alteram as áreas da curva da figura 4.4.

⁴ PU: por unidade. A tensão de base (100% ou 1 PU) é o valor nominal da tensão CA, vide tabelas 4.1 e 4.2.

gerar dados incoerentes com a realidade, dada a pequena saturação do transformador em tensão nominal.

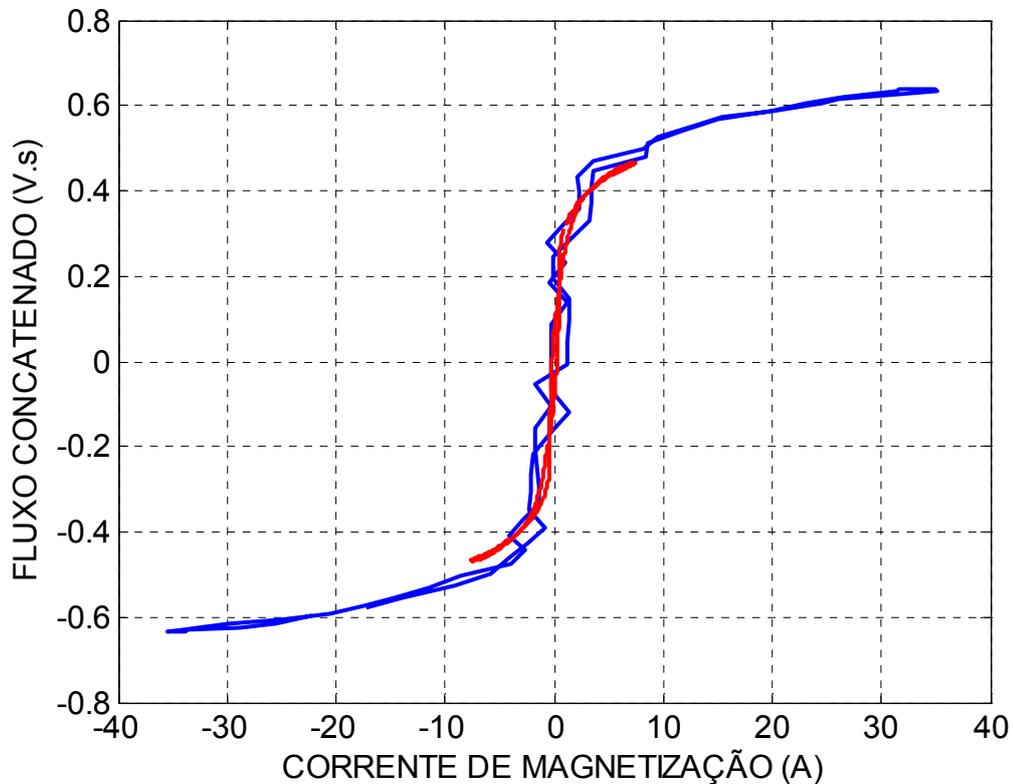


Figura 4.5. Relação $N\Phi \times i_M$ do transformador 1 com 1PU de tensão aplicada (vermelho) e 1,35PU de tensão aplicada (azul).

Desta forma, é necessário aplicar tensão de ao menos 2 PU durante o ensaio em aberto para gerar dados com saturação suficientemente intensa.

Se por um lado a realização do teste em regime permanente garante obtenção de dados de saturação intensa, por outro é um teste de difícil aplicabilidade prática, pois é necessária uma fonte de tensão com ao menos o dobro da tensão nominal do transformador, que nem sempre está disponível. Além disso, existe grande risco de danificar o transformador ao expô-lo a sobretensão e a correntes de magnetização de grande magnitude e altamente distorcidas.

4.3. Testes em transitório

Uma vez que pode ser impraticável obter dados de saturação intensa durante operação em regime permanente, surge a necessidade de explorar alternativas. Sabe-se que durante o transitório de energização a corrente de *inrush* pode alcançar dezenas de vezes a corrente de

magnetização de regime permanente, dependendo do instante de energização do fluxo residual (ABDULSALAM et al., 2006).

Na aquisição de dados de energização são gravadas as formas de onda de tensão e corrente, como as dispostas na figura 4.6, e mostram que a corrente de *inrush* é cerca de quinze vezes maior que a corrente nominal⁵:

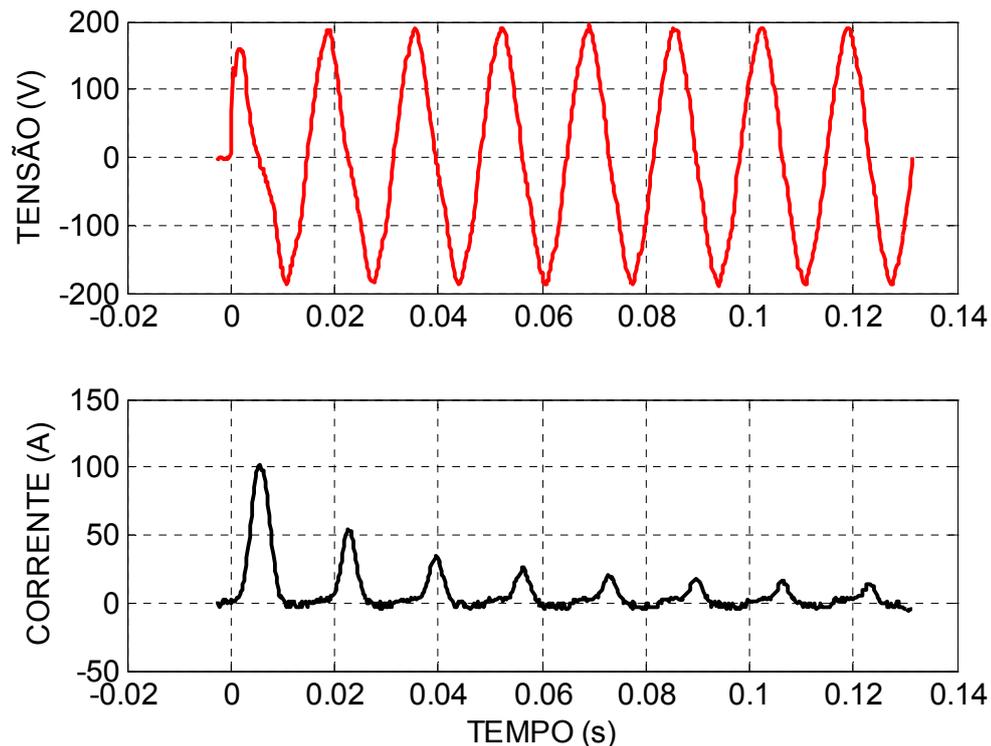


Figura 4.6. Tensão (vermelho) e corrente (preto) medidos nos terminais do transformador no momento da energização.

Tais dados precisam receber tratamento semelhante ao aplicado no ensaio de regime em aberto para gerar as relações $N\Phi \times i_M$ desejadas para obtenção do modelo. No entanto, por se tratar de uma situação transitória, são necessárias algumas alterações.

Primeiramente, define-se o instante inicial t_0 , que define o momento de fechamento da chave que energiza o transformador. Como as correntes geradas pelo ensaio de transitório contêm componente CC, os *offsets* (componentes CC geradas artificialmente na aquisição)

⁵ Note-se que a magnitude da corrente de *inrush* obtida não depende somente dos parâmetros do transformador, mas também da potência de curto circuito no ponto de acoplamento do transformador à rede CA.

são calculados no período anterior a t_0 . Na figura 4.6, t_0 corresponde ao instante zero (em segundos) no eixo horizontal.

Em seguida, como no caso de regime, é necessário calcular a tensão de magnetização $v_M(t)$, a potência de magnetização P_M para estimar a resistência de magnetização R_M e a corrente de magnetização $i_M(t)$. Finalmente, calcula-se o fluxo concatenado $N\Phi$ pela lei de Faraday.

Todas as equações utilizadas no tratamento de dados de saturação intensa são análogas às utilizadas no teste de regime permanente. Neste caso, no entanto, é selecionado apenas o primeiro período da rede (conhece-se *a priori* o valor da frequência/período da rede CA) após t_0 para obter todos os parâmetros acima.

Após o tratamento de várias seqüências de dados, obtêm-se curvas $N\Phi \times i_M$ com deslocamentos verticais gerados pela magnetização residual, tais como as da figura 4.7. A figura 4.8 mostra o formato das curvas caso sejam selecionados para tratamento dos dados equivalentes a três períodos da rede.

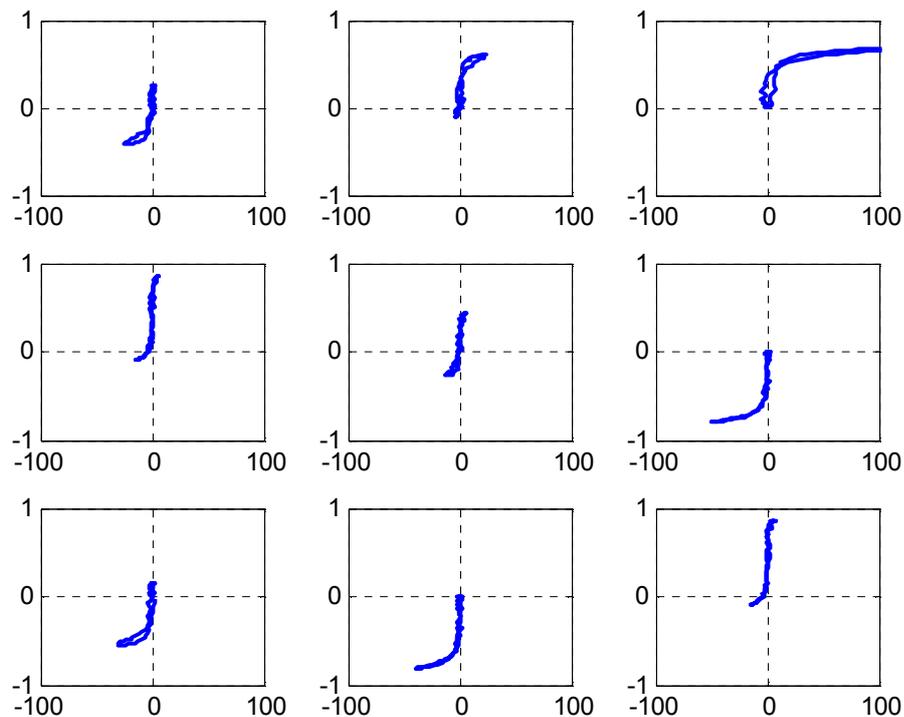


Figura 4.7. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador 2.

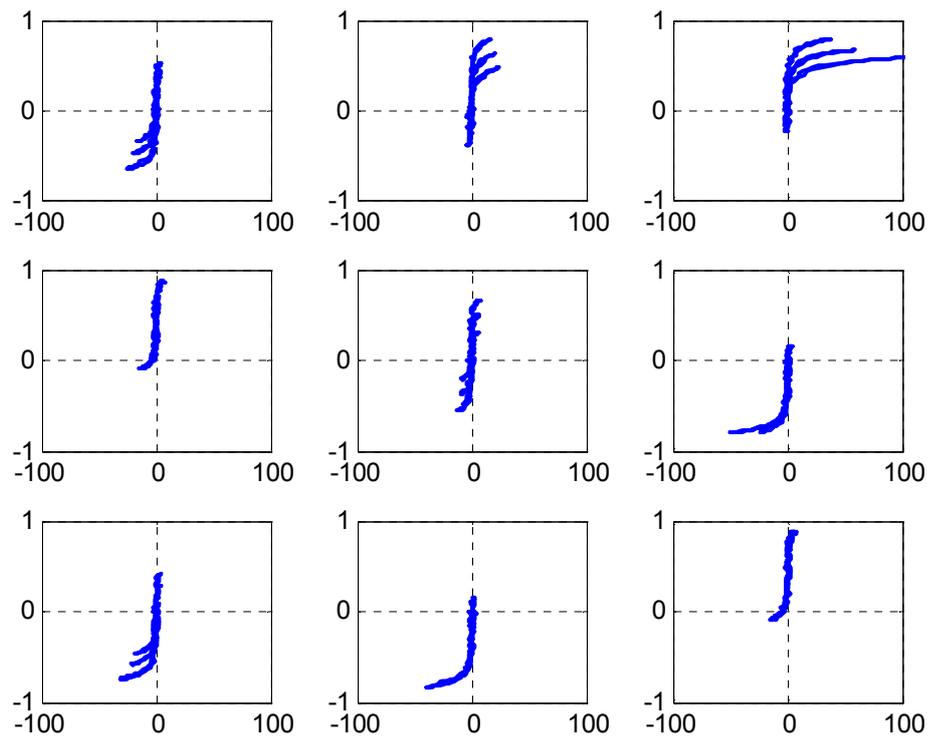


Figura 4.8. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador 2 com três períodos em análise.

Notam-se deslocamentos verticais diferentes ao se traçar mais de um ciclo de rede após o *inrush*. Isto acontece porque a magnetização residual desaparece quando a rede tende para o regime permanente. Por isso as análises posteriores são de um ciclo após a energização.

O deslocamento gerado nas formas de onda das figuras 4.7 e 4.8, devido à magnetização residual, impossibilita que se encontre uma curva representativa da relação $N\Phi \times i_M$ e por isso é necessário eliminá-la via *software* ou *hardware*.

Foi elaborado um procedimento de desmagnetização via *hardware*, que foi testado com sucesso do transformador de 100 VA. Os critérios adotados e os resultados experimentais obtidos estão descritos no Anexo I.

No entanto o mesmo procedimento não é aplicável no transformador 2, de maior potência. Seria necessária uma capacitância excessivamente alta, impossibilitando a aplicação do método⁶. A partir disso, o problema de eliminação do fluxo residual passou a ser tratado via *software*, assunto do próximo capítulo.

⁶ Vide exemplo de desmagnetização via *hardware* no do anexo 1.

5. PROCESSAMENTO DOS DADOS

Neste capítulo tem-se o detalhamento dos procedimentos de tratamento dos dados via software, visando eliminar o problema do deslocamento vertical das curvas obtidas em regime transitório e encontrar uma função representativa da relação fluxo concatenado x corrente de magnetização.

Os capítulos anteriores discutem a necessidade de tratamento dos dados obtidos nos ensaios de saturação profunda, especialmente pelo problema do fluxo residual, para que seja possível encontrar uma função representativa da relação $N \Phi \times i_M$.

Apesar de existirem métodos de estimação da magnetização residual do transformador (CHIESA; MORK; HØIDALEN, 2010), opta-se neste trabalho por um método gráfico e automatizado para eliminação da magnetização residual, aproveitando-se do fato que o mesmo causa somente um deslocamento vertical na curva de saturação. Métodos de estimação da magnetização residual requerem conhecimento do ângulo da tensão de alimentação no momento do desligamento. Tal informação é difícil de ser obtida, mas num método onde o transformador fosse alimentado por uma chave estática, por exemplo, poderia ser mais facilmente aplicado. Neste trabalho as energizações foram realizadas com o acionamento manual de uma chave.

O deslocamento vertical em boa parte das amostras é evidenciado quando as curvas em transitório e a de regime são sobrepostas na mesma figura, como em 5.1, onde as curvas de transitório, além de sobrepostas, estão espelhadas.

A figura 5.1 tem o objetivo de demonstrar que o conjunto de dados em azul não pode gerar uma função que represente e extrapole corretamente a curva de regime, que é o objetivo desta seção.

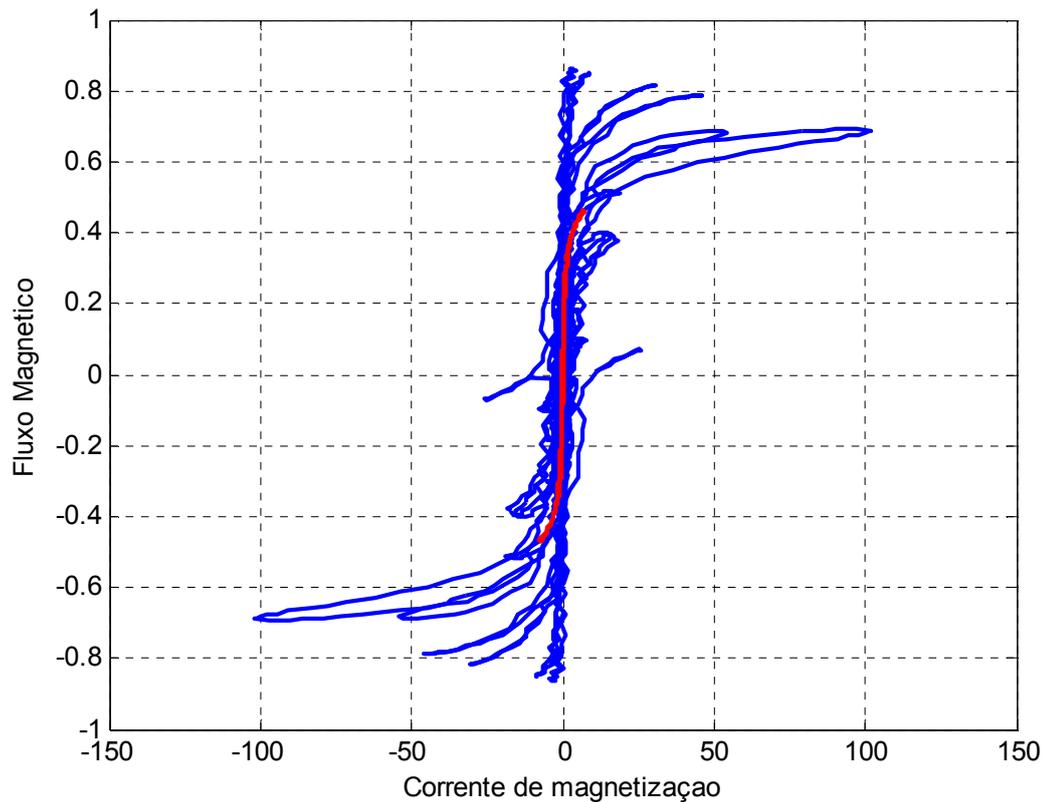


Figura 5.1. Características $N \Phi \times \dot{i}_M$ resultantes de nove energizações do transformador 2 (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

Para o estudo demonstrado neste capítulo, foram utilizados dados de ensaio do mesmo transformador do capítulo anterior, de 15kVA (transformador 2). O lado ensaiado foi o de baixa tensão, enquanto o lado de alta tensão foi deixado em aberto.

5.1. Tratamento da magnetização residual em *software*

O procedimento adotado para tratamento dos dados consiste inicialmente de uma pré-seleção dos dados de entrada. São excluídas amostras em que a corrente medida foi pequena demais para criar saturação no transformador e também as correntes que excederem o limite da ponta de corrente, pois haveria uma indesejada sobreposição de efeitos: saturação do núcleo e saturação da ponta de corrente.

Este conjunto selecionado de dados, quando espelhado e sobreposto aos dados de regime permanente, gera a forma de onda da figura 5.2:

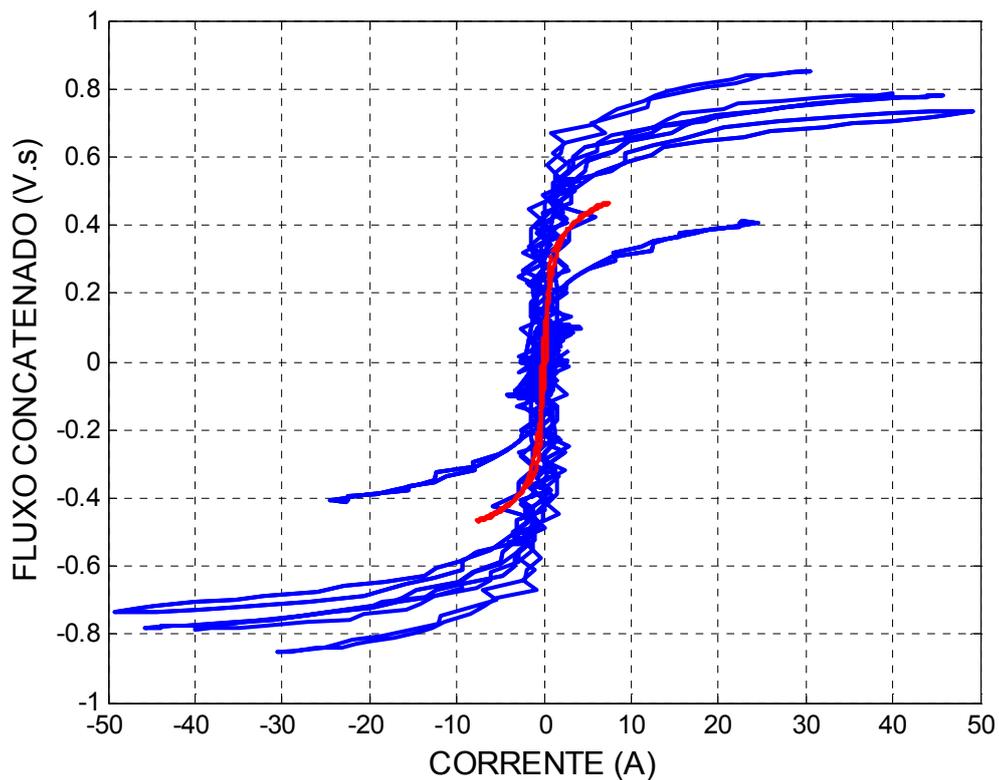


Figura 5.2. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações selecionadas do transformador 2 (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

Estas amostras ainda contêm considerável deslocamento vertical. Este problema é tratado por *software* (listagens dos programas dispostas no anexo II) em duas etapas:

- Na etapa 1, em seu primeiro passo, os vetores das medições que indicarem medidas com valores negativos são refletidos para o lado positivo. O segundo passo é composto por um algoritmo que encontra o valor máximo e mínimo de $N\Phi$ de cada vetor ao redor do valor máximo de $N\Phi_{regime}$ e traz as médias para um mesmo valor arbitrário. No caso, utilizou-se o deslocamento encontrado no primeiro vetor de fluxo concatenado. Como resultado obtém-se todas as amostras de saturação profunda com o mesmo deslocamento vertical, mas possivelmente ainda diferentes da amostra de regime, como mostrado na figura 5.3:

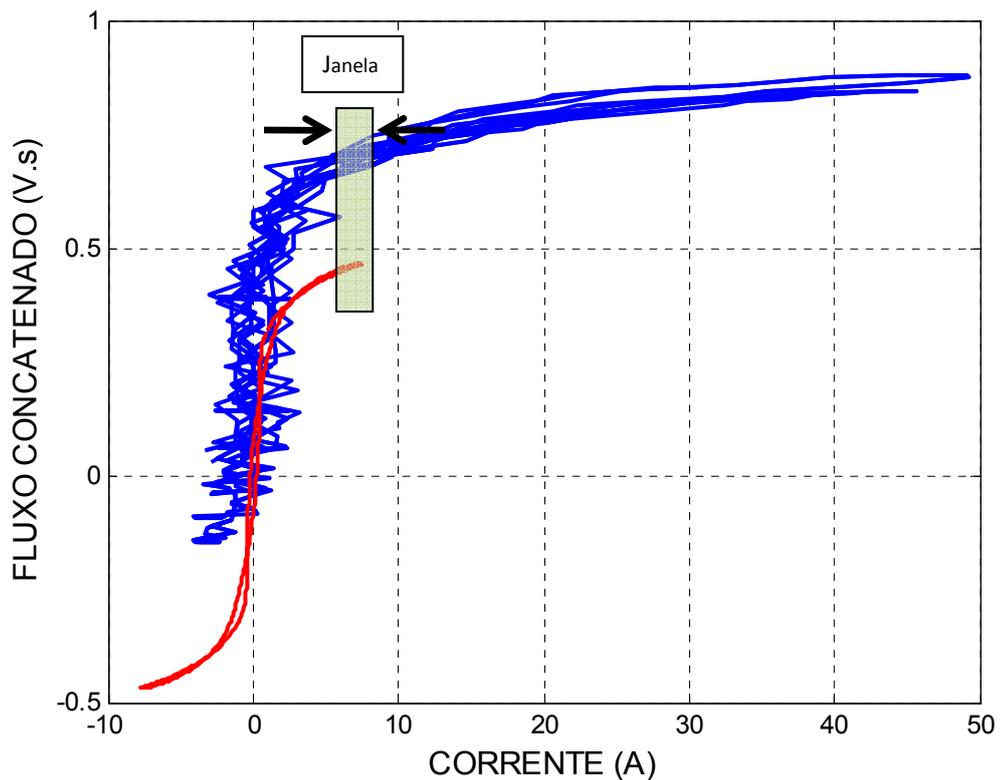


Figura 5.3. Características $N \Phi \times \dot{I}_M$ dos testes de transiente após o segundo passo do tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

- Na etapa 2 do ajuste de *offset* das curvas de ensaio em vazio transiente, o conjunto de todas as medições obtidas anteriormente é comparado com a curva em regime nominal e se encontra o valor do *offset* a ser retirado do mesmo, para que a característica de saturação deste conjunto de medições possa ser representativa de uma extrapolação da curva de regime permanente, como exposto na figura 5.4. Além disso, são excluídos os pontos de fluxo concatenado que se tornam negativos devido à retirada de *offset*, como pode ser observado pela ausência de fluxo abaixo de zero na figura 5.4.

