

Estudo e Modelagem de Transformadores

Rubens J. Nascimento, Nelson J. Batistela, Patrick Kuo-Peng, Walter P. Carpes Jr., Marconi Januário, Maurício Rigoni, Ricardo Spreedeman, Túlio L. dos Santos, André K. Soares, Filipe N. Resmini, André G. L. Furlan

Resumo – O artigo aborda o estudo e a modelagem de transformadores quanto a seu comportamento sob excitação com componentes com frequências diferentes da frequência comercial. Uma especial atenção é dada aos transformadores de três enrolamentos operando com um deles em aberto. Apesar de o artigo apresentar parcialmente os resultados atingidos no Projeto “Caracterização de transformadores e análise de transitórios”, sob código ANEEL 0403-002/2006, mostra-se que, quando há pouco amortecimento elétrico no sistema, os distúrbios são de amplitudes elevadas, expondo o enrolamento em aberto a oscilações de tensão.

Palavras-chave – Enrolamento em Aberto, Modelagem, Resposta em Frequência, Transformador Elevador, Transientes Eletromagnéticos.

I. INTRODUÇÃO

Este artigo apresenta parcialmente os resultados do Projeto “Caracterização de transformadores e análise de transitórios”, sob código ANEEL 0403-002/2006, do ciclo 2005/2006, realizado no Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD) do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), financiado pela empresa Tractebel Energia S. A, a qual participou no desenvolvimento. A Fundação de Ensino e Engenharia de Santa Catarina realizou a administração do projeto.

Mesmo sendo um equipamento robusto, o transformador demonstrou ser vulnerável às freqüentes e severas solicitações resultantes dos transitórios elétricos inerentes à operação dos sistemas elétricos [1].

Empresas do setor elétrico vêm sofrendo com casos de avarias em transformadores causadas por transitórios elétricos. No diagnóstico de tais avarias, a excitação de componentes de alta frequência no interior do transformador nem sempre é adotada como causa provável. O desconhecimento da questão e a falta de modelos que possam ser estudados e

aplicados na investigação do problema, ou até mesmo pela complexidade de se estabelecer correlações entre causas e efeitos, são as razões de não associar um evento à excitação de componentes de alta frequência do transformador. A excitação de frequências de ressonância provoca consequências que vão desde o estresse de dielétricos até a ocorrência de acidentes críticos, provocando prejuízos econômicos (perda e/ou dano do equipamento, perda de faturamento de energia, multas etc.), diminuição da confiabilidade do sistema, diminuição da segurança humana, ambiental e patrimonial e, por último, prejuízos aos consumidores.

A motivação do presente estudo é a ocorrência mais freqüente de acidentes em transformadores elevadores com duplo circuito primário de baixa tensão, utilizados em usinas de geração de energia elétrica. Sabe-se que a configuração de dois geradores conectados a dois enrolamentos de baixa tensão em um mesmo transformador, além de ser atraente em termos de custos de implantação e de facilidade de operação, o que a faz comum em plantas de usinas geradoras de energia elétrica no mundo todo, apresenta um nível elevado de falhas quando um dos geradores se encontra desconectado. Isto é, quando um dos enrolamentos do lado de baixa tensão do transformador se encontra em aberto enquanto que o outro está processando energia, conectado ao gerador. Em uma de suas usinas, técnicos da concessionária Tractebel Energia S. A. perceberam que as avarias aconteceram em maior número quando um dos geradores estava desconectado do transformador, com o sistema elétrico operando sob carga leve e, conseqüentemente, o transformador também processava uma potência relativamente baixa. Há casos em que os acidentes ocorreram em feriado, final de semana ou fora dos horários de ponta de geração de energia.

O escopo principal do projeto foi o desenvolvimento de modelos e ferramentas numéricas para análise de transformadores sujeitos a transientes elétricos. Os objetivos específicos foram os seguintes:

- a) Estudar e analisar modelos e formas de ensaios para obtenção de parâmetros parasitas conforme normas técnicas;
- b) Estudar e analisar modelos e formas de ensaios específicos para a obtenção da resposta em frequência de transformadores;
- c) Estudar modelos obtidos a partir da resposta em frequência já disponíveis na literatura;
- d) Usar e/ou desenvolver modelos para transformadores com base em sua resposta em frequência (podendo-se sugerir um modelo para cada faixa de frequência do distúrbio);
- e) Realizar ou acompanhar ensaios em transformadores;
- f) Estudar e desenvolver metodologias para a obtenção dos parâmetros dos modelos a partir das curvas de resposta em frequência;

Este trabalho foi desenvolvido no âmbito do Programa de Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico do Setor de Energia Elétrica regulado pela ANEEL e consta dos Anais do V Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica (V CITENEL), realizado em Belém/PA, no período de 22 a 24 de junho de 2009.