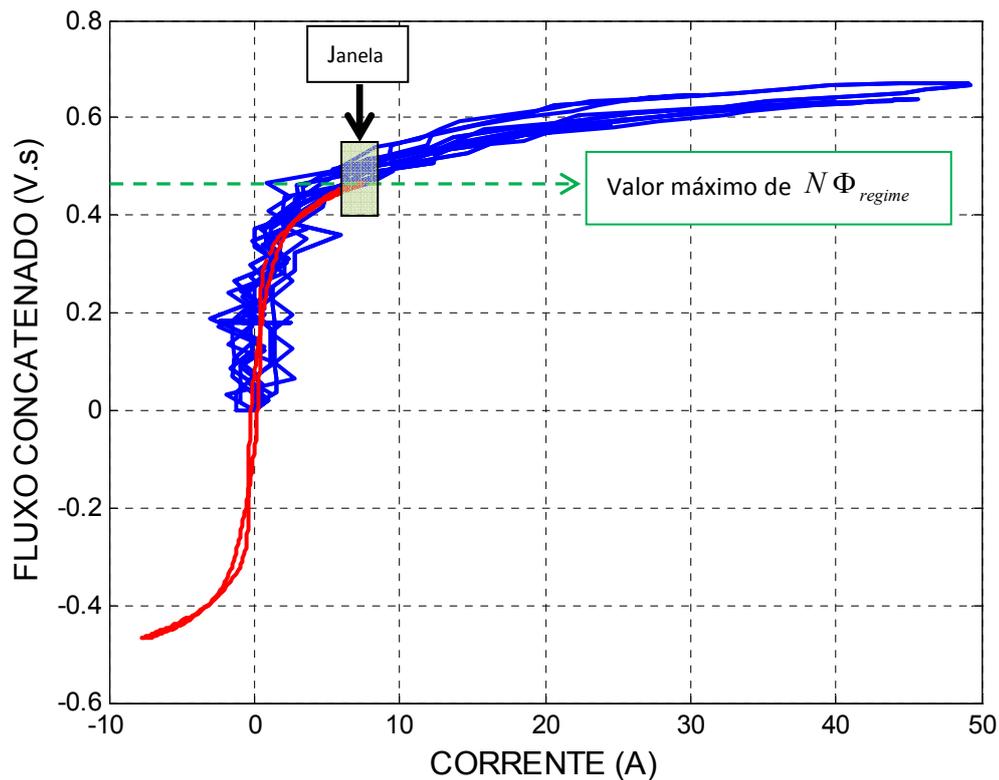


Figura 5.4. Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após o terceiro passo do tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

O melhor ajuste ocorre quando o critério adotado é o de ajuste do valor mínimo do vetor de ensaios transitórios ao redor do máximo de $N\Phi_{regime}$ (pontos dentro da janela indicada na fig. 5.4) é comparado com o valor de $N\Phi_{regime}$.

O processo de otimização poderia ser realizado em apenas uma etapa, em vez de duas como realizado neste trabalho. Isto foi feito porque observou-se que com duas etapas os resultados obtidos são melhores. Como em cada etapa são ajustadas variáveis como número de pontos necessários para o programa convergir, e tamanho do passo interno dos *loops*, ganha-se um grau de liberdade a mais para ajustar os parâmetros.

Finalmente, o conjunto de pontos é novamente espelhado para obtenção do conjunto de dados representativo da relação $N\Phi \times i_M$. O resultado é mostrado na figura 5.5:

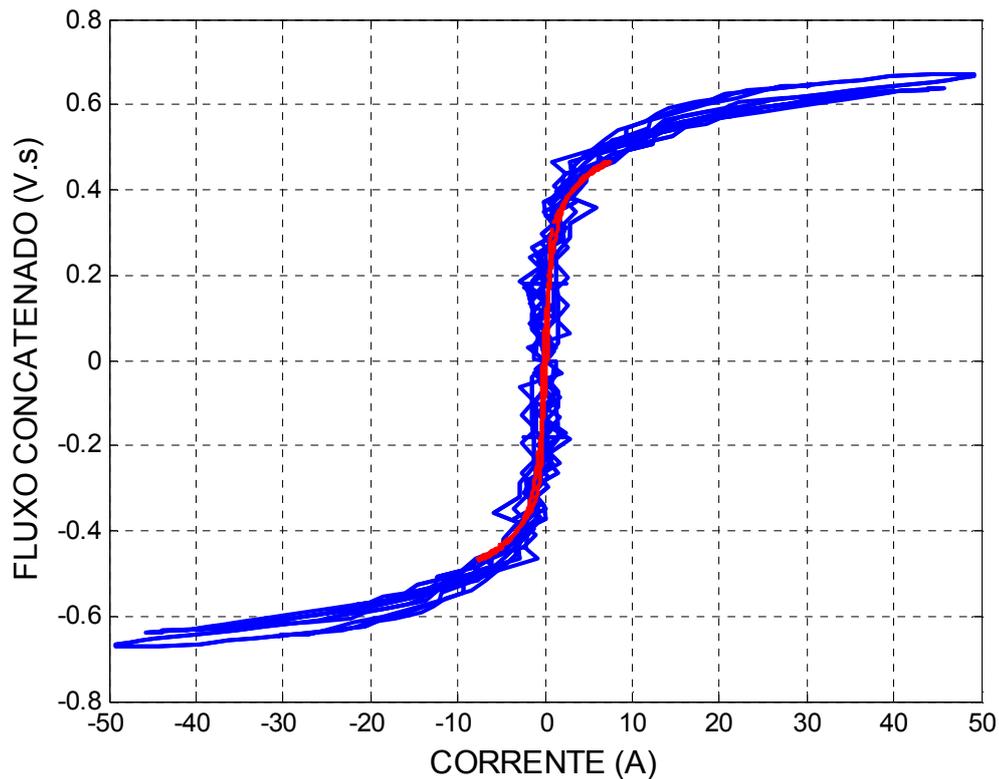


Figura 5.5. Características $N \Phi \times \dot{i}_M$ dos testes de transitório após tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

Como pode ser observado, o procedimento de ajuste vertical das curvas obtidas nos ensaios de transitório à curva de regime permanente não pode ser considerado totalmente automático, uma vez que depende do conjunto de dados experimentais disponível.

Desta forma, o método desenvolvido comporta-se mais como uma ferramenta do que como uma função, pois os ajustes escolhidos podem melhorar a qualidade dos resultados. Ainda assim, o método difere do simples ajuste manual de *offset* das curvas de transitório pela maior praticidade e pela repetibilidade dos resultados.

5.2. Ajuste de curvas – obtenção de parâmetros

Assumindo-se que o conjunto de dados obtido no item anterior seja confiável, é necessário encontrar uma função que represente a característica de saturação para o modelo da figura 3.2. Como descrito no capítulo 3, são abordadas duas opções de indutor saturável para modelo do transformador não linear.

5.2.1. Modelo Descontínuo

O primeiro modelo a ser discutido é o descontínuo, detalhado na figura 3.6, onde a relação de magnetização é representada por chaveamento de indutores. Adotou-se um modelo com três indutores, ou seja, a relação $N\Phi \times i_M$ é representada por três segmentos de reta¹ (L_{M1} , L_{M2} , L_{M3}).

$$\begin{cases} N\Phi(i_M) = ai_M; & \text{para } |i_M| < i_{M2} \\ N\Phi(i_M) = bi_M \pm d; & \text{para } i_{M2} \leq |i_M| \leq i_{M3} \\ N\Phi(i_M) = ci_M \pm e; & \text{para } |i_M| > i_{M3} \end{cases}$$

Os parâmetros destas três retas são ajustados manualmente. O resultado obtido é: $L_{M1} = 200mH$ (para $|i_M| < 2A$), $L_{M2} = 13.9mH$ (para $2A \leq |i_M| \leq 15A$), $L_{M3} = 3mH$ (para $|i_M| > 15A$). A representação gráfica é demonstrada na figura 5.6.

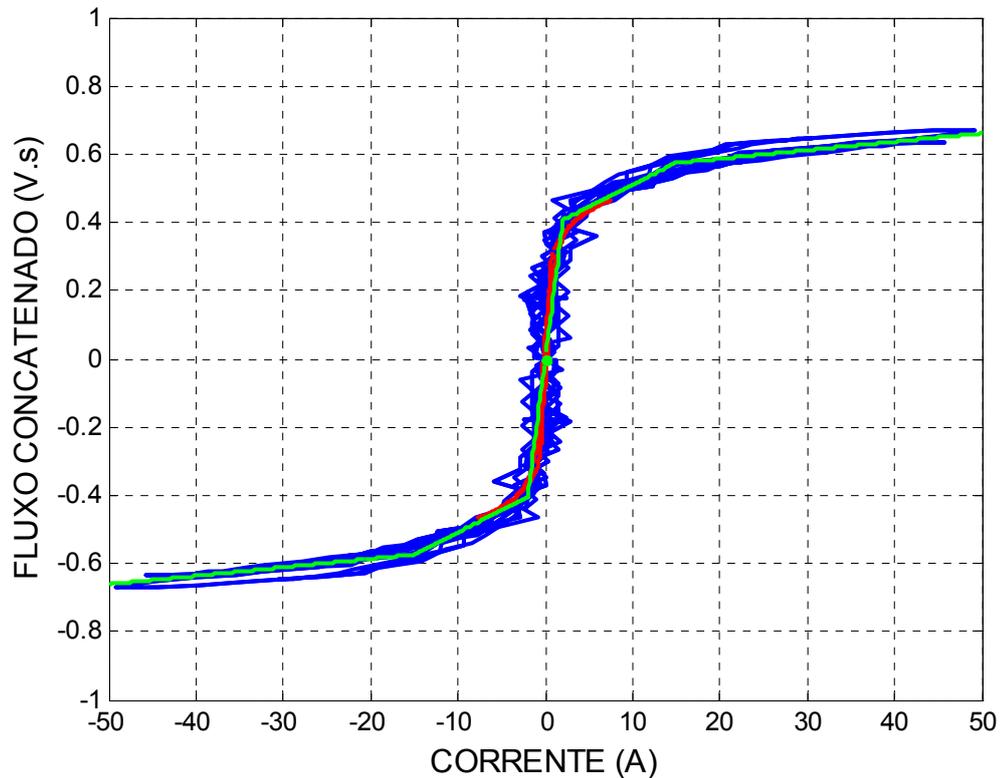


Figura 5.6. Representação gráfica dos segmentos de reta do modelo descontínuo de L_M .

¹ A escolha da quantidade de segmentos de reta é arbitrária. Os três segmentos representaram boa relação entre qualidade dos resultados e complexidade de implementação.

É indesejável realizar manualmente o ajuste dos segmentos de reta sobre o conjunto de dados de magnetização. Este processo depende da sensibilidade do operador e a precisão do ajuste é comprometida. Existe, é claro, a possibilidade de implementação de um método de ajuste ótimo para estas retas. Isso implicaria em um processo de otimização multivariável.

Neste trabalho, optou-se pela implementação do modelo contínuo, com ajuste de parâmetros através da ferramenta de *curve fitting* do MATLAB, para automatizar o processo, uma vez que esta opção tem implementação muito mais simples do que a opção de encontrar o ajuste ótimo dos segmentos de reta.

5.2.2. Modelo Contínuo

A segunda opção descrita no capítulo 3 é o modelo contínuo, mostrado na figura 3.9. E, conforme discussão anterior, nesta implementação a função deve ser expressa como $i_M = f(N\Phi)$ e não do modo usual $N\Phi = f(i_M)$. Isto implica que a função desejada deve ser ajustada à curva disposta na Figura 5.7:

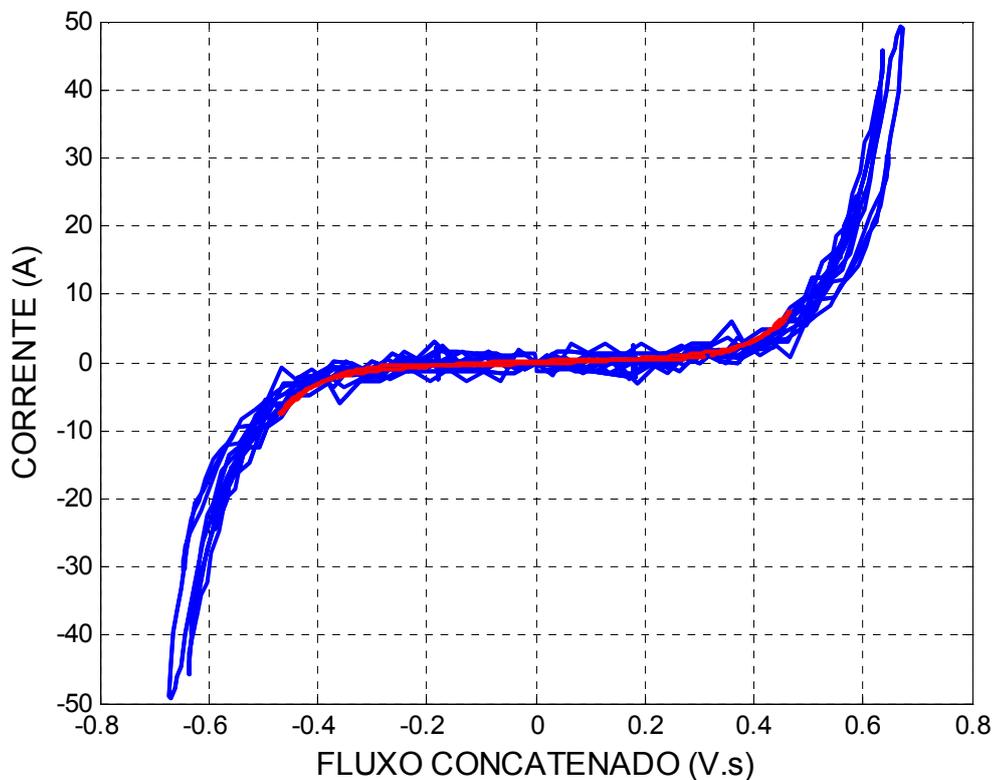


Figura 5.7. Características $i_M \times N\Phi$ dos testes de transiente (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

Foram analisadas várias funções como entrada da ferramenta de ajuste de curvas do *software* MATLAB, que é invocada com o comando CFTOOL, ou utilizada por meio da função FIT.

Inicialmente foram testados ajustes polinomiais de grau ímpar, tais como 3, 5, 7 e 9. O ajuste polinomial não se mostrou satisfatório e não houve melhora mesmo com o aumento do grau do polinômio. Isso se deve ao fato de que funções polinomiais cruzam a abscissa em um número de vezes igual à sua ordem, gerando regiões de indutância negativa no modelo proposto. Isso forçou a necessidade de linearização da função na região próxima de zero, comprometendo sua utilização, como descrito em (MONTEIRO, 2009, 2010).

Também foram testadas funções do tipo soma de senos e cossenos. Assim como no caso polinomial, o resultado não foi satisfatório. Em (RIVAS et al., 1981) são utilizadas funções racionais para representação da curva de magnetização do núcleo, mas seu método requer conhecimento das características construtivas para ajuste dos parâmetros.

A família de curvas com somas de exponenciais gerou melhores resultados. Foram testados alguns tipos, como sigmóides² e outras. O melhor resultado foi obtido com uma função do tipo:

$$i_M(N\Phi) = f(N\Phi) = ae^{bN\Phi} - ae^{-bN\Phi} \quad (5.1)$$

Por fim, a ferramenta de ajuste de curva foi integrada ao *software* de processamento de dados, de modo a automatizar a procura pelos parâmetros da função (5.1). O resultado da sessão de ajuste para o transformador é dado pela figura 5.8 e pelo resumo gerado no *software*, contendo os parâmetros a e b (tabela 5.1), que são suficientes para completar o modelo de transformador não linear proposto e colocá-lo a prova.

² A família de curvas sigmoidais é caracterizada por funções do tipo $f(x) = \frac{1}{1 + e^{-\lambda x}}$, onde λ é uma constante.

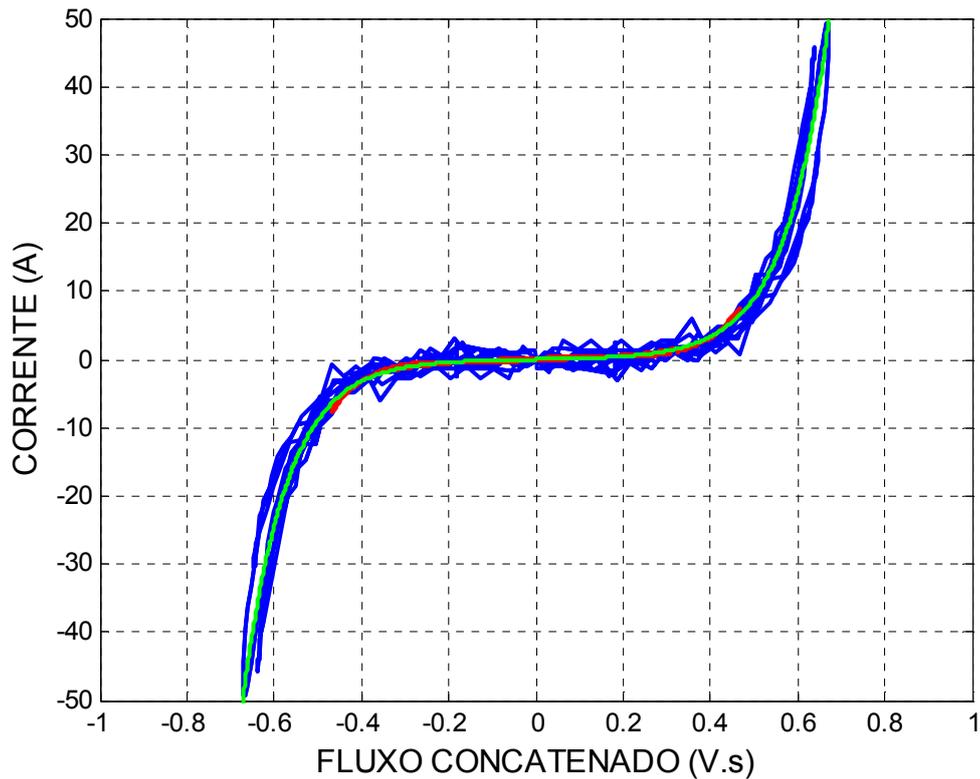


Figura 5.8. Características $i_M \times N \Phi$ dos testes de transitório (azul), curva em regime permanente (vermelho) e função exponencial encontrada (verde).

A função de ajuste de curvas resultou nos parâmetros $a = 0,05986$ e $b = 10,01$ para a função $ae^{bN\Phi} - ae^{-bN\Phi}$ ajustada à característica do núcleo do transformador em estudo. As demais características, como o algoritmo usado, tamanho dos vetores e precisão (MATLAB, 2011) estão dispostas na tabela 5.1:

Tabela 5.1. Resultado do ajuste de curva.

FITTEDMODEL =	GOODNESS =	OUTPUT =
General model: FITTEDMODEL(x) = a*exp(b*x)-a*exp(-b*x) Coefficients (with 95% confidence bounds): a = 0.05986 (0.05188, 0.06785) b = 10.01 (9.799, 10.23)	sse: 1.0188e+004 rsquare: 0.9675 dfe: 1492 adjrsquare: 0.9675 rmse: 2.6132	numobs: 1494 numparam: 2 residuals: [1494x1 double] Jacobian: [1494x2 double] exitflag: 1 iterations: 20 funcCount: 61 firstorderopt: 0.3344 algorithm: 'Trust-Region Reflective Newton'

6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é feita a comparação dos dados obtidos experimentalmente com os dados dos modelos de simulação obtidos no capítulo anterior, buscando comparação entre os modelos e a validação do método de obtenção dos parâmetros.

Nos resultados apresentados neste capítulo estão dispostas correntes de magnetização obtidas através de simulação computacional dos modelos cujos parâmetros foram obtidos no capítulo anterior. Os resultados são comparados com dados de medição do transformador real submetido às condições correspondentes. O *software* utilizado foi o simulador PSIM.

O objetivo inicial de tais comparações é definir qual dentre os dois modelos obtidos, contínuo ou descontínuo¹, é o mais adequado para representação do transformador real. Esta comparação foi realizada entre correntes de magnetização em testes de regime permanente.

A validação do modelo escolhido é feita em seguida, com a reprodução em ambiente de simulação de correntes de *inrush* obtidas experimentalmente. Além disso, também é feita a comparação de formas de onda geradas pela excitação do transformador por um inversor PWM. Este último teste representa a principal motivação deste trabalho, a simulação do comportamento de transformadores conectados a conversores de eletrônica de potência e submetidos a variações de tensão por estes conversores.

6.1. Testes em regime permanente – Comparação entre modelos

O transformador foi ensaiado em condição de vazio, com o secundário deixado em aberto e com o primário submetido a tensões senoidais de diferentes amplitudes. Os dados foram obtidos com o sistema em regime permanente.

¹ Definições de “modelo contínuo” e de “modelo descontínuo” dispostas nos capítulos 3.1.1 e 3.1.2.

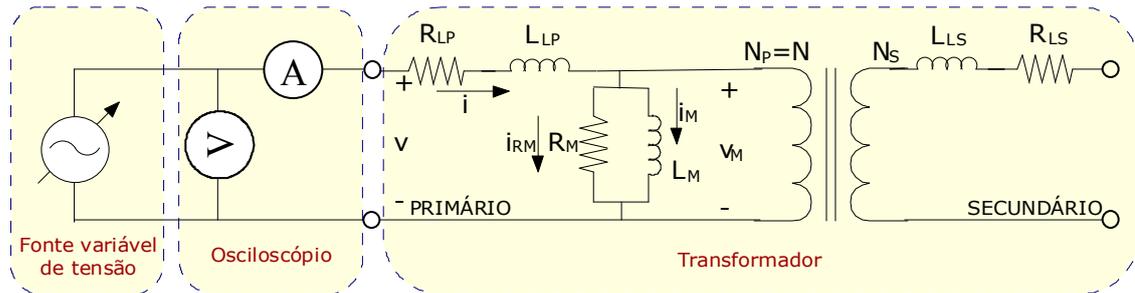


Figura 6.1. Montagem dos testes de regime permanente.

Sete diferentes condições de magnitude de tensão de entrada foram testadas e os resultados, em função do tempo e da frequência, são mostrados nas figuras de 6.2 a 6.15. As figuras 6.2 a 6.9 indicam situações de baixa saturação, enquanto as figuras 6.10 a 6.15 representam o caso nominal e casos saturados.

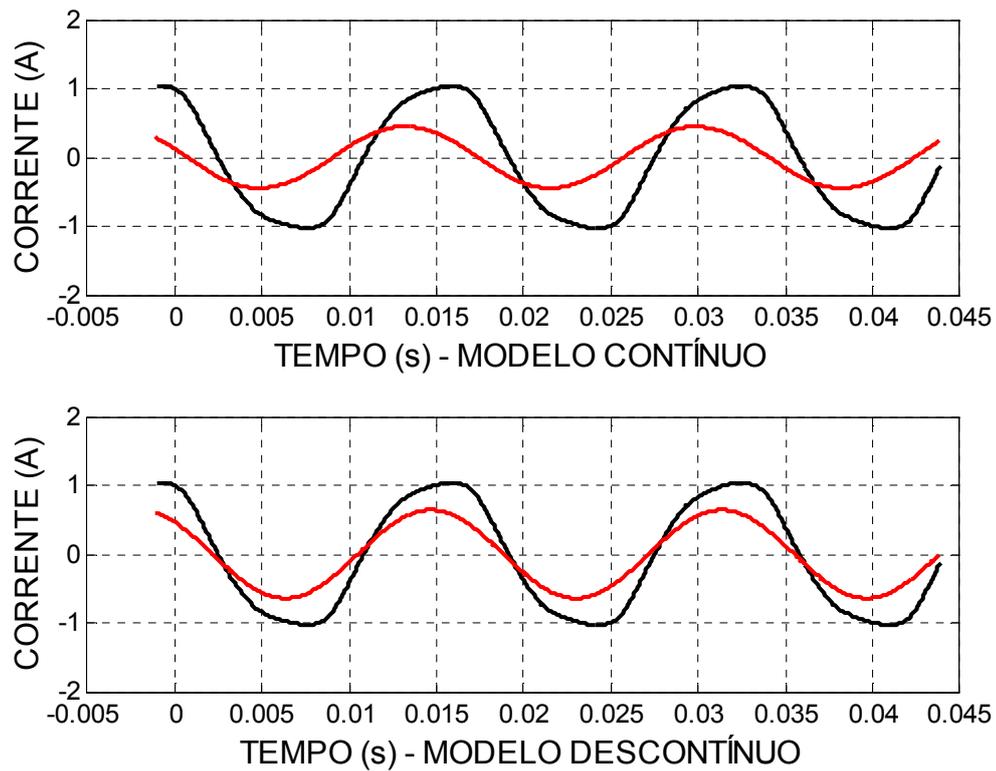


Figura 6.2. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,2 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

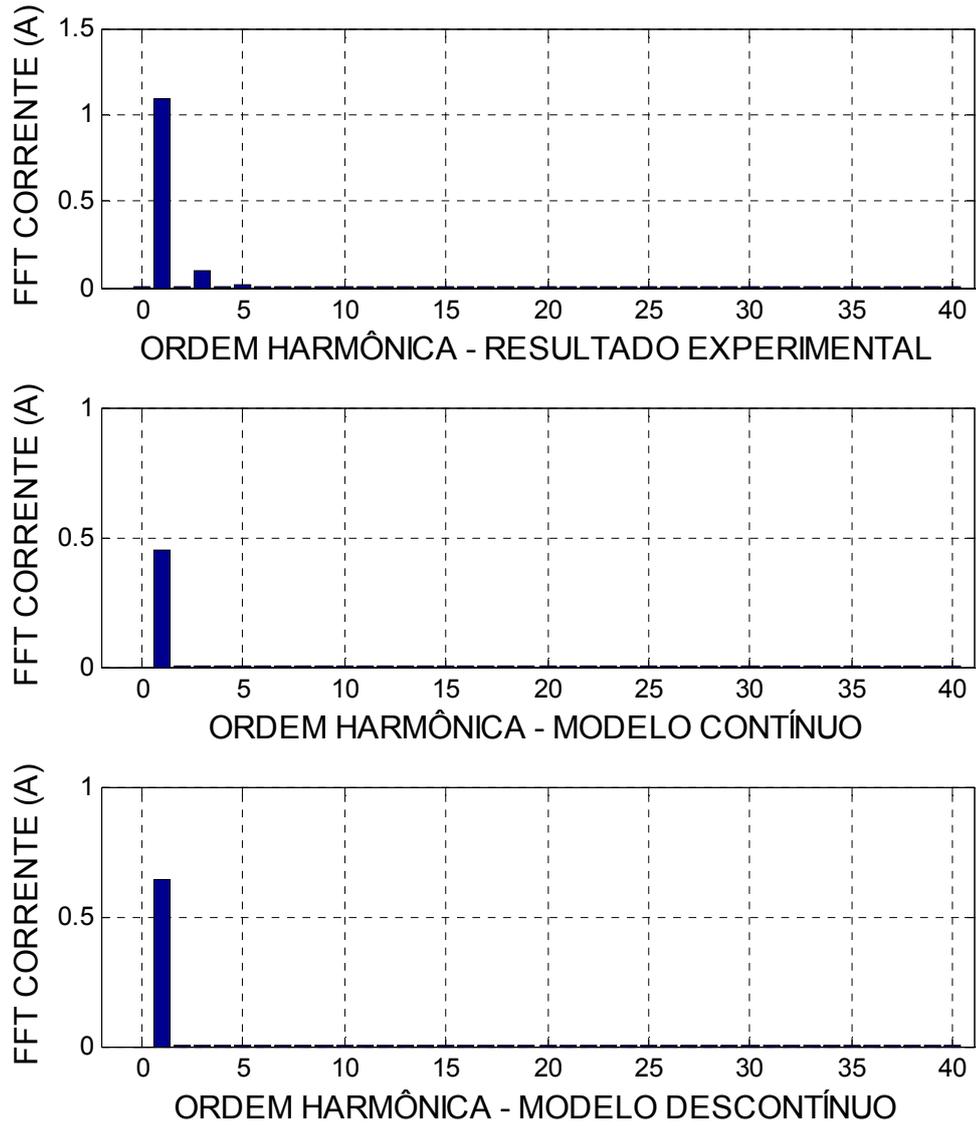


Figura 6.3. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,2 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

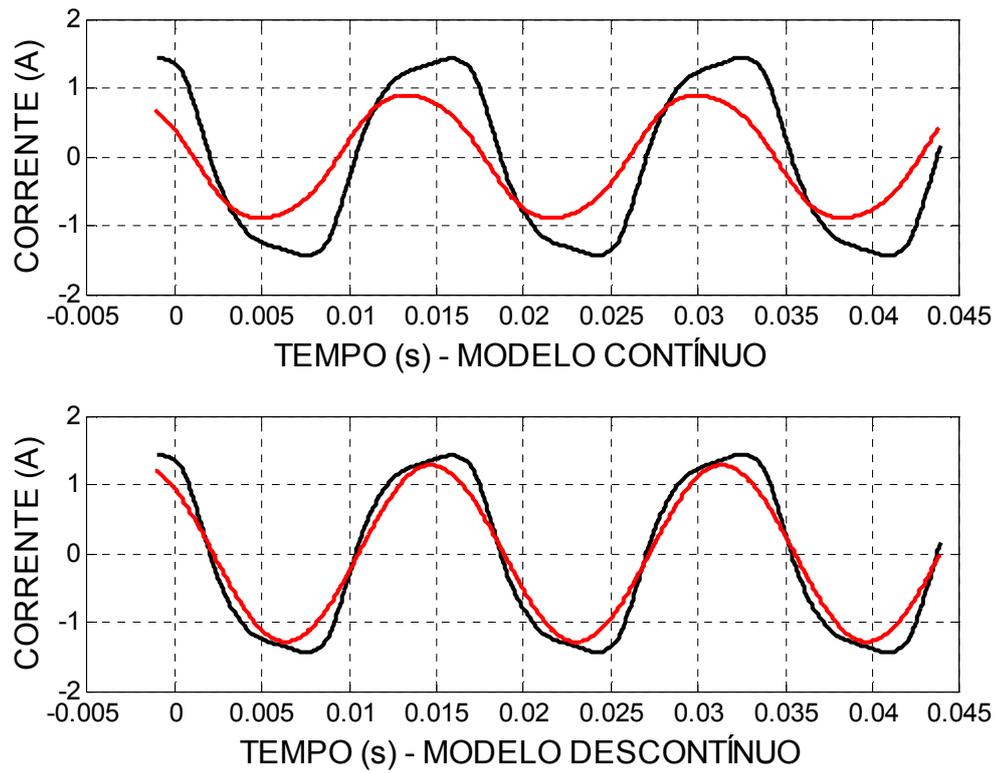


Figura 6.4. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,4 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

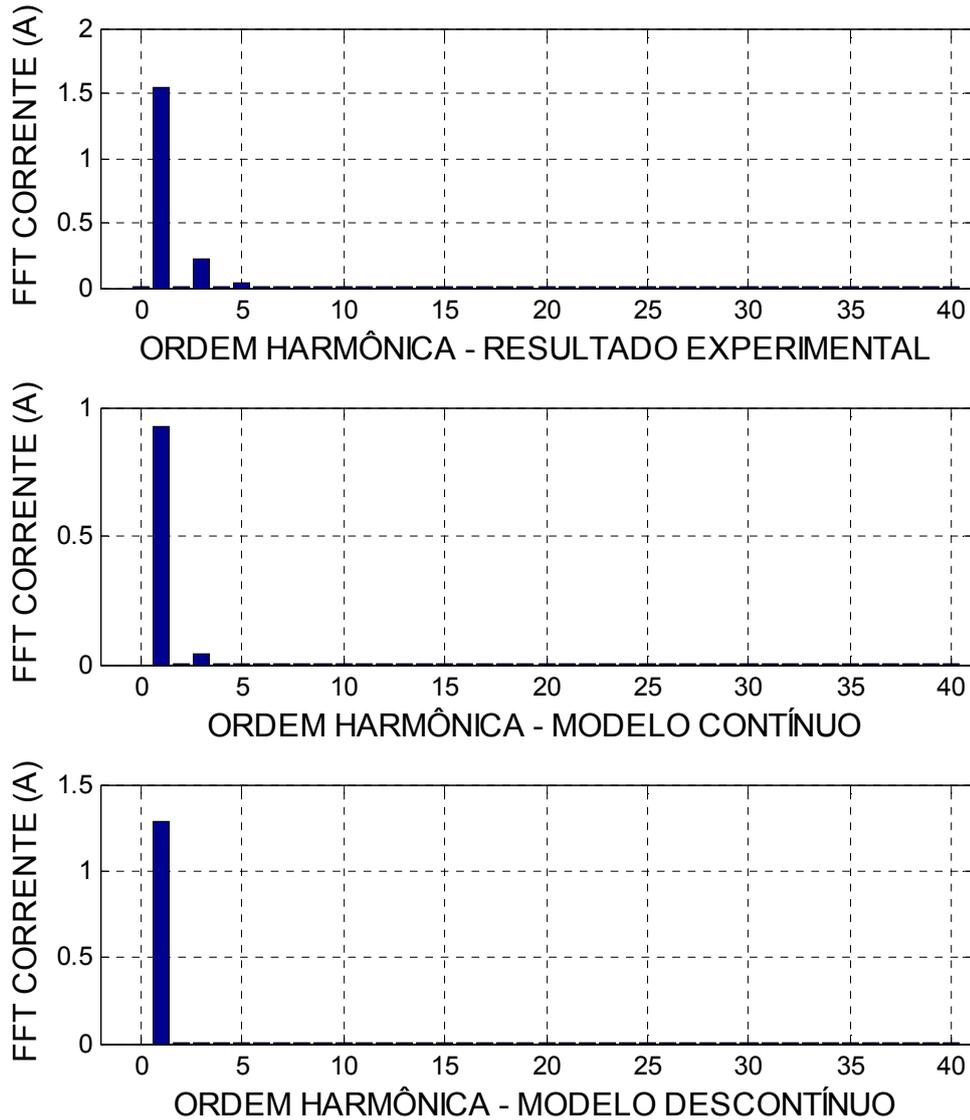


Figura 6.5. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,4 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

As figuras 6.2 a 6.5 mostram que em condições de baixa tensão aplicada ambos os modelos têm resultados pouco satisfatórios. Para 0,2 e 0,4 PU de tensão aplicada a corrente obtida utilizando o modelo contínuo apresenta defasagem visível em relação à corrente obtida experimentalmente. O erro na amplitude é da ordem de 30% a 50% (tabela 6.1) e também não pode ser desconsiderado. Isso é esperado uma vez que nessas condições o valor do resistor de perdas tem o maior erro, devido ao modelo simplificado adotado. No modelo, a resistência de perdas é suposta constante e é obtida na tensão nominal (como visto em 4.21), quando o comportamento natural da mesma é decrescer com o aumento da tensão aplicada (NEVES; DOMMEL, 1993).

O modelo descontínuo não apresenta defasagem significativa mesmo no caso de menor tensão aplicada. Por outro lado, os erros na amplitude, que podem ser vistos nas tabelas 6.1 e 6.2, também não podem ser desconsiderados.

É preciso ressaltar que, embora os resultados simulados para baixa saturação apresentem erro considerável em relação aos resultados experimentais, as correntes de pico nessas situações estão na ordem de um sétimo da corrente de pico em condições nominais. Dessa forma, os resultados mostrados nas figuras 6.2 a 6.5 não têm grande representatividade no comportamento do transformador em situações reais, em que a corrente medida corresponde à corrente de carga somada à corrente de magnetização. Neste ponto de vista, a modelagem da corrente de magnetização é mais importante na medida em que a magnitude dela se aproxima da corrente nominal do enrolamento, ou seja, no caso saturado.

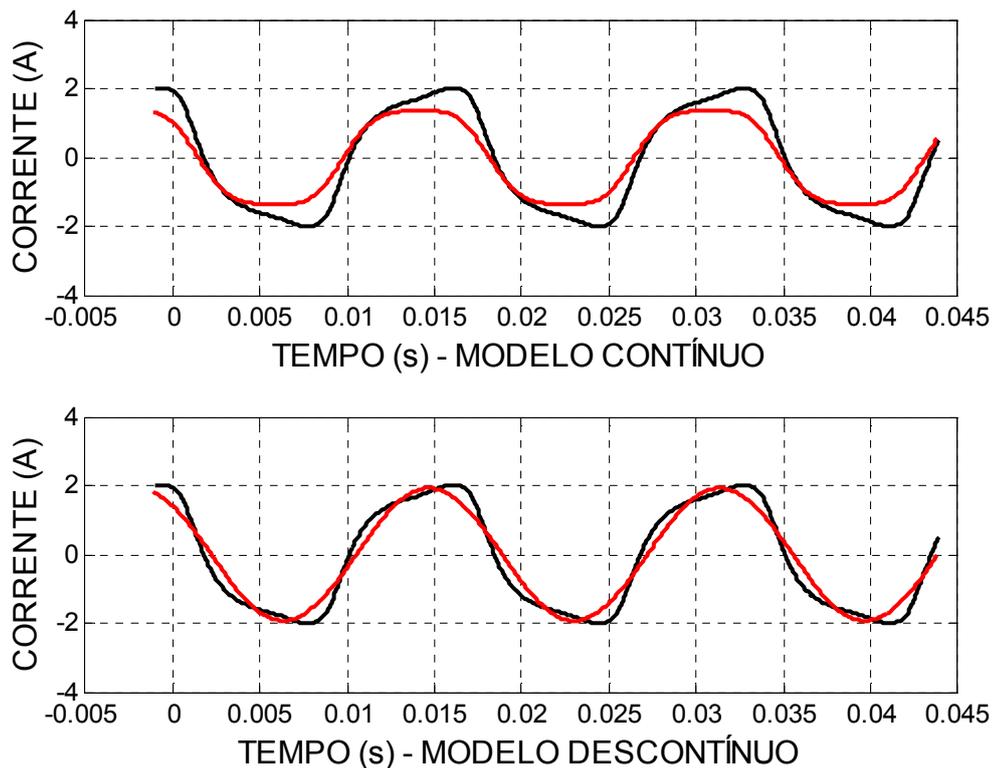


Figura 6.6. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,6 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

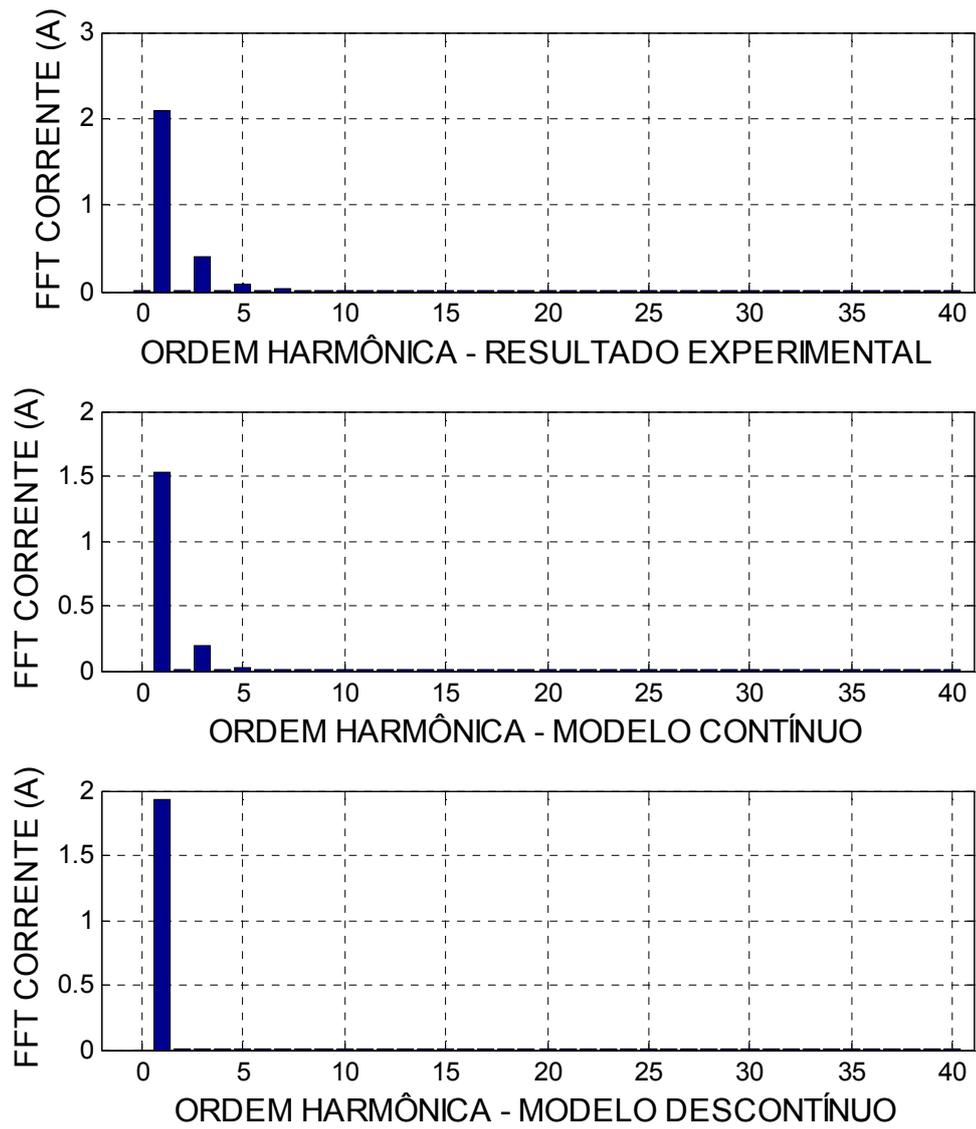


Figura 6.7. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,6 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

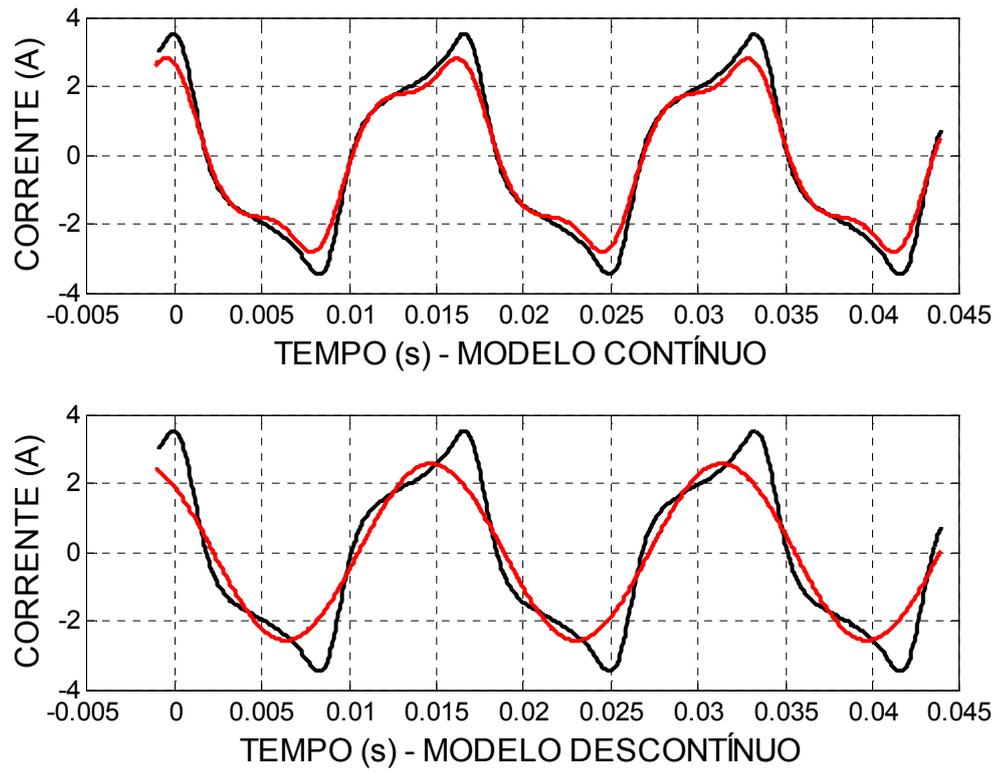


Figura 6.8. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 0,8 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

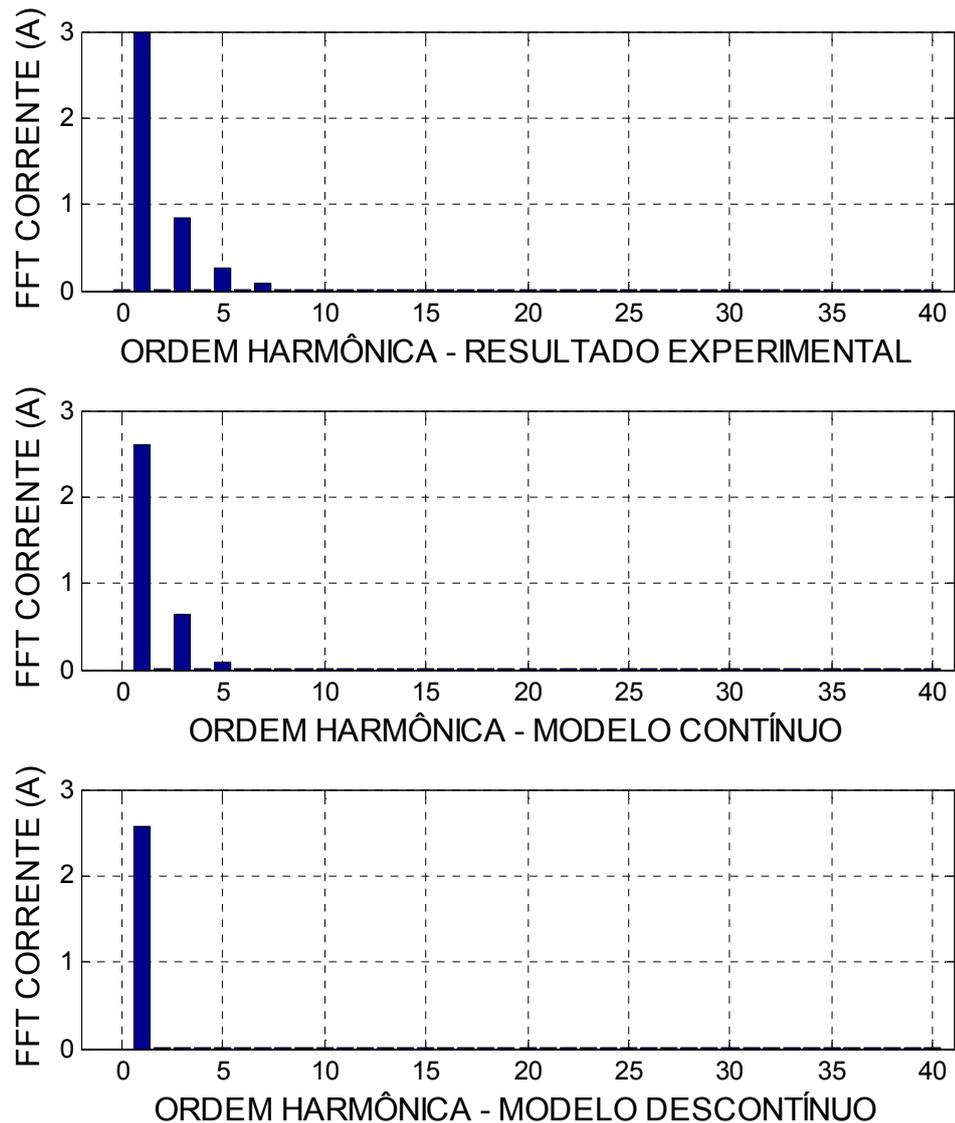


Figura 6.9. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 0,8 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

As figuras 6.6 a 6.9 mostram o comportamento das correntes de magnetização com 0,6 e 0,8 PU de tensão aplicada no primário, respectivamente. É possível observar que o problema da defasagem do modelo contínuo desaparece em tensões próximas da nominal. Da mesma forma, os erros de amplitude diminuem (tabelas 6.1 e 6.2) e o formato da onda de corrente obtida com o modelo contínuo passa a representar melhor os primeiros efeitos da saturação. Este resultado pode ser observado na figura 6.9, onde o conteúdo harmônico obtido por este modelo assemelha-se ao resultado experimental.

Tal efeito de deformação na corrente não é assimilado pelo modelo descontínuo escolhido, o que pode ser observado também na figura 6.9. O erro de amplitude é similar ao do modelo contínuo.

As figuras 6.10 a 6.15 mostram o resultado encontrado para as situações de tensão nominal, 1,2 e 1,35 PU aplicados.

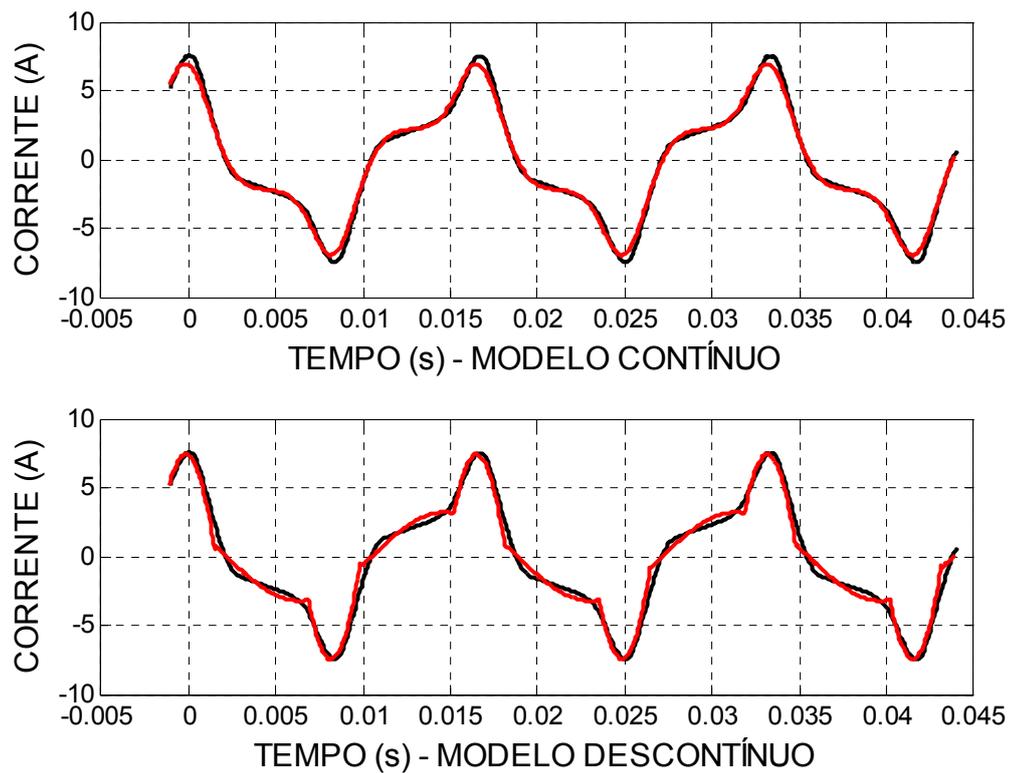


Figura 6.10. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 1 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

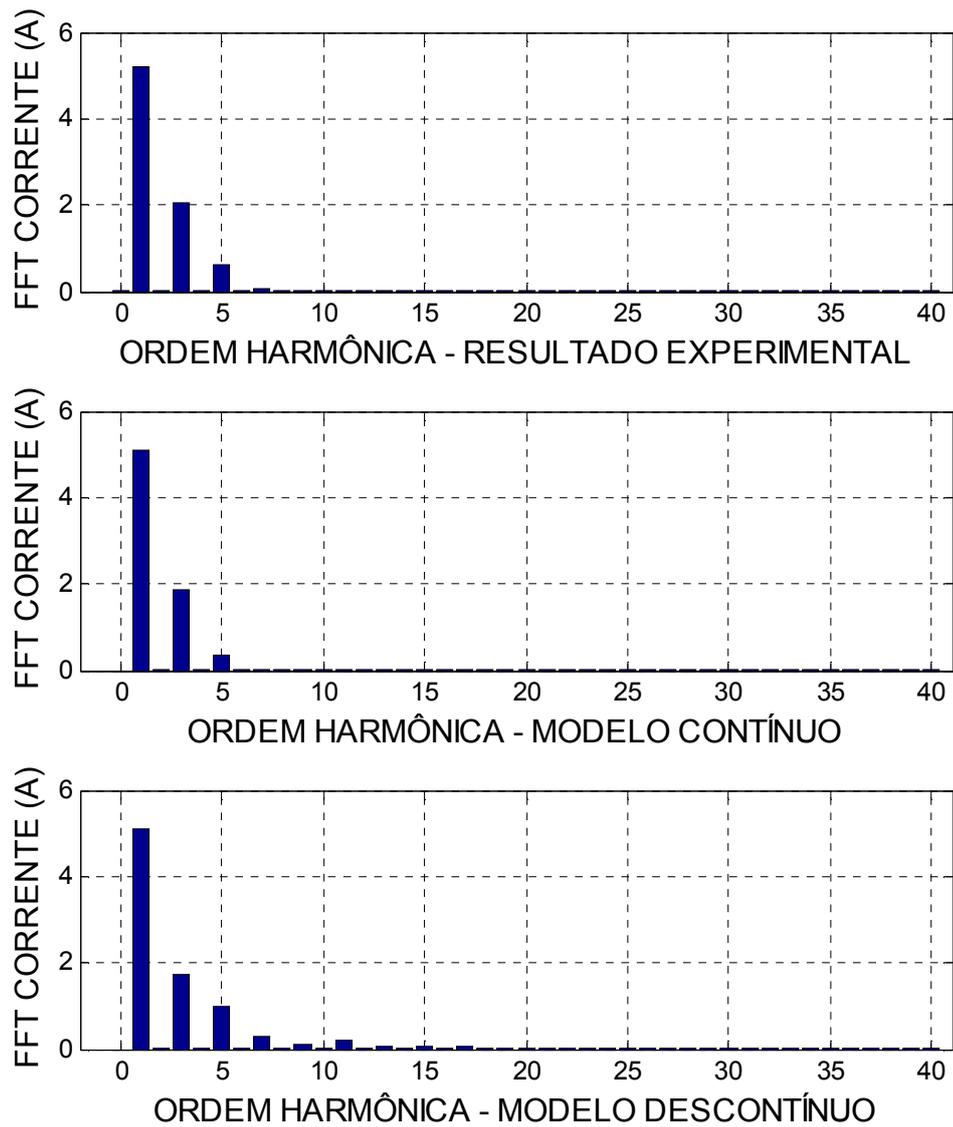


Figura 6.11. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 1 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