Este trabalho também teve apoio parcialmente pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

Rubens José Nascimento trabalha na Tractebel Energia S.A. (e-mail: rubensjn@tractebelenergia.com.br).

N. J. Batistela, P. Kuo-Peng, W. P. Carpes Jr., M. Januário, M. Rigoni, R. Spreedeman, T. L. dos Santos, A. K. Soares, F. N. Resmini, A. G. L. Furlan desenvolveram o trabalho no Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos- Grucad – do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis (e-mails: jhoe@grucad.ufsc.br, patrick@grucad.ufsc.br).

g) Estudar e analisar transitórios em transformadores operando sob tipos variados de carga e/ou carregamento.

No desenvolvimento do projeto, mostra-se que, quando há pouco amortecimento no sistema, os distúrbios são de amplitudes relativamente elevadas e de duração longa, deixando o enrolamento em aberto susceptível às oscilações de tensão. Outra contribuição relevante foi a constatação de que o surto provindo do lado de alta tensão, excitando o lado de baixa tensão pelos elementos eletromagnéticos parasitas, possui um comportamento distinto e mais crítico do que quando o surto provém do lado de baixa tensão. Embora os distúrbios passem através dos elementos parasitas para o enrolamento em aberto independente do valor processado de potência pelo transformador, mostrou-se que o transformador com enrolamento em aberto está mais susceptível ao distúrbio quando o sistema está sob carga leve. Em outras palavras, o transformador sob transitórios de alta frequência está mais seguro com carga do que quando sob carga leve. Desta maneira, procedimentos de operação, de manobras, de manutenção, etc podem ser programados para situações em que há um maior grau de segurança. Neste artigo não serão apresentadas todas as conclusões e desenvolvimentos do projeto, as quais serão convenientemente apresentadas em outras oportunidades. A metodologia de modelagem e os modelos propostos bem como as formas de obtenção de parâmetros serão expostos em detalhes.

II. MODELAGEM DE TRANSFORMADORES

Os transientes têm origens diversas, possuindo várias formas e magnitudes. Podem ser classificados em função da causa e da frequência do distúrbio [2]. Modelos de transformadores devem procurar representar os efeitos correspondentes ao tipo de distúrbio a ser analisado. Além disso, a obtenção dos parâmetros do modelo requer metodologias e aparelhagem de medições diversas, muitas vezes não normalizadas. Os modelos mais complexos são aqueles que se referem às perturbações da ordem de dezenas de megahertz [2]. Nestas frequências, há problemas críticos nos instrumentos de medição e no arranjo dos testes, tanto no aspecto tecnológico do teste em si (por exemplo, efeito das impedâncias de sondas e cablagem, conversões analógico-digitais) quanto nos custos envolvidos. É pouco provável que a instrumentação e o arranjo do teste de medição não interfiram no fenômeno em si [3].

Sob o ponto de vista do interior do transformador, há um desconhecimento do comportamento dos materiais (principalmente dos dielétricos) quando ocorre uma perturbação de frequência elevada. Este fato contribui para a dificuldade de se conhecer e, conseqüentemente, modelar o que ocorre realmente no interior do transformador sob perturbações em frequências superiores à comercial.

Devido à complexidade do problema, não se teve a pretensão neste trabalho de cobrir toda a gama dos possíveis tipos de perturbações e de suas conseqüências nos transformadores. Entretanto, procurou-se obter modelos de respostas em frequência dos transformadores, com metodologias de obtenção dos parâmetros, a partir de respostas típicas em

frequência.