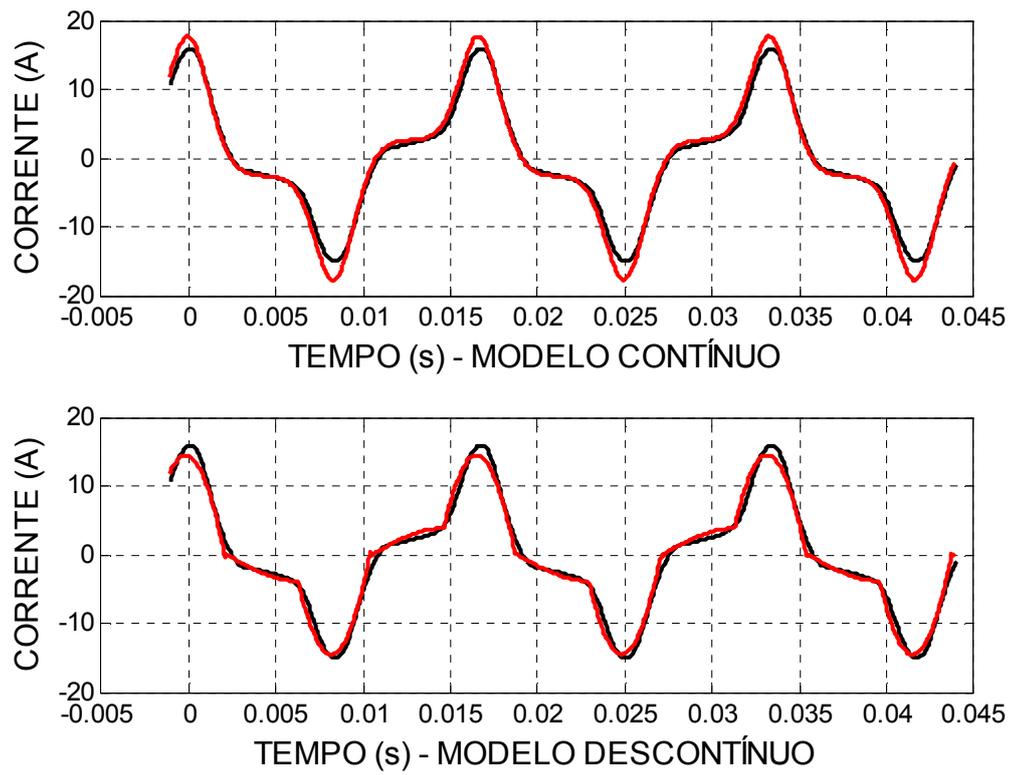


Figura 6.12. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 1,2 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

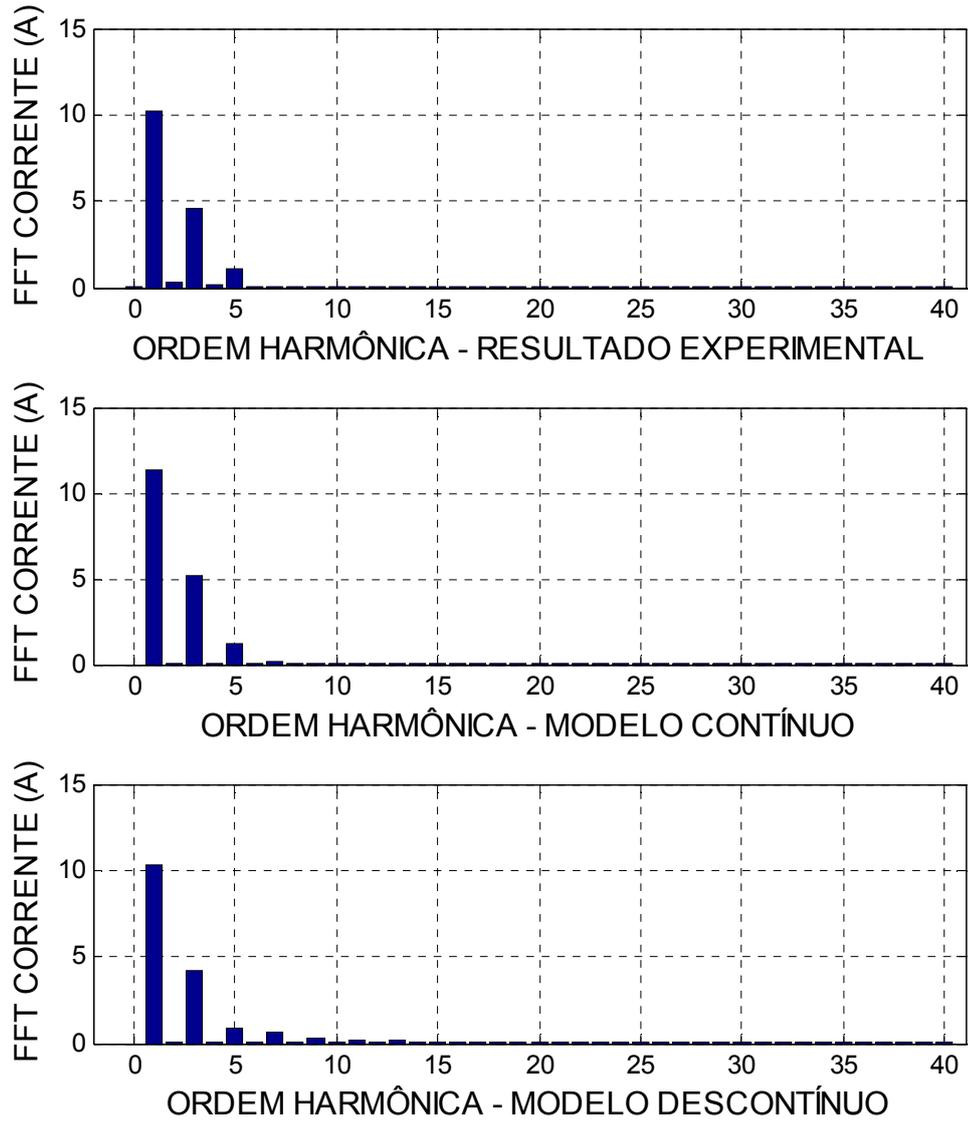


Figura 6.13. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 1,2 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

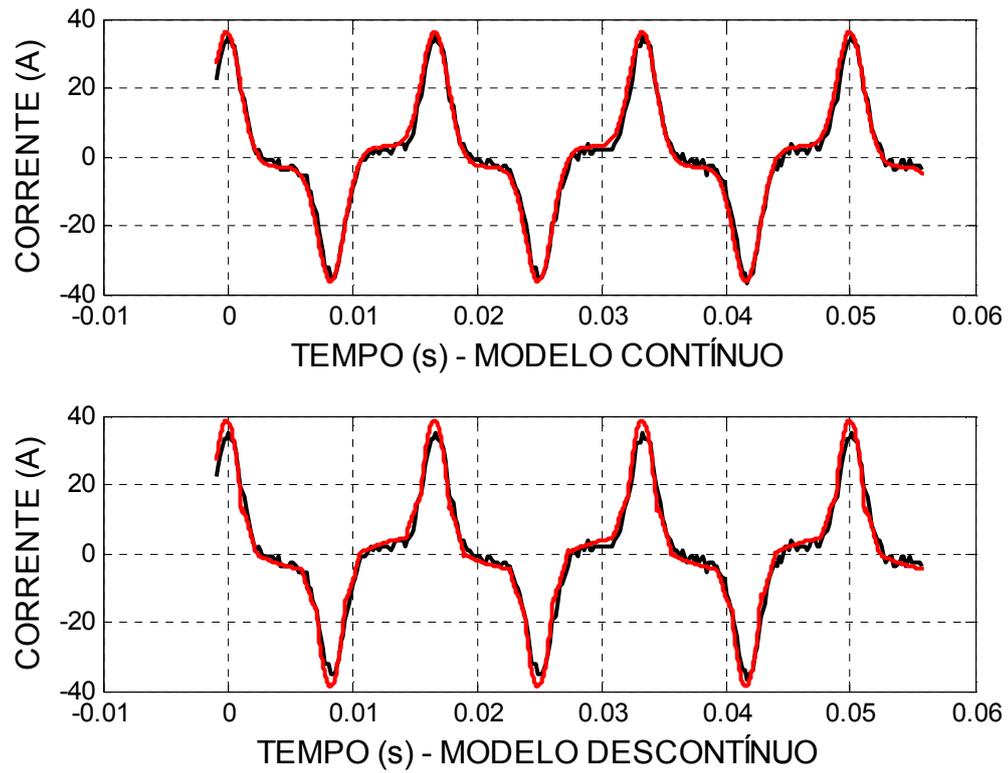


Figura 6.14. Reprodução do ensaio com secundário em aberto e 1,35 PU de tensão no primário. Formas de onda de correntes de magnetização, com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho) do modelo contínuo (acima) e descontínuo (abaixo).

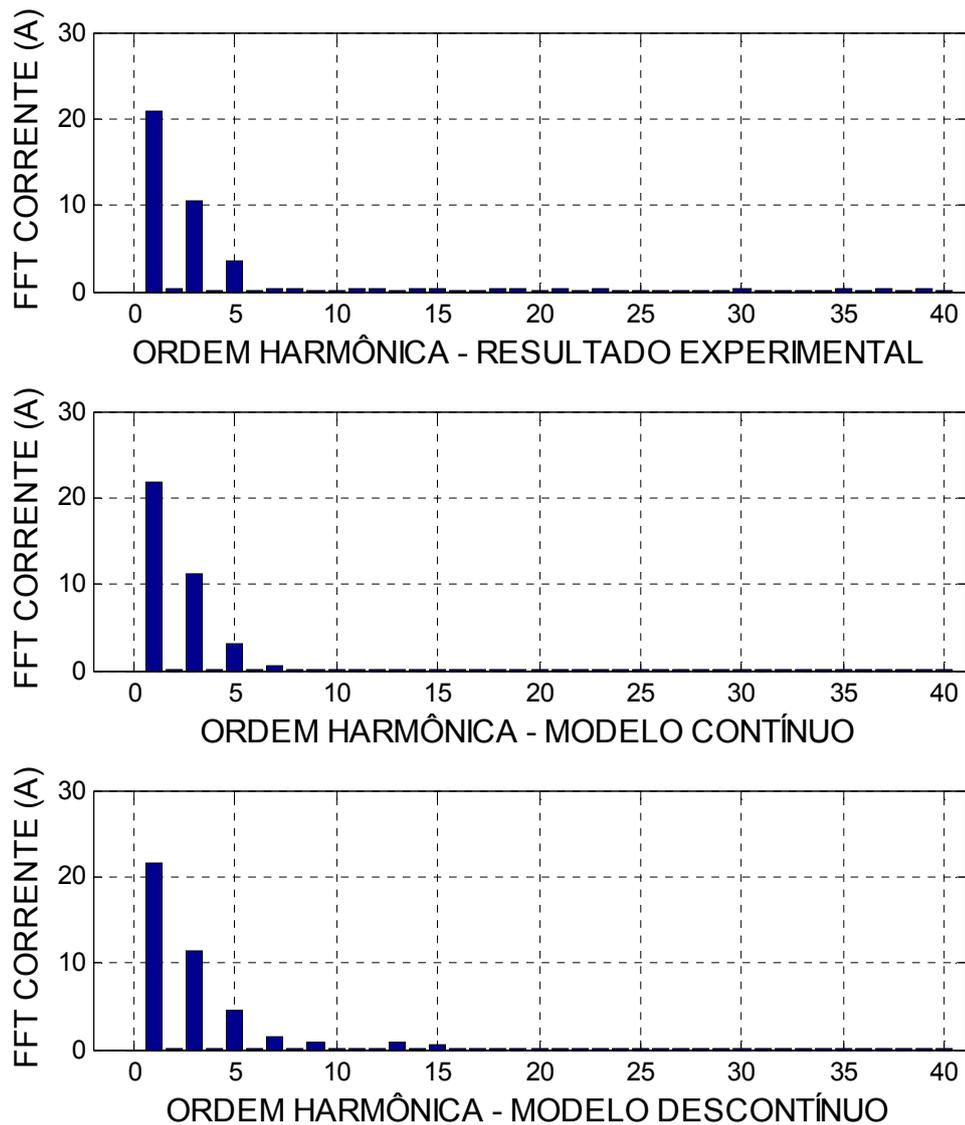


Figura 6.15. Espectro harmônico do ensaio com secundário em aberto e 1,35 PU de tensão no primário. Correntes de magnetização, com resultado experimental (acima) e simulado do modelo contínuo (centro) e descontínuo (abaixo).

Nas condições de saturação acentuada é possível notar que a simulação de ambos os modelos resulta em formas de onda de corrente aderentes aos resultados medidos. Da mesma forma, os conteúdos harmônicos das correntes simuladas são bastante semelhantes ao conteúdo harmônico da corrente medida.

Para 1 PU de tensão de entrada, o erro de amplitude do modelo contínuo é 7,7 % enquanto o erro do modelo descontínuo é 1,5 %. Da mesma forma, para 1,2 e 1,35 PU, os erros são 11,4% e 3,6% para o modelo contínuo, e 8,9% e 10,7% para o modelo descontínuo.

A tabela 6.1 resume o erro de valores de pico dos modelos contínuo e descontínuo:

Tabela 6.1: Erros de valores de pico encontrados.

	Corrente de pico	Modelo Contínuo	Erro (%)	Modelo Descontínuo	Erro (%)
0,2 PU	1,04	0,44	57,7%	0,64	38,5%
0,4 PU	1,44	0,89	38,2%	1,28	11,1%
0,6 PU	2,02	1,35	33,2%	1,92	5,0%
0,8 PU	3,5	2,81	19,7%	2,56	26,9%
1,0 PU	7,53	6,95	7,7%	7,42	1,5%
1,2 PU	15,88	17,69	11,4%	14,47	8,9%
1,35 PU	35	36,25	3,6%	38,75	10,7%
		Média	24,5%		14,6%

A tabela 6.2 resume os valores de erro nos valores eficazes das correntes obtidas pelos modelos contínuo e descontínuo em relação aos resultados experimentais. Os erros de valor eficaz de tensão também estão indicados. Este erro ocorre pela distorção de tensão encontrada na prática, enquanto em ambiente de simulação a tensão da fonte é puramente senoidal. De qualquer modo os erros encontrados são, em sua maioria, da ordem de 1%, não influenciando na qualidade da comparação das correntes obtidas. A utilização experimental de uma fonte de tensão com conteúdo harmônico controlável, não disponível para estas medições, poderia mitigar os erros entre resultados simulados e experimentais, fornecendo tensão puramente senoidal também no caso experimental.

Tabela 6.2: Erros de valores eficazes encontrados.

	RMS V medida	RMS V simulada	Erro (%)	RMS I medida	RMS I Modelo Contínuo	Erro (%)	RMS I Modelo Descontínuo	Erro (%)
0,2 PU	24,91	25,31	1,6%	0,77	0,32	58,4%	0,45	41,6%
0,4 PU	47,63	50,62	6,3%	1,1	0,66	40,0%	0,91	17,3%
0,6 PU	74,44	75,93	2,0%	1,5	1,09	27,3%	1,36	9,3%
0,8 PU	99,73	101,25	1,5%	2,2	1,89	14,1%	1,81	17,7%
1,0 PU	125,42	126,56	0,9%	3,98	3,85	3,3%	3,89	2,3%
1,2 PU	152,64	151,87	0,5%	7,98	8,87	11,2%	7,9	1,0%
1,35 PU	171,9	171,45	0,3%	16,74	17,45	4,2%	17,64	5,4%
		Média	1,9%		Média	22,6%		13,5%

6.2. Testes em transitório – Validação do modelo contínuo

Com o objetivo de validação dos modelos contínuo e descontínuo, foram realizados ensaios de transitório no transformador em estudo. Estes testes reproduzem melhor o funcionamento do modelo do que os testes de regime permanente, pois são mais facilmente encontrados na prática.

Foram registradas duas situações distintas. Primeiramente foi realizada a obtenção de correntes de *inrush* durante energização do transformador, em seguida foi montado um arranjo experimental com excitação do transformador via inversor PWM.

Os dois testes foram realizados sem carga, uma vez que a inserção de carga no secundário do transformador só aumentaria a corrente total, dificultando a identificação da componente de magnetização.

6.2.1. Correntes de *inrush*

Para obtenção de correntes de *inrush* no transformador, foi inserida uma chave liga-desliga na saída da fonte controlada, neste caso ajustada para tensão senoidal nominal, de acordo com a figura 6.16:

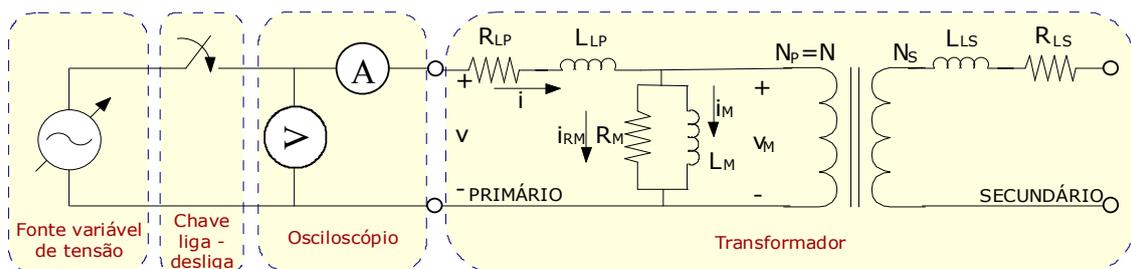


Figura 6.16. Montagem dos testes de *inrush*.

O arquivo de simulação correspondente foi elaborado no *software* PSIM. A resistência dos cabos foi modelada como um resistor de $0,4 \Omega$. O efeito de *bouncing* da chave liga-desliga foi levado em conta como um atraso de $0,6 \text{ ms}$. Estes valores foram estimados empiricamente.

As figuras 6.17 e 6.18 mostram duas situações de energização do transformador em momentos diferentes. É possível notar que pequenas diferenças no ângulo de energização

resultam em correntes de pico bastante distintas, conforme discutido por (YACAMINI; ABU-NASSER, 1981).

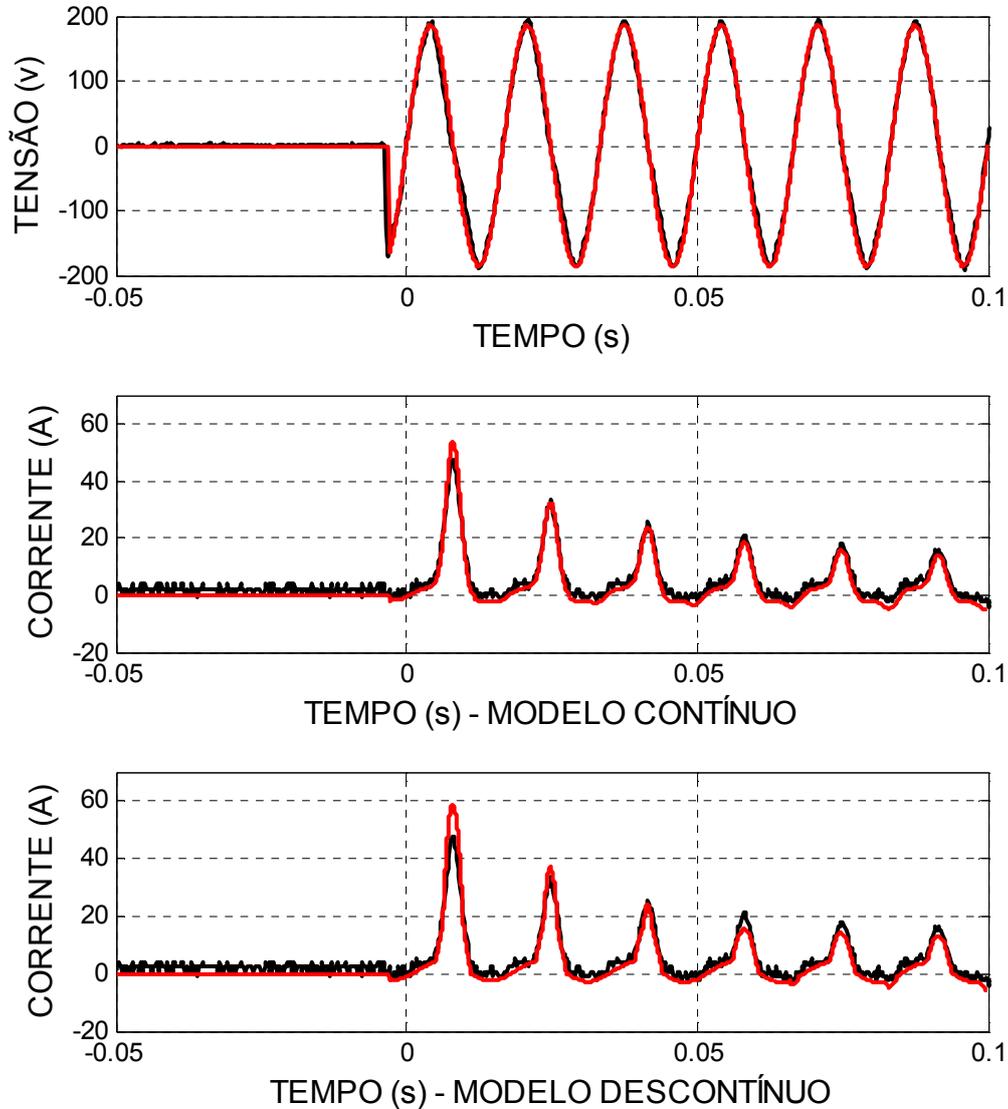


Figura 6.17. Reprodução do ensaio de energização com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo).

As correntes de pico dos primeiros seis ciclos encontradas na medição e simulação estão dispostas na tabela 6.3. Como o erro² oscila entre 3% e 14,2% no caso do modelo contínuo, e entre 5,9% e 24% no caso do modelo descontínuo, o resultado é considerado bom, uma vez que além da imprecisão do modelo existem outros erros embutidos, como erros de medição e de modelagem da impedância da rede.

² Erro calculado entre valores de pico das grandezas medida e simulada

Qualitativamente, observa-se que a forma de onda obtida é bastante similar ao resultado prático.

Tabela 6.3: Correntes de pico medida e simulada no ensaio de *inrush* 1.

	1º Ciclo	2º Ciclo	3º Ciclo	4º Ciclo	5º Ciclo	6º Ciclo	
Corrente medida (A pico)	47,5	33,4	25,6	20,9	17,8	16,2	
Corrente modelo contínuo (A pico)	53,9	32,4	23,6	18,8	15,9	13,9	Média
Erro (%)	13,5%	3,0%	7,8%	10,0%	10,7%	14,2%	9,9%
Corrente modelo descontínuo (A pico)	58,9	36,8	24,1	15,6	14	13	
Erro (%)	24,0%	10,2%	5,9%	25,4%	21,3%	19,8%	17,7%

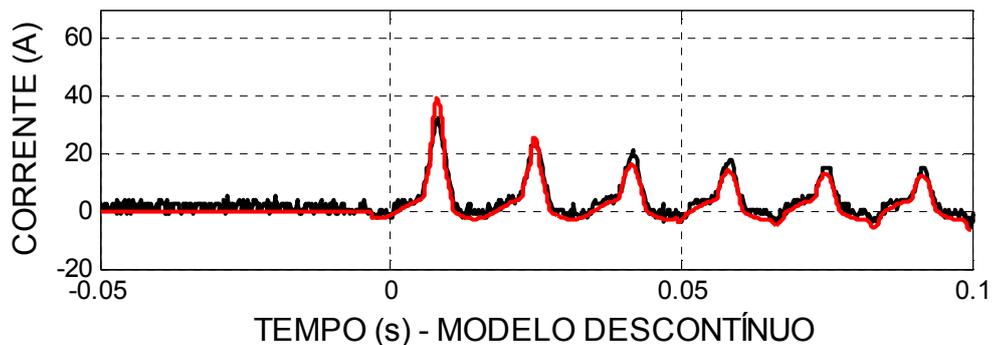
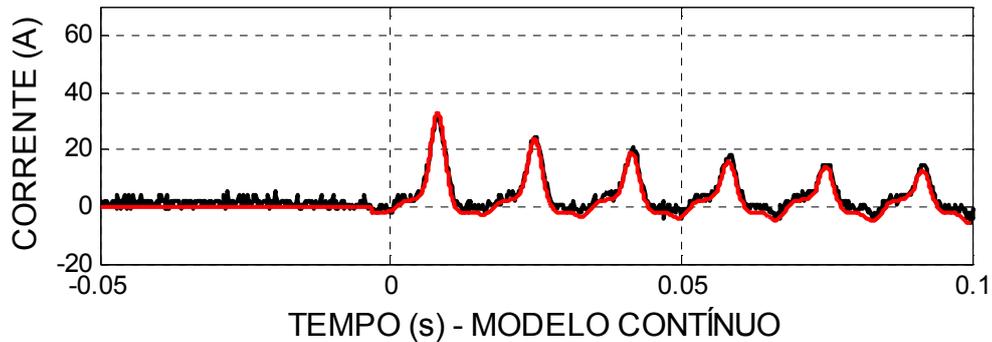
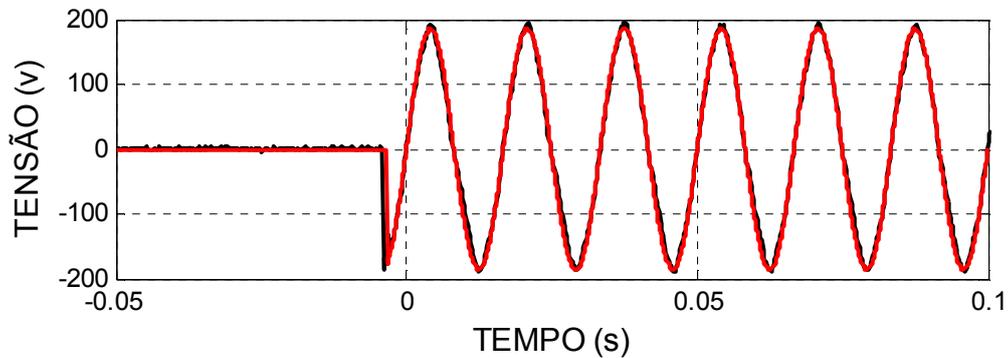


Figura 6.18. Reprodução do ensaio de energização com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo).

As correntes de pico dos primeiros seis ciclos encontradas na medição e simulação estão dispostas na tabela 6.4. O erro oscila entre 1,7 e 14,3%. Qualitativamente, observa-se novamente boa aderência do resultado simulado ao prático.

Tabela 6.4: Correntes de pico medida e simulada no ensaio de *inrush 2*.

	1º Ciclo	2º Ciclo	3º Ciclo	4º Ciclo	5º Ciclo	6º Ciclo	
Corrente medida (A pico)	32	24,1	21	17,9	14,8	14,7	
Corrente modelo contínuo (A pico)	32,7	23,7	18,9	15,9	14	12,6	Média
Erro (%)	2,2%	1,7%	10,0%	11,2%	5,4%	14,3%	7,5%
Corrente modelo descontínuo (A pico)	39	25,4	16,6	14,1	13,1	12,3	
Erro (%)	21,9%	5,4%	21,0%	21,2%	11,5%	16,3%	16,2%

6.2.2. Transformador conectado a inversor de potência

O esquema da conexão do transformador a um inversor está na figura 6.19. Foram usadas chaves IGBT Semikron modelo Semix403GB128Ds (1200V; 225A), alimentadas por uma fonte de alimentação CC marca Tectrol modelo TCA150-10XR1A, regulada em 250V.

No lado de tensão alternada foi incluído um filtro LC de 1,040mH e 100 μ F (frequência de corte da ordem de 500Hz). Foi utilizado chaveamento PWM de três níveis com referência puramente senoidal de 60Hz e portadora triangular em frequência 12kHz.

O transformador foi ligado com o lado de baixa tensão conectado ao filtro LC e o lado de alta tensão em aberto, pois o objetivo do teste é se medir a corrente em vazio (magnetização e perdas) durante os transitórios de mudança de referência de tensão.

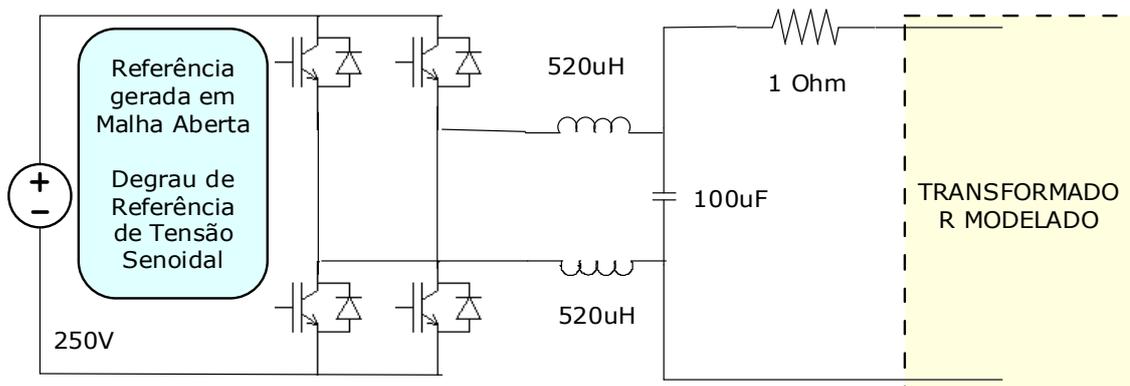


Figura 6.19. Esquema dos testes de excitação PWM por inversor.

A simulação correspondente foi feita no *software* PSIM. A resistência do cabeamento e dos enrolamentos dos indutores foi modelada empiricamente como uma resistência concentrada de $1,0 \Omega$.

O teste consiste na aplicação de degraus de amplitude na referência senoidal do chaveamento PWM, que emula o comportamento de diversos equipamentos de eletrônica de potência, como um DVR (JAUCH et al., 1998).

A figura 6.20 mostra formas de onda medida e simulada de um degrau negativo de 1 a 0,75 PU de tensão aplicados. Já a figura 6.21 mostra um degrau positivo, de 0,75 a 1 PU. Observa-se aderência entre os resultados.

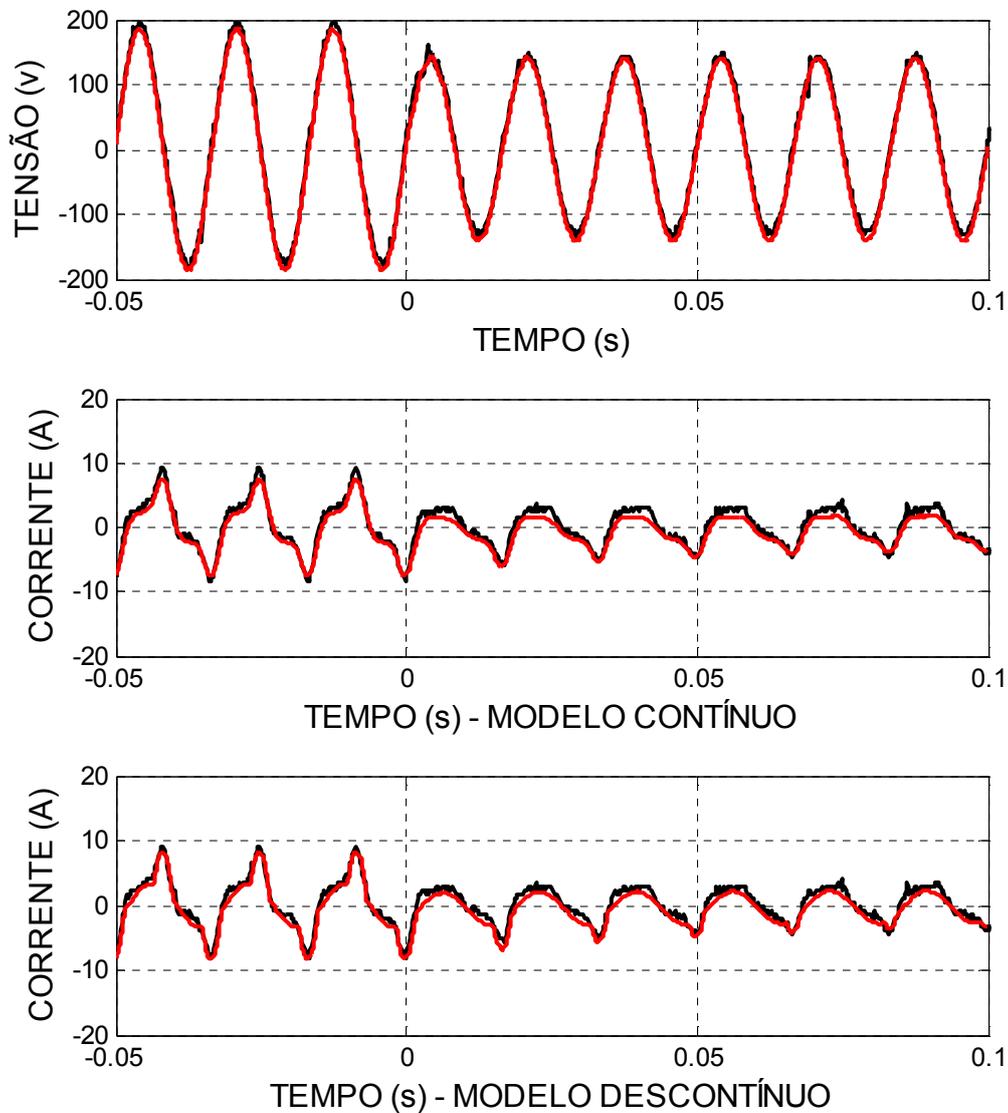


Figura 6.20. Reprodução do ensaio de Degrau de referência de tensão senoidal: 1 a 0,75 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo).

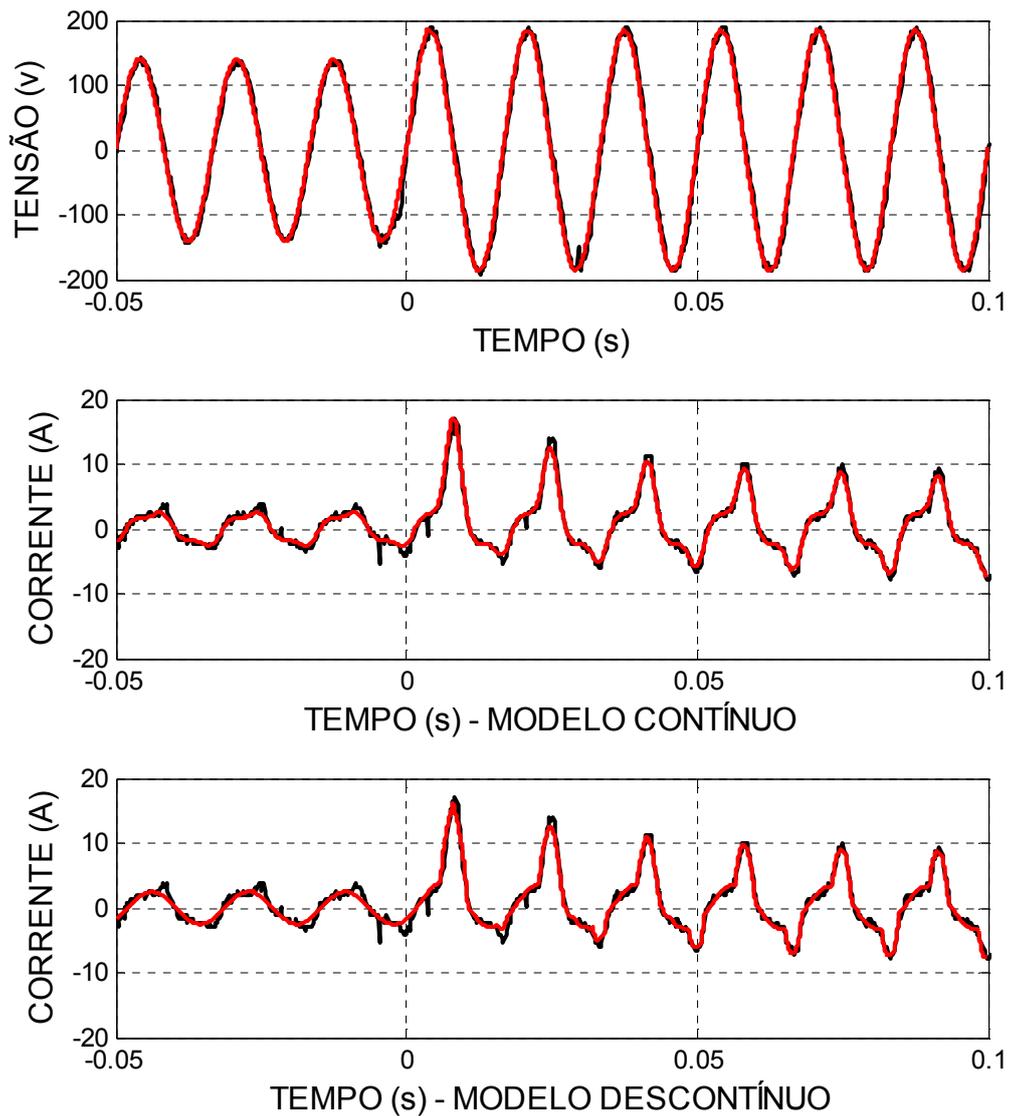


Figura 6.21. Reprodução do ensaio de Degrau de referência de tensão senoidal: 0,75 a 1 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (centro) e pelo modelo descontínuo (abaixo).

A tabela 6.5 registra as correntes de pico observadas nos primeiros seis ciclos após o degrau de referência de tensão da figura 6.21. Nota-se que o erro é coerente com os ensaios anteriores.

Tabela 6.5: Correntes de pico medida e simulada no ensaio de degrau positivo de referência de tensão.

	1º Ciclo	2º Ciclo	3º Ciclo	4º Ciclo	5º Ciclo	6º Ciclo	
Corrente medida (A pico)	17	13,9	11,4	10,1	10,1	9,5	
Corrente modelo contínuo (A pico)	16,4	12,1	10,1	9	8,4	8	Média
Erro (%)	3,5%	12,9%	11,4%	10,9%	16,8%	15,8%	11,9%
Corrente modelo descontínuo (A pico)	16	12,6	11	9,8	9,1	8,7	
Erro (%)	5,9%	9,4%	3,5%	3,0%	9,9%	8,4%	6,7%

6.3. Discussão - Validade do modelo contínuo

Dos itens anteriores é possível concluir que os dois modelos têm desempenho bastante similar nas condições testadas. Ambos têm erros significativos em condições de baixa saturação e boa aderência à corrente experimental nos casos nominal e saturado.

É esperado que o modelo contínuo comporte-se mais fielmente à realidade em condições de saturação intensa (da ordem de 2 PU), uma vez que a indutância saturada do modelo descontínuo tende a divergir da indutância saturada real. É possível também notar que o chaveamento de indutâncias do modelo descontínuo provoca degraus de derivada de corrente, o que pode influenciar negativamente no desempenho transitório do modelo.

Mesmo com essas particularidades, a avaliação é que ambos os modelos são válidos e passíveis de implementação. No entanto o modelo contínuo tem a vantagem de ser mais facilmente aplicável que o modelo descontínuo, conforme discutido no capítulo 5, item 5.2.1.

Os testes em transitório mostram que existe coerência entre os resultados simulados e experimentais, mesmo nos casos mais críticos, onde há tensão com nível CC imposta pelo inversor, por exemplo. Isso permite concluir que os dados de saturação intensa obtidos através do processamento dos dados dos testes de transiente são representativos da característica de saturação do núcleo.

Os modelos propostos mostraram-se adequados para representar transformadores submetidos a excitação via inversores PWM e transitórios de energização. Da mesma forma o método de obtenção de dados de saturação, sem necessidade de impor sobretensão sustentada no transformador, é aplicável e eficaz.

7. CONCLUSÕES

Neste capítulo é realizada a discussão final do trabalho e uma revisão dos pontos mais importantes. Adicionalmente, são enumerados temas para futuros trabalhos.

O trabalho apresentou uma proposta de modelo de simulação computacional de transformador monofásico e um método de obtenção dos seus parâmetros considerando saturação intensa. Tal modelo visa principalmente o uso em projetos de equipamentos de eletrônica de potência baseados na associação série de inversor e transformador.

Existe dificuldade em se obter dados construtivos do transformador, uma vez que os fabricantes comerciais dificilmente se dispõem a fornecê-los para os níveis de potência estudados (da ordem de dezenas de kVA). Esse fato impediu a abordagem feita pela maior parte dos autores, que calculam as características do núcleo baseados em sua geometria e na curva de saturação do material ferromagnético. Uma abordagem prática parecia necessária.

Foi discutida a importância de um modelo de transformador não linear para o projeto e ajuste de controladores anti-saturação e para análise de resposta dinâmica de tais equipamentos.

Da mesma forma, foi exposta a necessidade de obtenção de dados de saturação intensa, ao menos 2 PU, do núcleo magnético para que se representasse com fidelidade o comportamento do equipamento durante as situações mais severas. Um método de obtenção desses dados com base nas correntes de energização do transformador foi elaborado, uma vez que não é recomendável excitar o transformador com 100% de sobretensão de forma sustentada.

O método de transitório, como foi chamado, mostrou que a magnetização residual é um problema grave, pois causa deslocamentos verticais nas curvas de saturação obtidas. Duas abordagens para eliminação destes deslocamentos foram estudadas: via *hardware* e *software*. Embora a desmagnetização por *hardware* tenha se mostrado eficiente, como visto no anexo I, o método desenvolvido é pouco aplicável para transformadores de maior porte, devido à grande capacitância necessária.

Um método de eliminação dos deslocamentos verticais via *software* foi então elaborado, com resultados satisfatórios.

Por fim foram encontrados os parâmetros do modelo de transformador proposto. O resultado foi comparado com medições experimentais no transformador em três situações distintas:

- Testes em regime permanente, com vários níveis de saturação aplicados;
- Testes durante transitórios de energização – simulação de correntes de *inrush*;
- Testes de transformador acoplado a inversor, com testes durante transitórios de degrau de referência senoidal.

Tais resultados experimentais demonstraram a validade do modelo adotado e do método de obtenção dos parâmetros do transformador não linear, com vistas a uso em aplicações de eletrônica de potência.

7.1. Trabalhos futuros

Apesar de ter cumprido o objetivo final satisfatoriamente, o modelo de transformador não linear pode ser melhorado com a inclusão de um modelo de resistência de perdas também não linear. A proposta de resistência fixa gerou alguns resultados curiosos, como algumas curvas de saturação com área não nula (figura 4.4).

Um modelo de resistência de perdas não linear certamente melhoraria os resultados obtidos. Sabe-se que este parâmetro depende diretamente da frequência e inversamente da amplitude da tensão aplicada. Um método empírico de determinação desta relação, aproximada por n retas, é apresentado em (NEVES; DOMMEL, 1993). Tal método computa apenas os efeitos em frequência fundamental.

Os resultados experimentais poderiam ser melhorados com o uso de uma fonte de tensão controlada, que pudesse gerar tensões perfeitamente senoidais. Assim as medidas ficariam livres das harmônicas e ruídos da rede elétrica local.

Além disso, outro teste para validar o modelo poderia ser realizado com a inserção de tensão com nível CC não nulo pelo inversor. A saturação de transformadores nesta situação é um problema recorrente em equipamentos de eletrônica de potência.

Seria bastante interessante, também, estender os conceitos deste trabalho para o caso trifásico. Existe uma vasta literatura para cálculo dos parâmetros fixos do transformador trifásico, no entanto esse cálculo deve considerar a topologia do transformador: o número de pernas, normalmente três ou cinco, a disposição dos enrolamentos e suas distâncias em relação ao núcleo ferromagnético. Além disso, deve ser considerado o tipo de conexão (Y-Y, Δ -Y, etc.), (YACAMINI; ABU-NASSER, 1986). Considerados os fatores acima, é possível concluir que a utilização da metodologia de obtenção de correntes de *inrush* proposta neste trabalho deve ser inteiramente revista para o caso trifásico (KOREMAN, 1989), desde os métodos de ensaio em regime permanente, antes de sua aplicação no transformador trifásico.

ANEXO I: ENSAIOS REALIZADOS EM TRANSFORMADOR DE 100VA

Este anexo tem como proposta descrever os primeiros testes realizados neste trabalho (MONTEIRO et al., 2009, 2010). O objeto de estudo foi um transformador com as características descritas pela tabela A1.1, como citado no capítulo 4:

Tabela A1.1. Parâmetros do transformador 1.

Potência Nominal	100VA
Relação de transformação (P/S)	31V /127V

Os ensaios realizados no transformador de 100VA forneceram subsídios importantes para a continuação do trabalho.

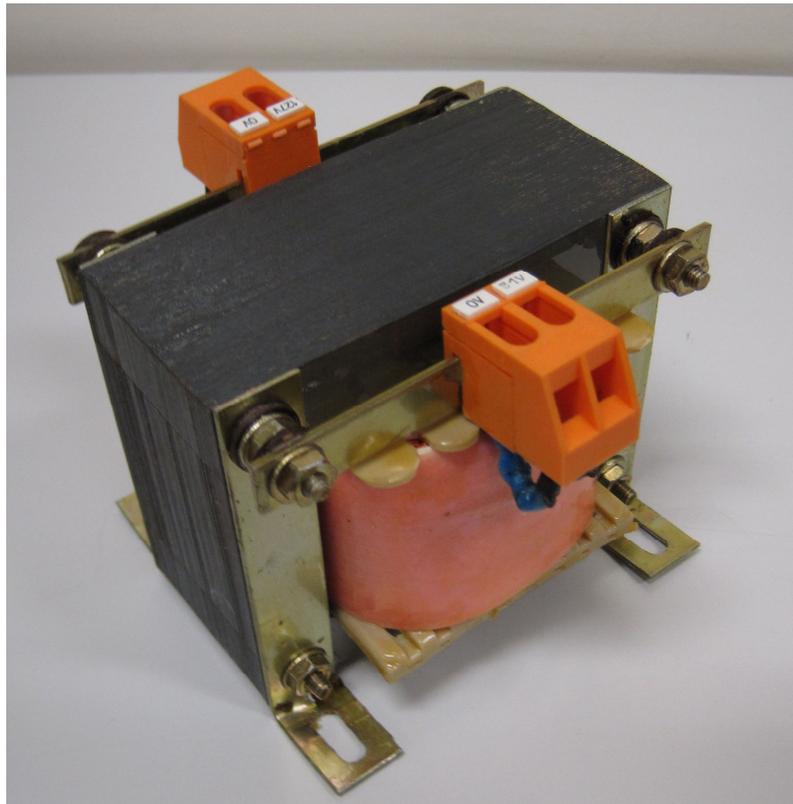


Figura A1.1: Transformador de 100VA.

Neste transformador foi verificada a discrepância entre correntes de magnetização em condições saturadas, como é possível notar na figura A1.2:

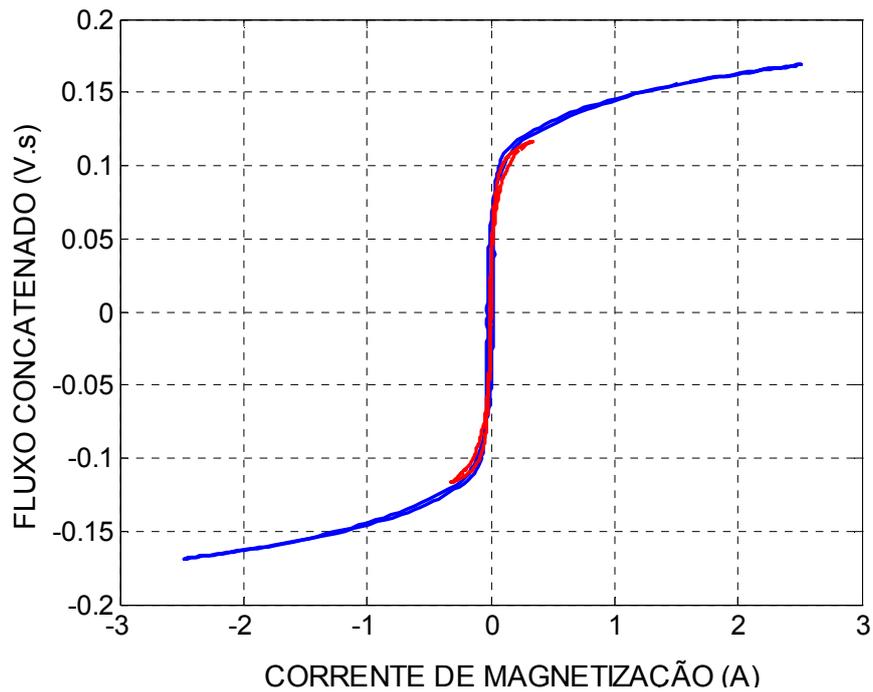


Figura A1.2. Relação $N\Phi \times i_M$ do transformador 1 com 1PU de tensão aplicada (vermelho) e 1,45PU de tensão aplicada (azul).

Também no transformador de 100VA observou-se a característica da corrente de *insrush*, figura A1.3:

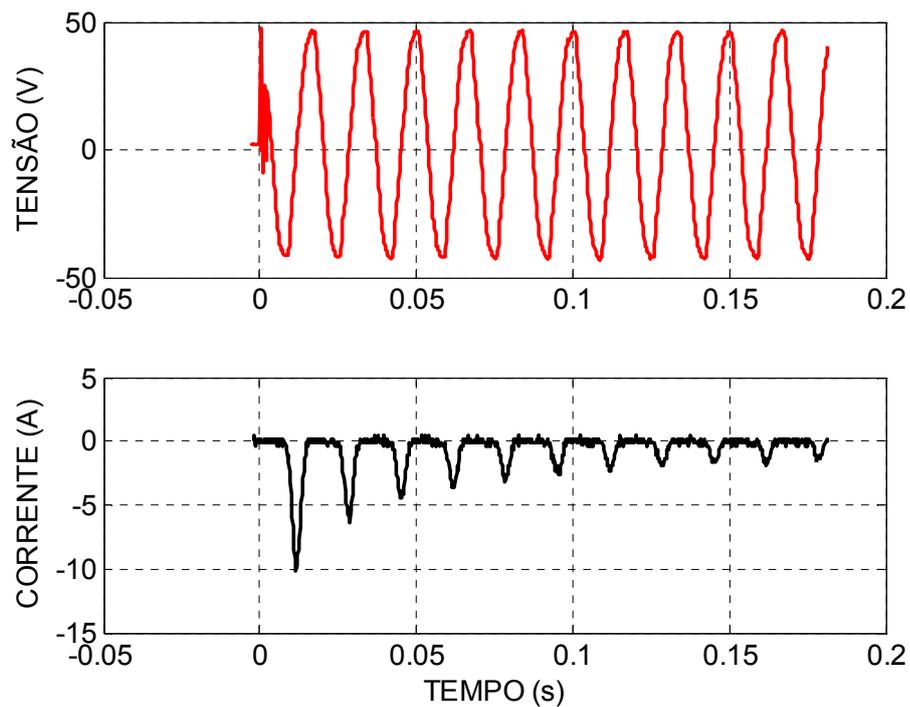


Figura A1.3. Tensão (vermelho) e corrente (preto) medidos nos terminais do transformador 1 no momento da energização.

Neste mesmo transformador foi verificada que a existência de magnetização residual no núcleo no momento da energização gera deslocamentos verticais nas curvas $N\Phi \times i_M$, como visto no capítulo 4. Antes da correção por *software* utilizada neste trabalho, foi testado um método de desmagnetização por hardware.

O procedimento então proposto está descrito a seguir.

Técnica de desmagnetização manual

O intuito da desmagnetização do transformador é eliminar a magnetização residual, a fim de obter dados confiáveis de saturação profunda, que possam servir de subsídio para gerar uma curva representativa da real característica de saturação do transformador ensaiado.

O procedimento proposto é baseado na inserção de um capacitor C inicialmente carregado nos terminais do transformador, de modo a criar um circuito oscilatório RLC, como pode ser visto na figura 4.8. As correntes oscilatórias devem ser consideravelmente maiores que do que a corrente nominal do enrolamento em questão, forçando o núcleo ferromagnético a alcançar saturação tanto na região positiva quanto negativa da curva. A oscilação sub-amortecida esperada garante que a corrente percorra a curva $N\Phi \times i_M$ diversas vezes, para que no final o fluxo residual seja zero.

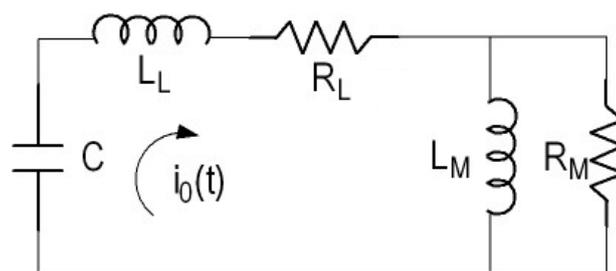


Figura A1.4. Circuito RLC obtido após inserção do capacitor C.

Para calcular o valor do capacitor C, é aceitável assumir que sua carga inicial máxima disponível seja equivalente ao valor de pico da tensão nominal do transformador:

$$V_0 = V_{NOM} \sqrt{2} \quad (A1.1)$$

Em seguida, ignorando as perdas e assumindo que toda a energia do capacitor no instante inicial é fornecida ao indutor após um quarto do período, produzindo a corrente de pico I_0 tem-se:

$$\frac{CV_0^2}{2} = \frac{L_M \cdot I_0^2}{2} \quad (\text{A1.2})$$

É razoável esperar que a corrente inicial I_0 seja ao menos dez vezes a corrente de magnetização do transformador em tensão nominal.

$$I_0 = 10 \cdot I_{NOM_PICO} \quad (\text{A1.3})$$

Então, a dificuldade para determinar a capacitância C é estimar o valor de L_M , parâmetro não linear e resultado esperado do procedimento experimental. Para fins de estimação de C , adotou-se L_M fixo no valor de saturação em regime permanente com tensão nominal L_{SAT} , resultado obtido anteriormente no teste tradicional em aberto. A determinação de L_{SAT} é exemplificada na figura A1.5:

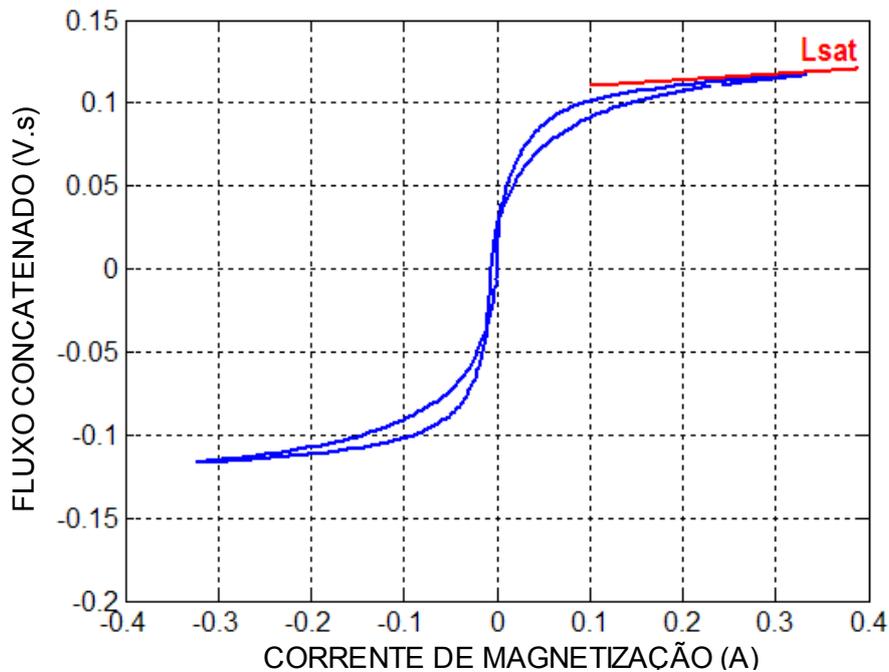


Figura A1.5. Encontrando indutância saturada L_{SAT} próxima da tensão nominal.

Dadas tais considerações é possível encontrar o valor de C por meio de (A1.4)

$$C = \frac{L_{SAT} \cdot i_0^2}{V_0^2} \quad (A1.4)$$

Os valores calculados de tensão inicial do capacitor (V_0), corrente inicial (I_0), a estimativa da indutância saturada (L_{SAT}), e o valor necessário de capacitância (C), estão dispostos na tabela A1.2, que também indica os valores de fato utilizados para V_0 e C , e o valor encontrado para I_0 :

Tabela A1.2. Valores calculados para desmagnetização.

Grandeza	Valor calculado/estimado	Valor utilizado/encontrado
Tensão inicial do capacitor (V_0)	44V	50V
Corrente inicial (I_0)	3A _{pico}	11 A _{pico}
Indutância saturada (L_{SAT})	60 mH	-
Capacitância utilizada (C)	216 μ F	246 μ F

Deste modo é possível desmagnetizar o transformador antes de realizar cada medição de energização. As formas de onda de desmagnetização do transformador 1 estão dispostas na figura A1.6.

É importante ressaltar que mesmo que a corrente esperada no primeiro ciclo fosse dez vezes maior que a corrente nominal (A1.3), a corrente de pico no primeiro ciclo que de fato foi obtida aproxima-se de quarenta vezes a corrente nominal. A oscilação encontrada é super amortecida, devido às perdas ôhmicas, de valores consideráveis neste caso, do circuito RLC.

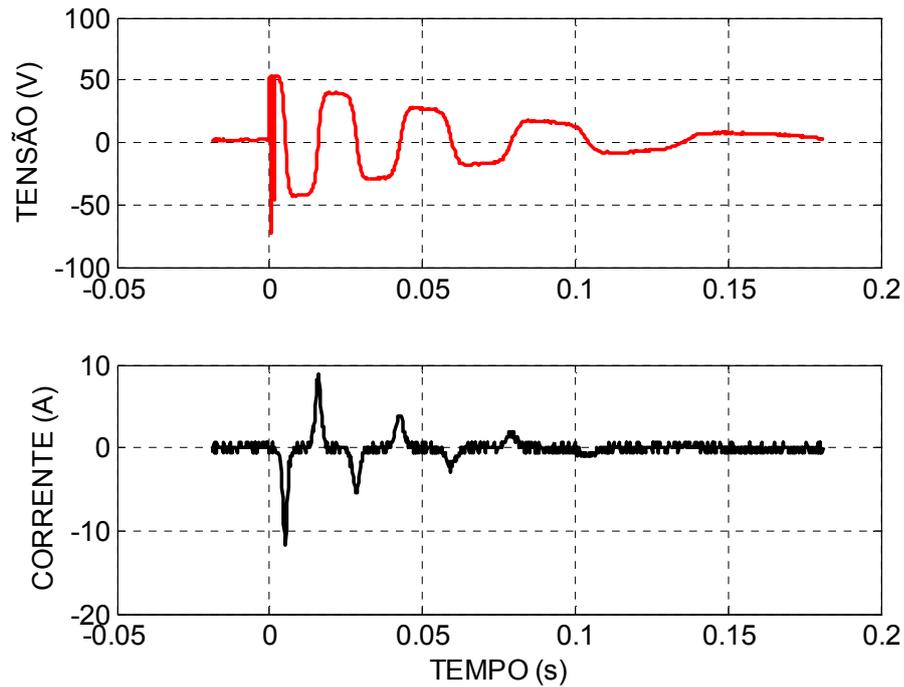


Figura A1.6. Resultados da desmagnetização do transformador 1.

A figura A1.7 mostra as formas de onda de *inrush* obtidas com o método de desmagnetização manual, após pré-seleção.

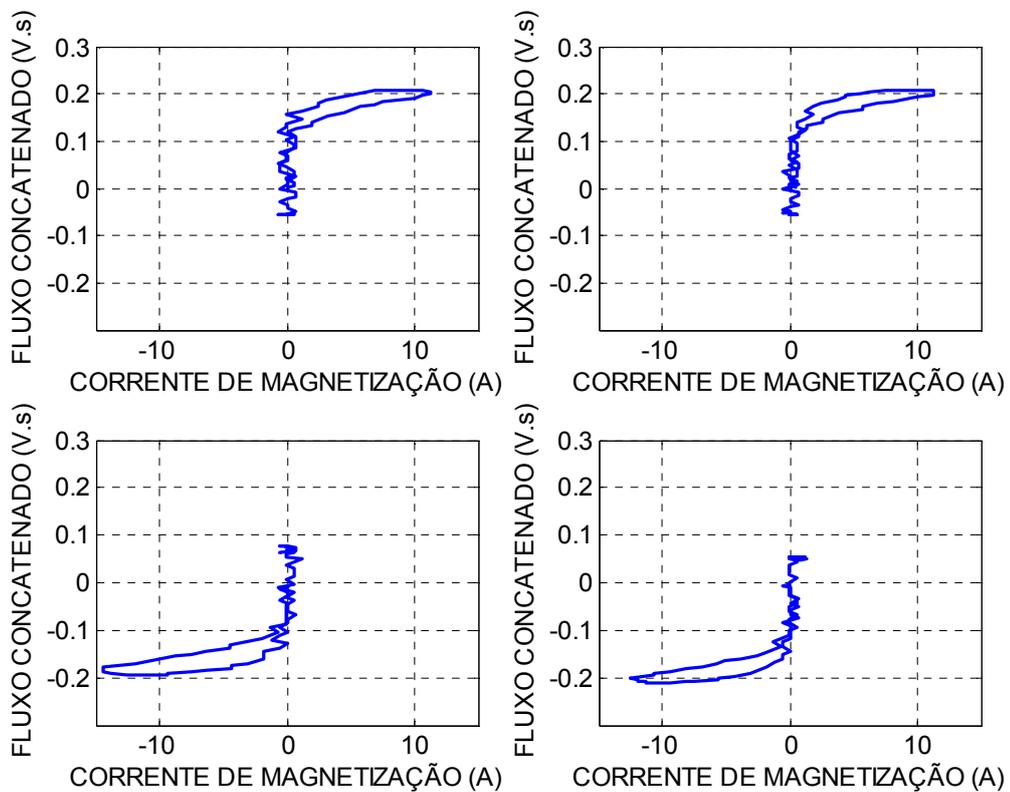


Figura A1.7. Formas de onda de *inrush* obtidas com o método de desmagnetização manual.

As formas de onda da figura A1.7, se espelhadas e dispostas em um mesmo gráfico, geram a figura A1.8:

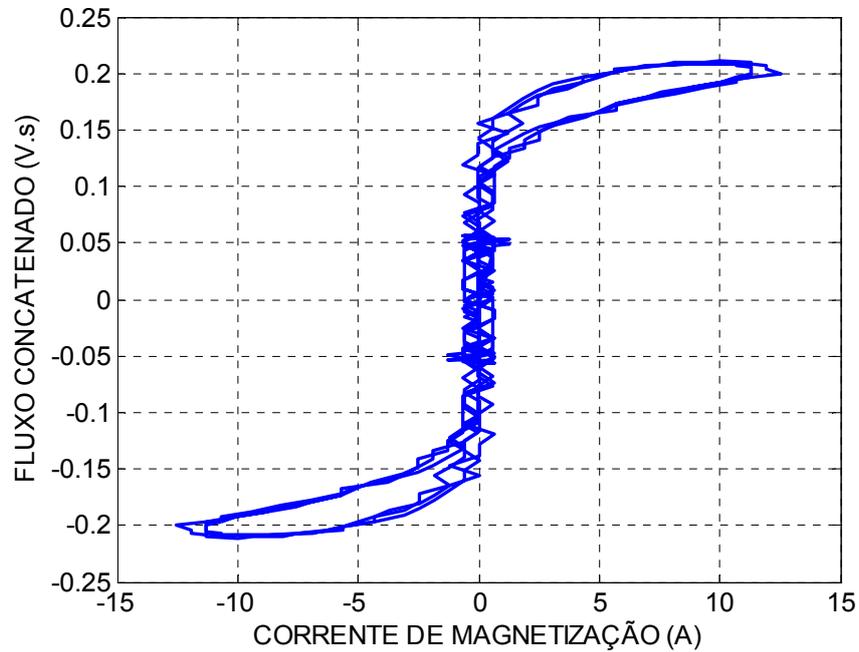


Figura A1.8. Formas de onda da figura A2.7, espelhadas e dispostas em um mesmo gráfico.

É então possível encontrar uma curva ou função que se ajuste ao conjunto de dados da figura A1.8, como é mostrado na figura A2.9:

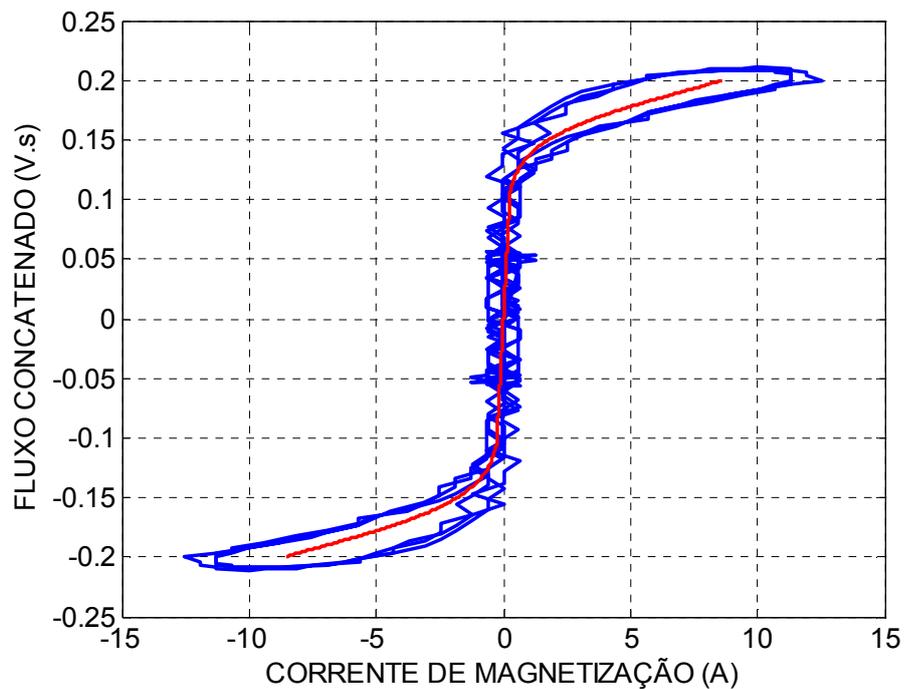


Figura A1.9. Função que se ajusta ao conjunto de dados do transformador 1.

O método de desmagnetização mostrou-se eficiente para desmagnetização do transformador 1, conseguindo eliminar quase que completamente o problema de magnetização residual e possibilitando que fosse encontrada uma curva representativa de sua característica de magnetização.

O mesmo método, com os mesmos critérios, ao ser adaptado para o transformador 2 (15kVA) não foi eficiente para eliminar a magnetização residual. O problema é que de fato observou-se a relação $I_0 = 10.I_{NOM_PICO}$, e para que se tenha o resultado esperado, esta relação deve ser da ordem de 100.

Para isto, seria necessária uma capacitância C desproporcionalmente grande em relação à potência do transformador, algo da ordem de grandeza de 70 mF. Isto inviabiliza tal método para transformadores grandes.

Aplicação do tratamento via *software* ao transformador de 100VA

O método descrito no capítulo 5, para eliminação dos deslocamentos verticais das curvas $N\Phi \times i_M$ registradas em transitórios de energização via *software*, é novamente aplicado para o transformador 1. Este procedimento foi aplicado no transformador 1 após a finalização do *software* de tratamento, como forma de testar seu funcionamento em uma condição diferente.

O conjunto de dados usado, após pré seleção, é mostrado na figura A1.10:

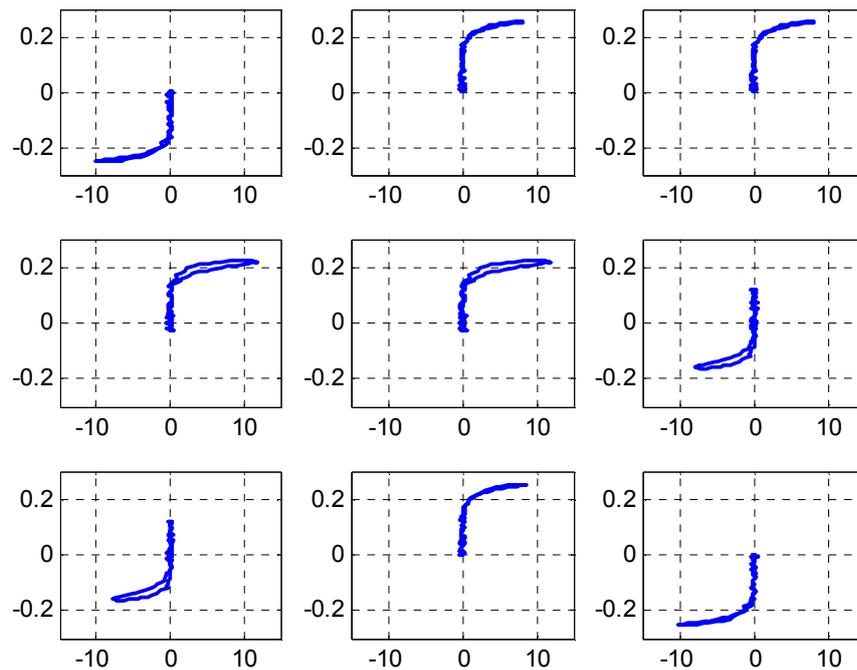


Figura A1.10. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador 1.

O deslocamento vertical em boa parte das amostras é evidenciado quando as curvas em transitório e a de regime são sobrepostas na mesma figura, como em A1.11, onde as curvas de transitório, além de sobrepostas, estão espelhadas.

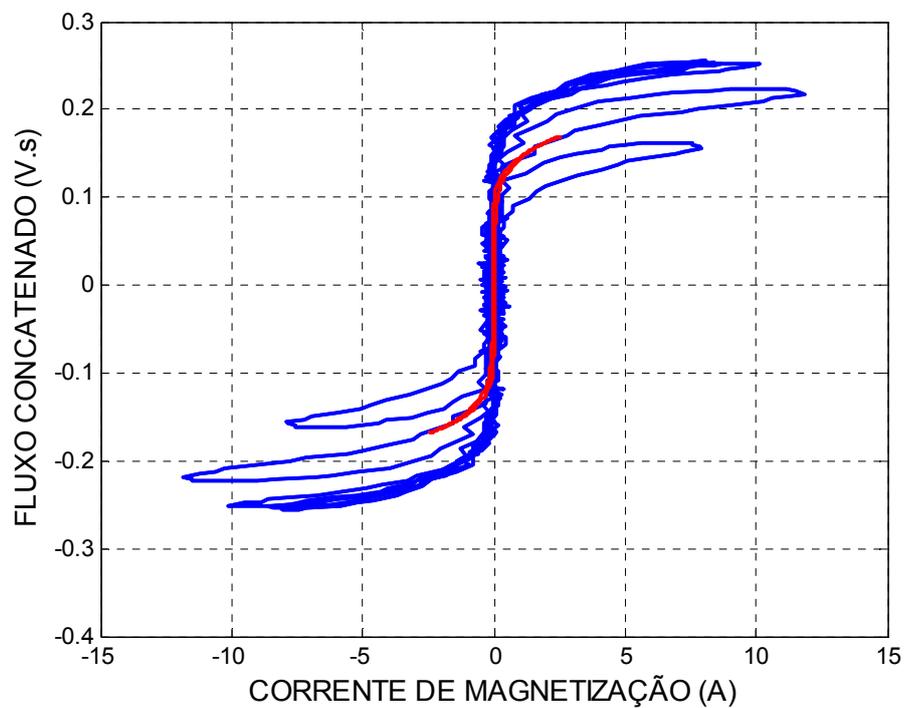


Figura A1.11. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador 1, agrupadas (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

É então realizado o ajuste de offset das curvas de transitório, o conjunto de todas as medições obtidas anteriormente é comparado com a curva em regime nominal e encontra-se o valor do offset a ser retirado do mesmo. O resultado é demonstrado na figura A1.12:

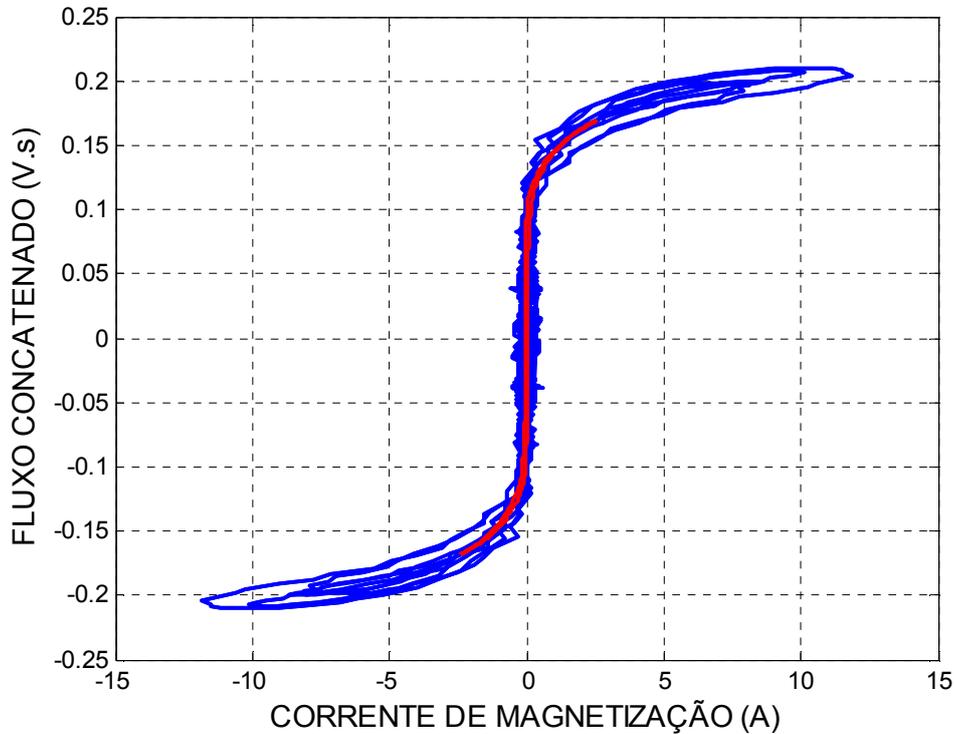


Figura A1.12. Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho).

O melhor ajuste, para este caso ocorre quando o valor médio do vetor de ensaios transitórios ao redor do valor máximo de $N\Phi_{regime}$ é comparado com o valor máximo de $N\Phi_{regime}^1$.

E, conforme discutido no capítulo 3, nesta implementação a função deve ser expressa como $i_M = f(N\Phi)$. A função utilizada para ajuste é novamente a família de curvas com somas de exponenciais:

$$i_M(N\Phi) = f(N\Phi) = ae^{bN\Phi} - ae^{-bN\Phi} \quad (5.1)$$

¹ Conforme discutido no capítulo 5, o melhor ajuste para o transformador 2 foi encontrado para o valor mínimo do vetor de ensaios transitórios ajustado ao redor do valor máximo de $N\Phi_{regime}$.

O resultado é demonstrado na Figura A1.13 e na tabela A1.2:

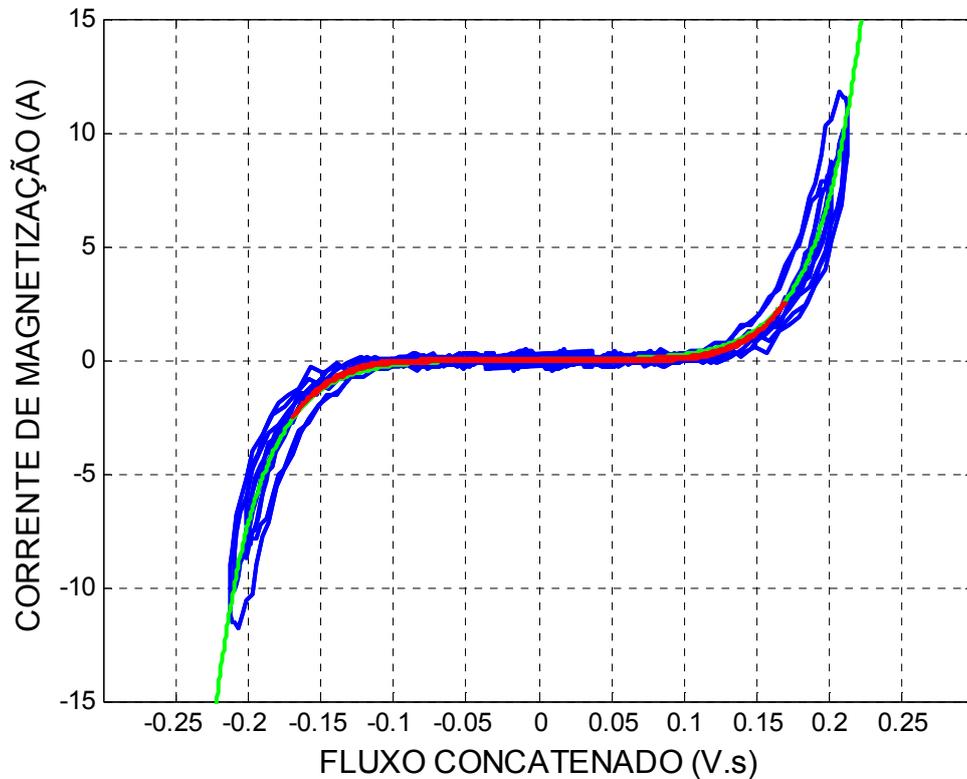


Figura A1.13. Características $\dot{i}_M \times N \Phi$ dos testes de transitório (azul), curva em regime permanente (vermelho) e função exponencial encontrada (verde).

A função de ajuste de curvas resultou nos parâmetros $a = 0,008822$ e $b = 33,54$. Tais parâmetros são suficientes para ajustar o modelo de transformador não linear proposto. As demais características, como o algoritmo usado, tamanho dos vetores e precisão estão dispostas na tabela A1.3.

Tabela A1.3. Resultado do ajuste de curva para transformador 1.

FITTEDMODEL =	GOODNESS =	OUTPUT =
General model: FITTEDMODEL(x) = $a \cdot \exp(b \cdot x) - a \cdot \exp(-b \cdot x)$ Coefficients (with 95% confidence bounds): a = 0.008822 (0.007368, 0.01027) b = 33.54 (32.71, 34.36)	sse: 922.5784 rsquare: 0.9495 dfe: 2086 adjrsquare: 0.9494 rmse: 0.6650	numobs: 2088 numparam: 2 residuals: [2088x1 double] Jacobian: [2088x2 double] exitflag: 1 iterations: 42 funcCount: 127 firstorderopt: 0.4531 algorithm: 'Trust-Region Reflective Newton'

Validação do modelo obtido

Para validação do modelo foram feitos ensaios semelhantes aos do capítulo 6, primeiramente comparando curvas em regime permanente, e depois com um ensaio de energização.

Ensaio em regime permanente

O transformador foi ensaiado em condição de vazio, com o secundário (lado 127V) deixado em aberto e com o primário (lado 31V) submetido a tensões senoidais de diferentes amplitudes. Os dados foram obtidos com o sistema em regime permanente.

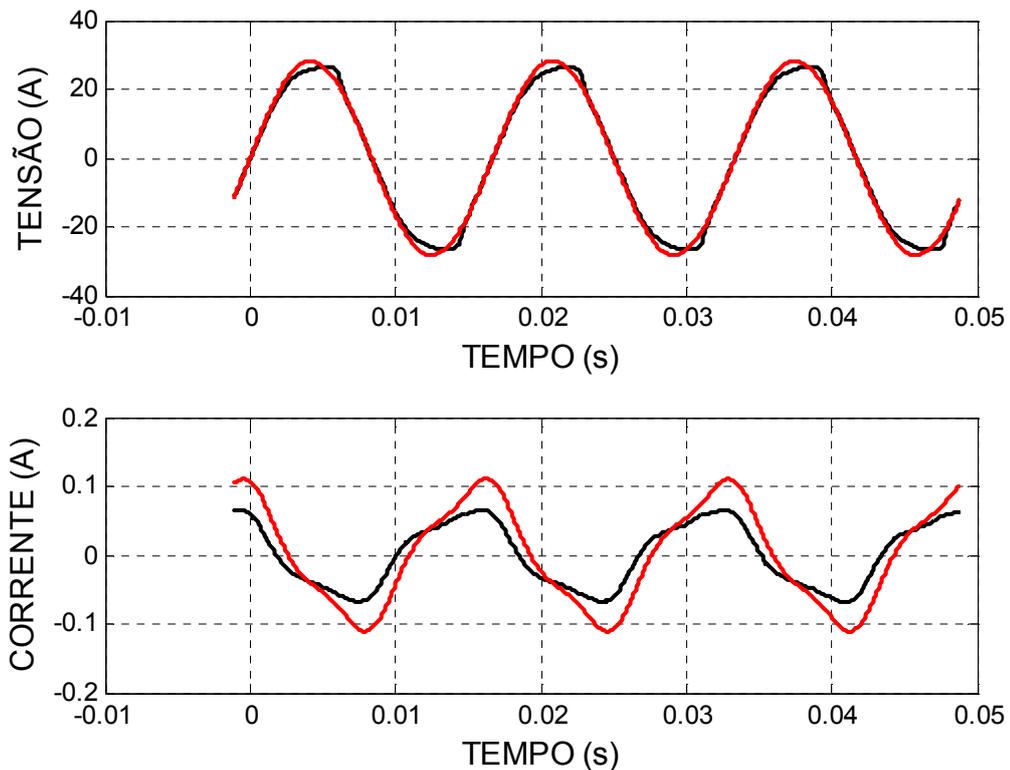


Figura A1.14. Reprodução do ensaio de regime em aberto em 20V ou 0,65PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo).

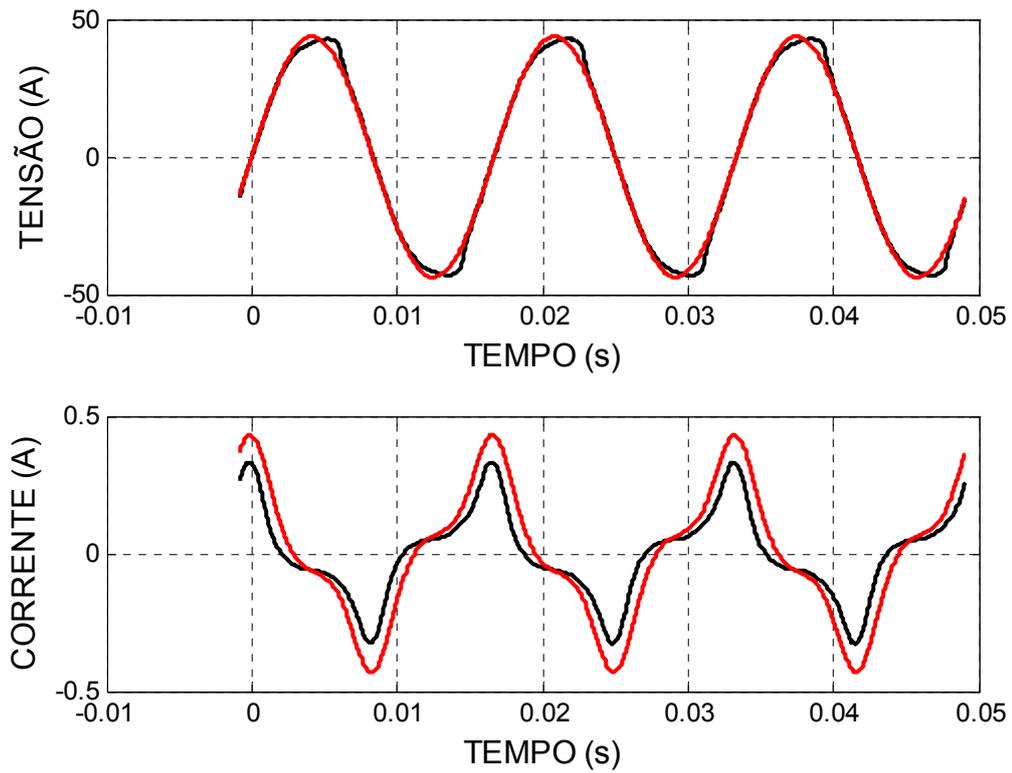


Figura A1.15. Reprodução do ensaio de regime em aberto em 31V ou 1PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo).

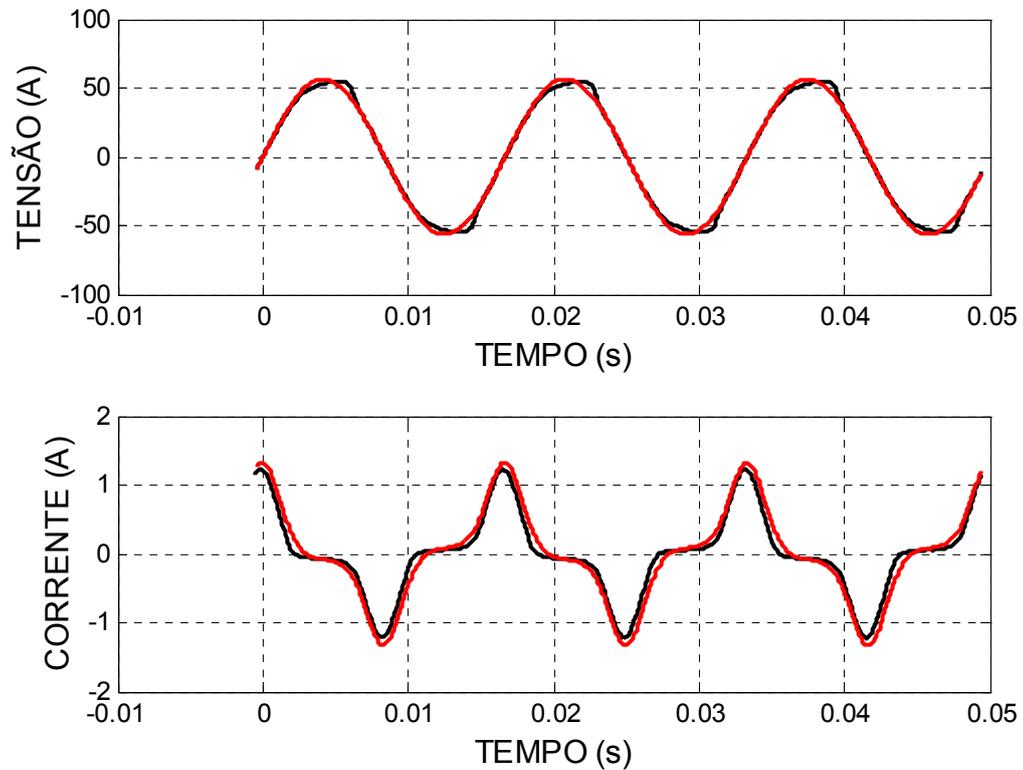


Figura A1.16. Reprodução do ensaio de regime em aberto em 40V ou 1,29PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo).

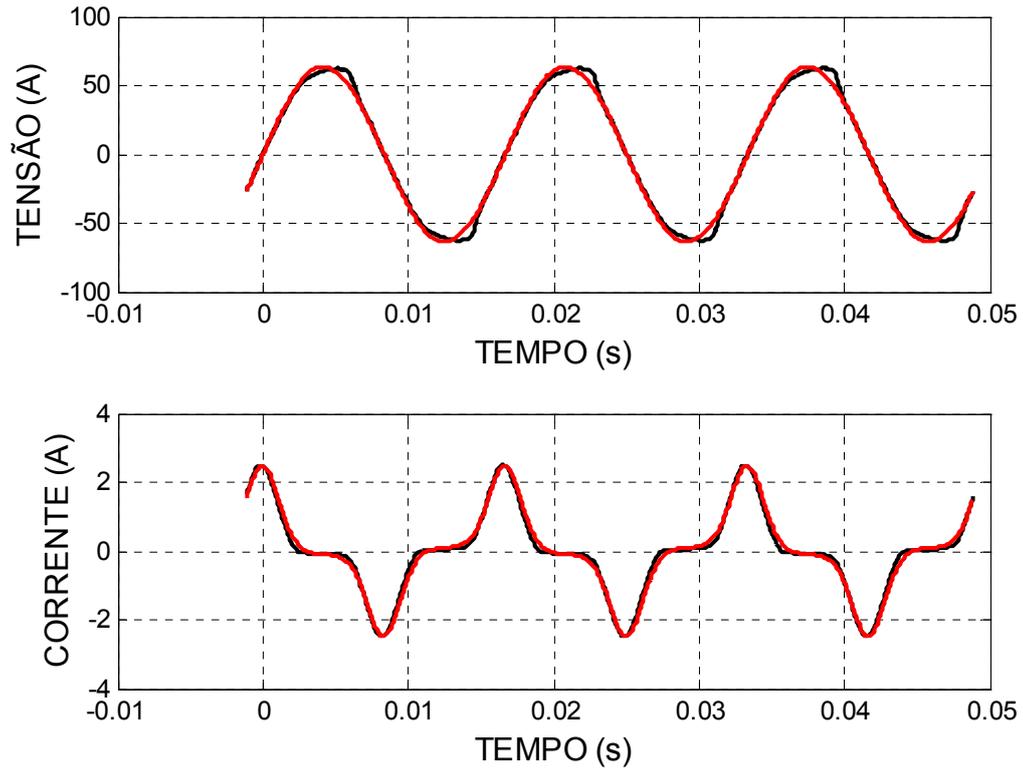


Figura A1.17. Reprodução do ensaio de regime em aberto em 45V ou 1,45PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo).

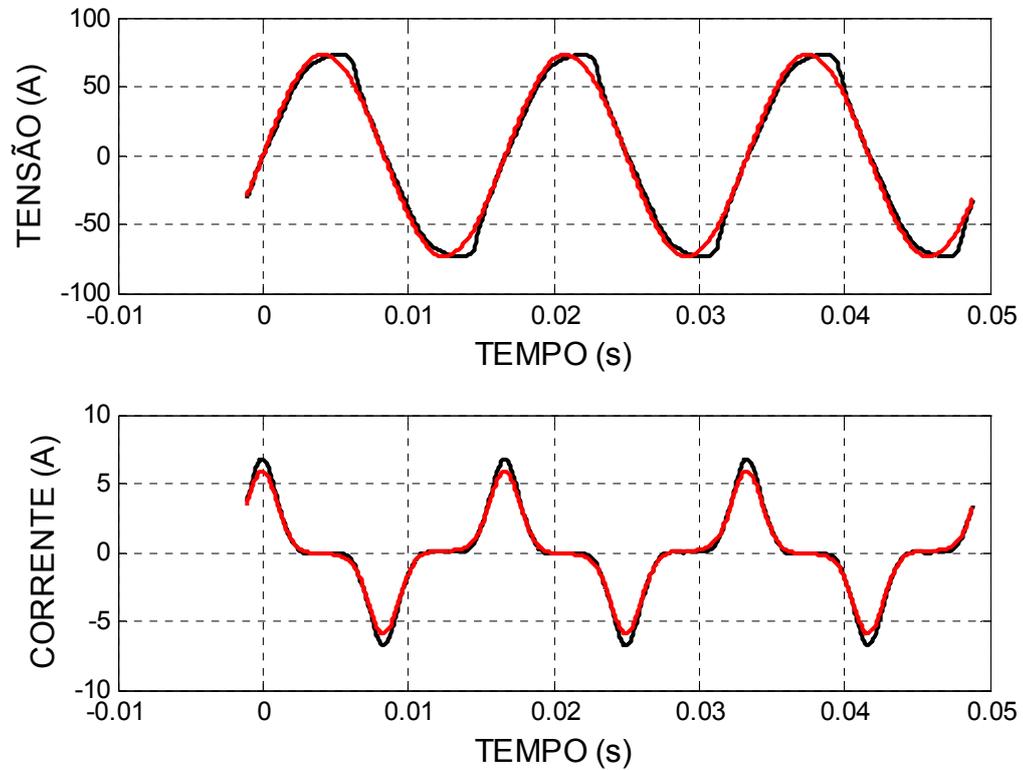


Figura A1.18. Reprodução do ensaio de regime em aberto em 52V ou 1,68PU. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo).

Tabela A1.4: Erros de magnitude encontrados.

	Corrente de pico	Modelo Contínuo	Erro (%)
0,65 PU	0,066	0,11	66,7%
1,0 PU	0,33	0,43	30,3%
1,29 PU	1,23	1,32	7,3%
1,45 PU	2,49	2,48	0,4%
1,68 PU	6,76	5,92	12,4%

Os resultados encontrados com o ajuste dos parâmetros do modelo para um transformador de pequena potência são bastante semelhantes aos encontrados para o transformador 2, e discutidos no capítulo 6, item 6.1. Nota-se baixa aderência das formas de onda e erros consideráveis para condições de baixa saturação. Por outro lado, em condições saturadas, as formas de onda são aderentes às encontradas experimentalmente. Da mesma forma, nestas condições o erro encontrado é bastante aceitável.

Ensaio em transitório

Para verificar o comportamento do modelo durante transitórios, foi realizada a obtenção de correntes de *inrush* durante energização do transformador e o resultado comparado com dados de simulação, assim como no capítulo 6. A resistência dos cabos foi modelada como um resistor de $0,4 \Omega$.

As correntes de pico dos primeiros seis ciclos encontradas na medição e simulação estão dispostas na tabela A1.5. Qualitativamente, observa-se novamente boa aderência do resultado simulado ao prático.

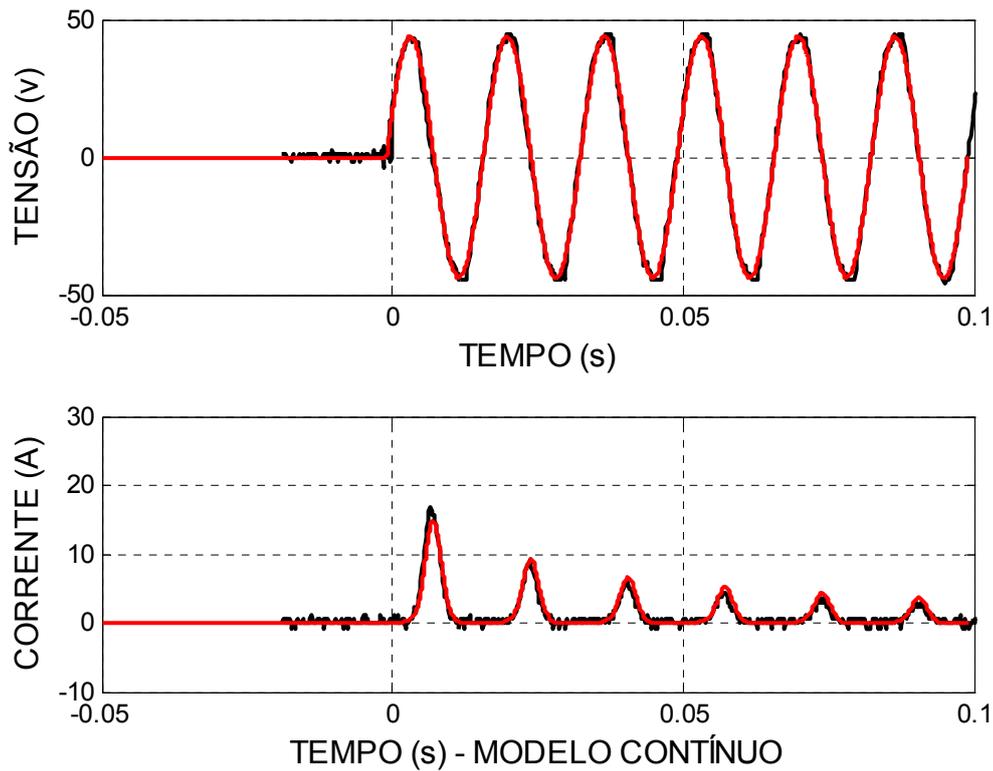


Figura A1.19. Reprodução do ensaio de energização, com resistência série de $0,2\Omega$. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho). Tensões de entrada (acima), correntes obtidas pelo modelo contínuo (abaixo).

Tabela A1.5: Correntes de pico medida e simulada no ensaio de energização.

	1º Ciclo	2º Ciclo	3º Ciclo	4º Ciclo	5º Ciclo	6º Ciclo	
Corrente medida (A pico)	16,8	9,3	6,1	4,3	3,7	3	
Corrente modelo contínuo (A pico)	14,9	9,2	6,7	5,2	4,3	3,6	Média
Erro (%)	11,3%	1,1%	9,8%	20,9%	16,2%	20,0%	13,2%

Da mesma forma como no transformador 2, os testes de transitório demonstram que, mesmo com a baixa performance do modelo em condições de baixa saturação, o resultado em condições práticas de simulação de corrente de *inrush* é bastante similar à condição experimental, demonstrando a utilidade do modelo para ajuste de controladores dos equipamentos citados anteriormente, baseados em tecnologia de eletrônica de potência.

Os resultados demonstram a validade do método, dentro de suas limitações, para diferentes transformadores.

ANEXO II: LISTAGENS DOS PROGRAMAS EM MATLAB

Este anexo detalha os códigos dos *softwares* desenvolvidos em linguagem MATLAB (versão 7.6 R2008a) utilizados para realizar as operações descritas nos capítulos 3, 4 e 5. O processamento dos dados é realizado seqüencialmente por 4 programas.

O primeiro deles trata dados do ensaio de curto circuito, tem como entradas as resistências CC dos enrolamentos e dados de configuração do osciloscópio digital, além das formas de onda obtidas. Sua saída são as reatâncias e resistências série, primária e secundária.

O segundo programa trata os dados do ensaio em aberto, tendo como entradas os dados de impedância série e de configuração do osciloscópio digital, além das formas de onda obtidas. A saída é a resistência de perdas e os vetores de fluxo concatenado e corrente de magnetização em condições nominais.

O terceiro programa utiliza os dados de ensaios de energização para obter os vetores de fluxo concatenado e corrente de magnetização obtidos em transitório.

O quarto programa retira os deslocamentos verticais causados pela magnetização residual dos dados de transitórios e realiza os ajustes de curvas ao conjunto de dados obtido.

PROGRAMA 1: ENSAIO DE CURTO-CIRCUITO.

```

%programa para obtenção dos parametros do transformador para ensaio em
%curto
%este programa foi escrito para o MATLAB versão 7.6 R2008a
%14-12-05
%Revisao em 09/05/2008 - Thiago Monteiro
%atualização para transformador do MDVR05 em 15/05/2009

close all;
clear all;

%Leitura dos dados do osciloscopio
dados=csvread('TRA_curto-ladoaltacc.csv',2,0);

%Registra em forma de vetores dados do osciloscópio
tv=dados(:,1);
v=dados(:,2);
ti=dados(:,1);
i=dados(:,3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Dados de entrada
escala=0.005%input('Escala de tempo (s) = '); %escala do osciloscopio
lado='s'%input('Lado curto-circuitado (p ou s) = ');
rt=255/127%input('Relação de transformação (Ns/Np) = ');
rdpcc=0.04161%input('Resistencia CC do enrolamento primario(ohms) = ');
rdscc=0.05887%input('Resistencia CC do enrolamento secundario(ohms) = ');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo do numero de amostras por ciclo
nam=length(v); %total de amostras
freq=60;
periodo=1/freq;
np=10*escala/periodo; %tamanho da janela do osciloscopio
N=nam/np; %numero de amostras por ciclo

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de Tensao
off_v=0;
for k=1:N
    off_v=off_v+v(k);
end
off_v=off_v/N;
v=v-off_v;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de Corrente
off_i=0;
for k=1:N
    off_i=off_i+i(k);
end
off_i=off_i/N;
i=i-off_i;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Um ciclo de tensao + extração de fundamental
for k=1:N

```

```

        vc(k)=v(k);
end
fv=abs(2*fft(vc)/N);
vfund=max(fv);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Um ciclo de corrente + extração de fundamental
for k=1:N
    ic(k)=i(k);
end
fi=abs(2*fft(ic)/N);
ifund=max(fi);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Ensaio em curto
somav=0;
%Calculo de valor eficaz de Tensao
for k=1:N
    v2(k)=v(k)*v(k);
    somav=somav+v2(k);
end
vef=somav/N;
vef=sqrt(vef);

%Calculo de valor eficaz de Corrente
somai=0;
for k=1:N
    i2(k)=i(k)*i(k);
    somai=somai+i2(k);
end
ief=somai/N;
ief=sqrt(ief);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de potencia media
pot=0;
for m=1:N
    p(m)=v(m)*i(m);
    pot=pot+p(m);
end
pot=pot/N;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
zd=vfund/ifund; %impedancia total (fundamental);
cos_teta=pot/(vef*ief);
teta=acos(cos_teta);
rd=zd*cos(teta); %resistencia total;
%xd=zd*sin(teta); %reatancia total;
xd=sqrt(zd^2-rd^2);

if lado=='p'
    xds=xd/2; %reatancia de dispersao sec.ref.sec.
    Lds=xds/(freq*2*pi); %indutancia de dispersao sec.ref.sec.
    xdp=xd/(rt^2); %reatancia de dispersao pri.ref.pri.
    Ldp=xdp/(freq*2*pi); %indutancia de dispersao pri.ref.pri.
    rds=(rd*rdscc)/(rdscc+rdpcc*(rt^2)); %resistencia de dispersao
sec.ref.sec
    rdp=(rd-rds)/(rt^2); %resistencia de dispersao pri.ref.pri.

elseif lado=='s'

```

```

        xdp=xd/2;           %reatancia de dispersao primaria
        Ldp=xdp/(freq*2*pi); %indutancia de dispersao primaria
        xds=xdp*(rt^2);    %reatancia de dispersao secundaria
        Lds=xds/(freq*2*pi); %indutancia de dispersao secundaria
        rdp=(rd*rdpcc)/(rdpcc+rdscc/(rt^2)); %resistencia de dispersao
                                           %sec.ref.sec
        rds=(rd-rdp)*(rt^2); %resistencia de dispersao pri.ref.pri.
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Impedâncias dos enrolamentos
zdp=rdp+j*xdp;
zds=rds+j*xds;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(ti,v,'r');
grid on;
legend('Tensao VCC');
subplot(2,1,2);
plot(ti,i,'k');
legend('Corrente ICC');
grid on;
xlabel('Tempo (s)');
clc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Saídas do programa - Impedâncias dos enrolamentos
DISPERSAO_PRIMARIA=[zdp]
DISPERSAO_SECUNDARIA=[zds]

```

PROGRAMA 2: ENSAIO EM ABERTO.

```

%programa para obtenção da curva de magnetização do transformador para
%ensaio em vazio
%este programa foi escrito para o MATLAB versão 7.6 R2008a
%14-12-05
%Revisão em 09/05/2008 - Thiago Monteiro
%adaptação para trafo MDVR05 em 21/07/2010

close all;
clear all;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Dados de entrada
escala=0.005%input('Escala de tempo (s) = '); %escala do osciloscopio
lado='s'%input('Lado em aberto (p ou s) = ');
rt=255/127%input('Relação de transformação (Ns/Np) = ');

disp ('Dados Trafo') %Dados do ensaio em curto
rdp=0.0151 %input('Resistencia do enrolamento pri.ref.pri.(ohms) = ');
xdp=0.0159 %input('Reatancia de dispersao pri.ref.pri.(ohms) = ');
rds=0.0213 %input('Resistencia do enrolamento sec.ref.sec.(ohms) = ');
xds=0.0642 %input('Reatancia de dispersao sec.ref.sec.(ohms) = ');

%Leitura dos dados do osciloscopio
dados=csvread('regime_aberto_127.csv',2,0);

%Registra em forma de vetores dados do osciloscópio
tv=dados(:,1);
i=dados(:,2);
ti=dados(:,1);
v=dados(:,3);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo do numero de amostras por ciclo
nam=length(v); %total de amostras
freq=60;
periodo=1/freq;
np=10*escala/periodo; %numero de periodos (10 divisoes na
tela*escala=tempo total)
N=nam/np; %numero de amostras por ciclo
Ta=10*escala/nam; %periodo de amostragem
fa=1/Ta;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Seleção dos parametros de entrada
if lado=='p'
    xd=xdp;
    rd=rdp;
elseif lado=='s'
    xd=xds;
    rd=rds;
end
Ld=xd/(freq*2*pi); %indutancia de dispersao pri.ref.pri.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de Tensao
off_v=0;
for k=1:N

```



```

%Calculo de resistencia de perdas em paralelo
rm=(vef^2)/pot;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%inicialização de variáveis de integração de fluxo e tensão
fluxant=0;
vant=0;
for k=1:N
    %Calculo da corrente de magnetização (im)
    im(k)=i(k)-vm(k)/(rm);
    %Calculo do fluxo Nfi. Integral utilizando transformação bilinear
    nfi(k)=(Ta/2)*(vm(k)+vant)+fluxant;
    fluxant=nfi(k);
    vant=v(k);
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de fluxoe
off_nfi=0;
for k=1:N
    off_nfi=off_nfi+nfi(k);
end
off_nfi=off_nfi/N;
nfi=nfi-off_nfi;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Dados de entrada
figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(ti,v,'r');
grid on;
legend('TENSÃO VO');
subplot(2,1,2);
plot(ti,i,'k');
legend('CORRENTE IO');
grid on;
xlabel('TEMPO (s)');

%Curva de magnetização
figure(2);
plot(im,nfi)
grid on;
hold on
xlabel('CORRENTE DE MAGNETIZAÇÃO (A)', 'FontSize',12, 'FontName',
'ArialNarrow');
ylabel('FLUXO CONCATENADO (V.s)', 'FontSize',12, 'FontName', 'ArialNarrow');
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',1.5);
set(findobj('Type','axes'),'FontSize',12, 'FontName', 'ArialNarrow');
hold off
clc
RESISTENCIA_DE_MAGNETIZACAO=[rm]

%Vetores de regime, usados pelo programa de transitório
im_regime=im;
nfi_regime=nfi;

```

PROGRAMA 3: ENSAIO DE TRANSITÓRIO.

```

%programa para obtenção das curvas de magnetização do transformador
%para ensaio em vazio em transitório
%este programa foi escrito para o MATLAB versão 7.6 R2008a
%Revisão em 09/05/2008 - Thiago Monteiro
%adaptação para trafo MDVR05 em 21/07/2010

close all;
clc;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%IMPORTANTE: RODAR Ensaio_aberto_regime.m ANTES

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Dados de entrada
escala=0.020%input('Escala de tempo (s) = '); %escala do osciloscopio
lado='s'%input('Lado em aberto (p ou s) = ');
rt=255/127%input('Relação de transformação (Ns/Np) =');

disp ('Dados Trafo') %Dados do ensaio em curto
rdp=0.0151 %input('Resistencia do enrolamento pri.ref.pri.(ohms) =');
xdp=0.0159 %input('Reatancia de dispersao pri.ref.pri.(ohms) =');
rds=0.0213 %input('Resistencia do enrolamento sec.ref.sec.(ohms) =');
xds=0.0642 %input('Reatancia de dispersao sec.ref.sec.(ohms) =');

%Leitura dos dados do osciloscopio
%%% DADOS ORIGINAIS - 18 MEDIDAS REALIZADAS
%%% LIMITAÇÃO DE VISUALIZAÇÃO GRÁFICA DE 9 LEITURAS POR VEZ
% %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% dados0=csvread('inrush_com_demag-01.csv',2,0);
% dados1=csvread('inrush_com_demag-02.csv',2,0);
% dados2=csvread('inrush_com_demag-03.csv',2,0);
% dados3=csvread('inrush_com_demag-04.csv',2,0);
% dados4=csvread('inrush_com_demag-05.csv',2,0);
% dados5=csvread('inrush_com_demag-06.csv',2,0);
% dados6=csvread('inrush_com_demag-07.csv',2,0);
% dados7=csvread('inrush_com_demag-08.csv',2,0);
% dados8=csvread('inrush_com_demag-09.csv',2,0);
%
% dados0=csvread('inrush_com_demag-10.csv',2,0);
% dados1=csvread('inrush_com_demag-11.csv',2,0);
% dados2=csvread('inrush_com_demag-12.csv',2,0);
% dados3=csvread('inrush_com_demag-13.csv',2,0);
% dados4=csvread('inrush_com_demag-14.csv',2,0);
% dados5=csvread('inrush_com_demag-15.csv',2,0);
% dados6=csvread('inrush_com_demag-16.csv',2,0);
% dados7=csvread('inrush_com_demag-17.csv',2,0);
% dados8=csvread('inrush_com_demag-18.csv',2,0);

%%% DADOS SELECIONADOS
% % % %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
dados0=csvread('inrush_com_demag-01.csv',2,0);
dados1=csvread('inrush_com_demag-11.csv',2,0);
dados2=csvread('inrush_com_demag-08.csv',2,0);
dados3=csvread('inrush_com_demag-11.csv',2,0);
dados4=csvread('inrush_com_demag-15.csv',2,0);
dados5=csvread('inrush_com_demag-15.csv',2,0);
dados6=csvread('inrush_com_demag-17.csv',2,0);
dados7=csvread('inrush_com_demag-01.csv',2,0);
dados8=csvread('inrush_com_demag-11.csv',2,0);

```

```

% O osciloscopio agilent DSO6014A solta o vetor de tempo onde o trigger é
% dado em t=0, assim, é possível eliminar os dados 0, 0 quando o sistema
% ainda nao esta energizado

ps=1; %ponto inicial
pe=1000;%566; %ponto final
ptrig=find(dados0(:,1)>=0); %ponto quando é realizado o trigger
%ajuste para obtenção de alguns pontos antes do trigger - segurança
ptrig=ptrig(1,1)-13;

%Registra em forma de vetores dados do osciloscópio
t0=dados0(ps:pe,1); v0=dados0(ps:pe,3); i0=-dados0(ps:pe,2);
t1=dados1(ps:pe,1); v1=dados1(ps:pe,3); i1=-dados1(ps:pe,2);
t2=dados2(ps:pe,1); v2=dados2(ps:pe,3); i2=-dados2(ps:pe,2);
t3=dados3(ps:pe,1); v3=dados3(ps:pe,3); i3=-dados3(ps:pe,2);
t4=dados4(ps:pe,1); v4=dados4(ps:pe,3); i4=-dados4(ps:pe,2);
t5=dados5(ps:pe,1); v5=dados5(ps:pe,3); i5=-dados5(ps:pe,2);
t6=dados6(ps:pe,1); v6=dados6(ps:pe,3); i6=-dados6(ps:pe,2);
t7=dados7(ps:pe,1); v7=dados7(ps:pe,3); i7=-dados7(ps:pe,2);
t8=dados8(ps:pe,1); v8=dados8(ps:pe,3); i8=-dados8(ps:pe,2);

%Salva vetores em formato de matriz
t1=[t0 t1 t2 t3 t4 t5 t6 t7 t8];
v1=[v0 v1 v2 v3 v4 v5 v6 v7 v8];
i1=[i0 i1 i2 i3 i4 i5 i6 i7 i8];

%Seleciona dados que serão de fato utilizados
t=t1(ptrig:pe,:);
v=v1(ptrig:pe,:);
i=i1(ptrig:pe,:);

%número de entradas utilizadas - necessário para processamento
entradas=size(t, 2)
%número de pontos das entradas
nam=dados0(:,1);
nam1=length(t0);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo do numero de amostras por ciclo
nam=length(nam); %total de amostras
freq=60;
periodo=1/freq;
fa=1/(t0(2)-t0(1));
Ta=1/fa; %periodo de amostragem
np=(max(t0)-min(t0))/periodo; %numero de periodos
N=nam1/np; %numero de amostras por ciclo
M=1*N; %numero de periodos a serem analisados
M=fix(M); %valor inteiro
t2=t(1:M,:);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Seleção dos parametros de entrada
if lado=='p'
    xd=xdp;
    rd=rdp;
elseif lado=='s'
    xd=xds;
    rd=rds;
end

```

```

Ld=xd/(freq*2*pi); %indutancia de dispersao pri.ref.pri.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Descobre o ponto exato onde o primeiro ciclo completo de tensão termina
% Calcula angulo de tensão no momento da energização
for k=fix(N):fix(2*N)
    for y=1:entradas
        if (v((k-1),y)<0)&&(v((k),y)>=0)
            cross(1,y)=k;
            if (k)>N
                ang(1,y)=90-(360/(2*pi))*(k-N)/N;
            else
                ang(1,y)=90-(360/(2*pi))*(k)/N;
            end
        end
    end
end

%saída - ponto onde o primeiro ciclo de tensão termina
cross
%saída - angulo da tensão no momento da energização
ang

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de Corrente
off_i=zeros(1, entradas);

for k=1:ptrig
    for y=1:entradas

        off_i(1,y) = off_i(1,y) + il(k, y);

    end
end
%correção de offser de corrente
off_i=off_i/ptrig;
i=i-ones(size(i,1),1)*off_i;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de Tensao
off_v=zeros(1, entradas);

%tira offset da ponta - dados anteriores a tempo de referencia do trigger
for k=1:ptrig
    for y=1:entradas

        off_v(1,y) = off_v(1,y) + v1(k, y);

    end
end
%correção de offset de tensão
off_v=off_v/ptrig;
v=v-ones(size(v,1),1)*off_v;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de valor eficaz de Tensao
somav=zeros(1, entradas);
for k=1:M
    for y=1:entradas

```

```

v2(k,y) = v(k,y)^2;
somav(1,y) = somav(1,y) + v2(k,y);

end
end
vef=somav/M;
vef=sqrt(vef);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Função derivada da corrente
w0=60*2*pi; %frequencia fundamental
wc=600*2*pi; %frequencia de "corte" da derivada
k=(sqrt(w0^2+wc^2))/w0;
num=[k 0];
den=[1 wc];
[numd,dend]=bilinear(num,den,fa); %discretização
der=tf(numd,dend);
di=zeros(size(v));

for y=1:entradas

    di(:,y) = lsim(der, i(:,y), t(:,y));

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de offset de derivada de corrente
off_di=zeros(1, entradas);

for k=1:M
    for y=1:entradas

        off_di(1,y) = off_di(1,y) + di(k,y);

    end
end
%correção de offset de derivada de corrente
off_di = ones(size(di),1)*off_di/M;
di = di - off_di;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo da tensao de magnetização
vm=zeros(M,entradas);

for k=1:M
    for y=1:entradas

        vm(k,y) = v(k,y) - rd*i(k,y) - Ld*di(k,y);

    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de potencia media
pot = zeros(1, entradas);
p = zeros(M,entradas);

```

```

for k=1:M
    for y=1:entradas

        p(k,y) =    vm(k,y)*i(k,y);
        pot(1,y)=    pot(1,y) + p(k,y);

    end
end

pot = pot/M;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calculo de resistencia de perdas de histerese
rm = zeros(1, entradas);

for y=1:entradas

    rm(1,y) =    (vef(1,y)^2) / pot(1,y);

end

%saída - resistência de perdas
rm

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%inicialização de variáveis de integração de fluxo e tensão
fluxant =    zeros(1, entradas);
vant     =    zeros(1, entradas);
im       =    zeros(M,entradas);
nfi      =    zeros(M,entradas);

for k=1:M
    for y=1:entradas

        %Calculo da corrente de magnetização (im)
        im(k,y) =    i(k,y) - vm(k,y) / rm(1,y);

        %Calculo do fluxo Nfi. Integral utilizando transformação bilinear
        nfi(k,y) =    (Ta/2) * (vm(k,y) + vant(1,y)) + fluxant(1,y);

        %valores anteriores
        fluxant(1,y) =    nfi(k,y);
        vant(1,y)    =    v(k,y);

    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%espelhamento dos vetores
im_transient    = [-im; im];
nfi_transient   = [-nfi; nfi];

%Dados de entrada
figure(1)
subplot(2,1,1);
plot(t(:,8),v(:,8),'r');
ylabel('TENSÃO (V)', 'FontSize',12,'FontName', 'ArialNarrow');
grid on;

```

```

subplot(2,1,2);
plot(t(:,8),i(:,8),'k');
ylabel('CORRENTE (A)','FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');
grid on;
xlabel('TEMPO (s)','FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',1);
set(findobj('Type','axes'),'FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');

figure(2)
subplot(3,3,1)
plot(im(:,1), nfi(:,1))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
subplot(3,3,2)
plot(im(:,2), nfi(:,2))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
subplot(3,3,3)
plot(im(:,3), nfi(:,3))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
subplot(3,3,4)
plot(im(:,4), nfi(:,4))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
ylabel('FLUXO CONCATENADO (V.s)','FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');
subplot(3,3,5)
plot(im(:,5), nfi(:,5))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
subplot(3,3,6)
plot(im(:,6), nfi(:,6))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
subplot(3,3,7)
plot(im(:,7), nfi(:,7))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
subplot(3,3,8)
plot(im(:,8), nfi(:,8))
axis([-100 100 -1 1])
grid on
xlabel('CORRENTE (A)','FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');
subplot(3,3,9)
plot(im(:,9), nfi(:,9))
axis([-100 100 -1 1])
grid on

figure(3);
plot(im_transient,nfi_transient,'b');
grid on;
xlabel('CORRENTE (A)','FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');
ylabel('FLUXO CONCATENADO (V.s)','FontSize',12,'FontName','ArialNarrow');
hold
plot(im_regime, nfi_regime, 'r')
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',1.5);

```

PROGRAMA 4: ELIMINAÇÃO DE MAGNETIZAÇÃO RESIDUAL E *CURVE FITTING.*

```

%programa para ajuste de magnetização residual do transformador
%para ensaio em vazio em transitório e ajuste de curvas
%este programa foi escrito para o MATLAB versão 7.6 R2008a
%Thiago Monteiro
%Revisão em 25/09/2010

%IMPORTANTE
%rodar saturacao_profunda_v2.m antes
close all
clc

%% inverte a curva caso ela seja negativa
im_p = zeros(size(im));
nfi_p = zeros(size(nfi));

for y=1:entradas

    [im_p(:,y), nfi_p(:,y)]=inverte(im(:,y), nfi(:,y));

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Etapa 1: Ajuste das curvas de transitório entre si
margem1=3*ones(1,size(im_p,2)); %tamanho inicial da janela
pontos=2; %numero de pares requeridos para convergir

%inicialização das variáveis ajustadas
im_a=zeros(size(im_p,2),pontos)
nfi_a=zeros(size(im_p,2),pontos)

for y=1:size(im_p,2)
    n=pontos+1;
    while n>pontos
        margem1(1,y)=margem1(1,y)-0.001;
        %diminuição da janela até numero de pontos ficar no número estabelecido
        %acima

        % função arredores encontra valores de im_p e nfi_p dentro de margem1 do
        % valor máximo de im_regime
        [im_aux, nfi_aux]= arredores(max(im_regime), margem1(1,y), im_p(:,y),
        nfi_p(:,y));
        n=size(im_aux,2);

    end

    ajustel(y)=-mean(nfi_aux)
end

%ajusta as curvas
ajuste = ones(size(nfi_p,1),1)*ajustel;
%ajuste -> nfi positivo e ajustado
nfi_pa = nfi_p + ajuste;

% curvas refletidas

```



```

hold
plot(im_regime, nfi_regime, 'r')
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',1.5');
hold off

figure(3);
plot(nfi_final,im_final, 'b');
grid on;
ylabel('CORRENTE (A)','FontSize',12,'FontName', 'ArialNarrow');
xlabel('FLUXO CONCATENADO (V.s)', 'FontSize',12,'FontName', 'ArialNarrow');
hold
plot(nfi_regime,im_regime, 'r')
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',1.5');
hold off

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Ajuste em 3 retas
clear nfi_reta
clear im_reta

a=2; %corrente máxima im2
b=15; %corrente máxima im3
c=0.2; %inclinação alfa1
d=0.013; %inclinação alfa2
e=0.0025; %inclinação alfa3
f=10; %resolução

im_reta=zeros(50*f);
nfi_reta=zeros(50*f);

% Encontra equações de reta e sua validade
for k=1:(50*f)
    im_reta(k)=k/f;

    if im_reta(k) < a
        nfi_reta(k)=c*im_reta(k);

    else if im_reta(k) < b
        nfi_reta(k)=d * im_reta(k) + nfi_reta(fix(a*f)-1);

        else
%         [x]=solve('e * im_reta(fix(b*f)-1) + x - nfi_reta(fix(b*f)-1)=0')
            nfi_reta(k)=e * im_reta(k) + -e*im_reta(fix(b*f)-
1)+nfi_reta(fix(b*f)-1);
        end
    end
end
end
[im_reta, i] = sort([-im_reta im_reta]);
[nfi_reta, ii] = sort([-nfi_reta nfi_reta]);

%Resultados
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%')
disp('Resultado da aproximação linear')
disp('curva 1: inclinação(c) e corrente máxima(a)')
c
a
disp('curva 2: inclinação(d) e corrente mínima (a) e máxima(b)')
d
a

```

```

b
disp('curva 3: inclinação(e) e corrente mínima (b)')
e
b

%Indutâncias equivalentes para implementação em simulador
disp('indutancia do indutor 1 do psim')
ind1=c
disp('indutancia do indutor 2 do psim')
[ind2]=solve('c*x/(c+x)-d=0')
disp('indutancia do indutor 3 do psim')
[ind3]=solve('ind2*x/(ind2+x)-e=0')
disp('%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%')

figure(4);
plot(im_final,nfi_final, 'b');
grid on;
xlabel('CORRENTE (A)', 'FontSize',12, 'FontName', 'ArialNarrow');
axis([-50 50 -1 1])
ylabel('FLUXO CONCATENADO (V.s)', 'FontSize',12, 'FontName', 'ArialNarrow');
hold
plot(im_regime, nfi_regime, 'r')
plot(im_reta, nfi_reta, 'g')
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',1.5');
hold off

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%transforma matrizes im_final e nfi_final em vetores
%para uso no cftool
nfi_ff=zeros(size(nfi_final,1)*entradas,1);
im_ff=zeros(size(im_final,1)*entradas,1);

for k=1:size(nfi_final,1)
    for y=1:entradas

        nfi_ff(k+(y-1)*(size(nfi_final,1)),1)=nfi_final(k,y);
        im_ff(k+(y-1)*(size(im_final,1)),1)=im_final(k,y);
    end
end

disp('PARAMETROS DO MODELO')
%CFTOOL(nfi_ff,im_ff)
%tipo de função usada para curve fitting
exponencial = fittype('a*exp(b*x)-a*exp(-b*x)');
%execução do curve fitting
[FITTEDMODEL,GOODNESS,OUTPUT]=FIT(nfi_ff,im_ff,exponencial)

%exibição do curve fitting
figure(5)
plot(nfi_ff, im_ff, 'b')
hold
grid on
plot(nfi_regime, im_regime, 'r')
plot(FITTEDMODEL, 'g');
ylabel('CORRENTE (A)', 'FontSize',12, 'FontName', 'ArialNarrow');
xlabel('FLUXO CONCATENADO (V.s)', 'FontSize',12, 'FontName', 'ArialNarrow');
AXIS([-1 1 -50 50])
set(findobj('Type','line'),'Linewidth',2.2');
hold off

```

FUNÇÕES:

inverte.m

```
function [im1 nfil] = inverte(im, nfi)
if sum(im)<0
    im1=-im;
    nfil=-nfi;
    disp('invertido')
else
    im1=im;
    nfil=nfi;
    disp('não invertido')
end
f=([im1 nfil]);
drawnow;
```

arredores.m

```
% acha valores do par im nfi próximos de "e" do valor a.
function [im1 nfil] = arredores(a, e, im, nfi)
kont=0;
im1=0;
nfil=0;
for k=1:size(im,1)
    for y=1:size(im,2)
        if (im(k,y)>=a-e) && (im(k,y)<=a+e)
            kont=kont+1;
            im1(1,kont)=im(k,y);
            nfil(1,kont)=nfi(k,y);
        end
    end
end
f=([im1; nfil]');
drawnow;
```

cortaneg.m

```
function [im1 nfil] = cortaneg(x, im, nfi)
for i=1:size(im,1)
if nfi(i)>=x
    im1(i)=im(i);
    nfil(i)=nfi(i);
else
    im1(i)=0;
    nfil(i)=0;
end
end
f=([im1 nfil]);
drawnow;
```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABDULSALAM, S.G.; XU, W.; DINAVAH, V. Modelling and simulation of three-phase transformers for inrush current studies. In: GENERATION, TRANSMISSION AND DISTRIBUTION, IEE PROCEEDINGS. Volume: 152 , issue: 3. 2005, p. 328 – 333.

ABDULSALAM, S.G.; XU, W.; NEVES, W.L.A; LIU, X. Estimation of Transformer Saturation Characteristics From Inrush Current Waveforms. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, Volume: 21, issue: 1. 2006, p. 170 – 177.

ABED, N.Y.; MOHAMMED, O.A. Physics-Based High-Frequency Transformer Modeling by Finite Elements. In: IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. Volume: 46 , issue: 8. 2010, p. 3249 – 3252.

AL-KHALIFAH, A.K.; EL-SAADANY, E.F. Investigation of Magnetizing Inrush Current in a Single-Phase Transformer. In: CONFERENCE ON LARGE ENGINEERING SYSTEMS. 2006, p. 165 – 171.

ALONSO, G. J.A. A new method for calculating of leakage reactances and iron losses in transformers. In: PROCEEDINGS OF THE FIFTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, 2001. ICEMS 2001. Volume: 1. 2001, p. 178 – 181.

CALABRO, S.; COPPADORO, F.; CREPAZ, S. The Measurement of the Magnetization Characteristics of Large Power Transformers and Reactors through D.C. Excitation. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. Volume: 1, issue: 4. 1986, p. 224 – 234.

CHEN Y.H.; LIN C.Y.; CHEN J.M.; CHENG P.T. An Inrush Mitigation Technique of Load Transformers for the Series Voltage Sag Compensator. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. Volume: 25 , issue: 8. 2010, p. 2211 – 2221.

CHENG, P.T.; CHEN, W.T.; CHEN, Y.H.; WANG, C.H. A Transformer Inrush Mitigation Method for Series Voltage Sag Compensators. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE. Volume: 2. 2005, p. 881 – 888.

CHIESA, N.; MORK, B.A.; HØIDALEN, H.K. Transformer Model for Inrush Current Calculations: Simulations, Measurements and Sensitivity Analysis. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. Volume: 25, issue: 4. 2010 , p. 2599 – 2608.

DE MORAIS, T.M.; CANESIN, C.A.; WAKABAYASHI, F.T. A new three-phase transformer modeling for three-phase harmonic analysis in distribution systems. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, IECON 2005. 31ST ANNUAL CONFERENCE OF IEEE, 2005.

ELLEUCH, M.; POLOUJADOFF, M. A. A contribution to the modeling of three phase transformers using reluctances. In: IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. Volume: 32, issue: 2. 1996 , p. 335 – 343.

FEIO, L.A.R. **O Transformador**. Porto Alegre, Brasil: Autor, 1973. 197 p.

FITZER, C.; ARULAMPALAM, A.; BARNES, M.; ZUROWSKI, R. Mitigation of Saturation in Dynamic Voltage Restorer Connection Transformers. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. Volume: 17, issue: 6. 2002, p. 1058 – 1066.

FUCHS, E.F.; YOU, Y.; ROESLER, D.J. Modeling and Simulation, and their Validation of Three-Phase Transformers with Three Legs Under DC Bias. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, Volume: 14, issue: 2. 1999, p. 443 – 449.

JAUCH, T.; KARA, A.; RAHMANI, M.; WESTERMANN, D., “Power quality ensured by dynamic voltage correction,” ABB Review, v. 4, p.25-36, 1998. Disponível em: <[http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/e05334ef727b37cec1256ec30026e935/\\$File/25-36.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/e05334ef727b37cec1256ec30026e935/$File/25-36.pdf)>. Acesso em 27 Jan. 2011.

KOREMAN, C. G. A. Determination of the Magnetizing Characteristic of Three-Phase Transformers in Field Tests. In: IEEE POWER ENGINEERING REVIEW. Volume: 9 , issue: 7, 1989 , p. 64.

MARAFÃO, F.P.; COLON, D.; JARDINI, J.A.; KOMATSU, W.; MATAKAS, L.; GALASSI, M.; AHN, S.U.; BORMIO, E.; CAMARGO, J.C.; MONTEIRO, T.; OLIVEIRA, M.A. Multiloop controller and reference generator for a Dynamic Voltage Restorer implementation. In: 13TH INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER. 2008, p. 1 – 6.

MATLAB the language of technical computing. 2011. Mathworks. Disponível em <<http://www.mathworks.com/products/matlab/>>. Acesso em 29 Jan. 2011.

MASTROMAURO, R.A.; LISERRE, M.; DELL'AQUILA, A. Study of the Effects of Inductor Nonlinear Behavior on the Performance of Current Controllers for Single-Phase PV Grid Converters. In: IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. Volume: 55 , issue: 5. 2008, p. 2043 – 2052.

Magnetic circuits and transformers. Massachusetts Institute of Technology. 1st edition. New York, USA: John Wiley. 1943.

MONTEIRO, T.C.; MARTINZ, F.O.; KOMATSU, W.; MATAKAS, L. A Method of Transformer Parameters Determination for Power Electronics Applications. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE. 2009, p. 1019 – 1026.

MONTEIRO, T. C.; MARTINZ, F. O.; MATAKAS, L.; KOMATSU, W. Transformer operation at deep saturation: Model and parameters determination. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE. 2010, p. 2390 – 2397.

MORK, B.A. Five-legged wound-core transformer model: derivation, parameters, implementation and evaluation. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY. Volume: 14 , issue: 4. 1999, p. 1519 – 1526.

NEVES, W.L.A.; DOMMEL, H.W. On Modelling Iron Core Nonlinearities. In: IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, Volume: 8, issue: 2. 1993, p. 417 – 425.

PIRIOU, F.; RAZEK, A. Finite element analysis in electromagnetic systems-accounting for electric circuits. In: IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. Volume: 29, issue: 2. 1993, p. 1669 – 1675.

PSIM SOFTWARE user's guide version 6.0. 2003. Powersim Inc. Disponível em: <http://scutpe.100steps.net/Downloads/PSIM60/PSIM%206.0%20User%20Manual_EN.pdf>. Acesso em: 13 Jan. 2011.

PSIM SOFTWARE tutorial on how to define the saturable core element. 2006. Powersim Inc. Disponível em: <<http://www.powersimtech.com/manual/Tutorial%20-%20Saturable%20Core.pdf>>. Acesso em: 13 Jan. 2011.

RIVAS, J.; ZAMARRO, J.; MARTIN, E.; PEREIRA, C. Simple Approximation for Magnetization Curves and Hysteresis Loops. In: IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS. Volume: 17, issue: 4. 1981, p. 1498 – 1502.

VAN DEN BOSSCHE, A. **Inductors and Transformers for Power Electronics**. 1st edition. Boca Raton, USA: Taylor & Francis. 2005. 440 p.

VAN DEN BOSSCHE, A.; VALCHEV, V.C.; BARUDOV, S.T. Practical Wide Frequency Approach for Calculating Eddy Current Losses in Transformer Windings. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. Volume: 2. 2006, p. 1070 – 1074.

WINDERS JR, J. J. **Power Transformers Principles and Applications**. 1st edition. New York, USA: Marcel Dekker. 2002. 283 p.

YACAMINI, R.; ABU-NASSER, A. Numerical calculation of inrush current in single-phase transformers. In: ELECTRIC POWER APPLICATIONS, IEE PROCEEDINGS B. Volume: 128 , issue: 6. 1981, p. 327 – 334.

YACAMINI, R.; ABU-NASSER, A. The calculation of inrush current in three-phase transformers. In: ELECTRIC POWER APPLICATIONS, IEE PROCEEDINGS B. Volume: 133 , issue: 1. 1986, p. 31 – 40.