Trabalhos sobre transformadores que utilizam técnicas de modelagem e ferramentas numéricas para a representação do comportamento do equipamento frente aos eventos a que possa ser submetido são amplamente abordados na literatura [4 - 8]. Estes são temas de estudo de centros de pesquisas das instituições acadêmicas e dos fabricantes devido à importância (física e financeira) que o transformador possui dentro do sistema elétrico de energia. Em decorrência dos variados tipos e formas construtivas dos transformadores, das diversas maneiras em que são empregados, dos tipos de cargas conectados a eles (lineares e não-lineares) e do seu carregamento, tem-se a necessidade de um estudo para cada caso de transitório a ser analisado. No decorrer do tempo, inúmeros trabalhos foram produzidos, de onde surgiram modelos visando uma melhor representação dos transformadores. Alguns desses modelos são baseados na utilização dos dados construtivos e físicos [1], [9] [10]. Outros usam as respostas em frequência dos transformadores para a representação dos modelos [8] [11]. E ainda, alguns mesclam a modelagem utilizando os dados construtivos e físicos com os dados das respostas em frequência [12] [13] [14].

A modelagem feita com os dados construtivos e físicos é utilizada principalmente para descrever os efeitos que surgem internamente no transformador, por exemplo, a distribuição da tensão de surto em enrolamentos e/ou a transferência de surtos de tensão através de enrolamentos de transformadores. Neste contexto, para a modelagem precisa dos efeitos internos, o conhecimento dos aspectos e detalhes construtivos é uma condição necessária para a representação correta do transformador.

A utilização da técnica de resposta em frequência para a modelagem de transformadores tem a característica de retratar o equipamento apenas do ponto de vista dos seus terminais. Esta abordagem traz consigo, além da necessidade de modelos, ferramentas numéricas para a determinação dos valores dos parâmetros envolvidos.

Os trabalhos abordados na literatura [5]-[8] dividem os modelos de transformadores pelas faixas de frequências (baixas, médias e altas frequências) em que são válidos e pelo tipo de abordagem (baseado na topologia construtiva, na análise de circuitos, etc). Os modelos para baixas frequências abordam as não-linearidades, como a saturação e a histerese do material ferromagnético, utilizando parâmetros determinados através de ensaios clássicos e se preocupando apenas em representar o transformador para os fenômenos que englobam a faixa até 100 Hz. Os modelos para médias frequências tratam de fenômenos que estão englobados desde a frequência industrial até alguns quilohertz. Nesta faixa, os parâmetros relacionados aos enrolamentos e ao material ferromagnético incluem efeitos não-lineares, possuindo geralmente dependência com a frequência. Nesta faixa de frequências, as capacitâncias presentes nos transformadores devem ser consideradas. Muitos modelos para as altas frequências (acima de alguns quilohertz) desprezam as perdas no ferro [1][8][11]. Desta maneira, estes modelos são considerados e tratados como sistemas lineares.

Neste trabalho, escolheu-se modelar a resposta em fre-

quência dos transformadores com uma abordagem tipo caixa preta (“Black-Box”), que analisa o transformador a partir de seus terminais. É a maneira de modelagem mais encontrada na literatura, em que as formas construtivas dos equipamentos não são levadas em conta. Esta metodologia atendeu aos objetivos do estudo.

No desenvolvimento da modelagem foi utilizado um transformador de pequeno porte (ver figura 1), 100VA, 220V/30+30V, por questões de facilidade, simplicidade e praticidade nas medições.

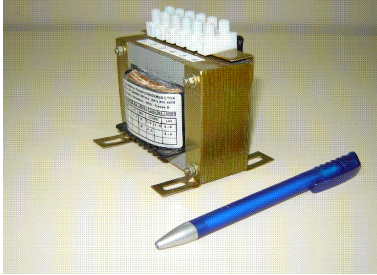


Figura 1. Transformador utilizado para o desenvolvimento da modelagem.

A referência [15] apresenta a análise da resposta em frequência da impedância de entrada de um transformador, em que são encontradas várias ressonâncias em faixas distintas de frequência (ver figura 2, obtida de [15]). O primeiro conjunto de ressonâncias localizado no início do espectro (baixas frequências) tem forte influência do circuito magnético. As ressonâncias localizadas na seqüência (médias frequências) são determinadas por parâmetros dos enrolamentos em si. Por fim, as ressonâncias localizadas no final do espectro (altas frequências) são mais influenciadas pelas capacitâncias parasitas entre os enrolamentos. Obviamente, a ressonância é devida a uma capacitância e a uma indutância equivalentes envolvidas. A resistência elétrica equivalente tem o efeito de amortecimento. O circuito magnético do material ferromagnético corresponde a uma indutância de valor relativamente grande. Esta indutância vai interagir com as capacitâncias nas baixas frequências.

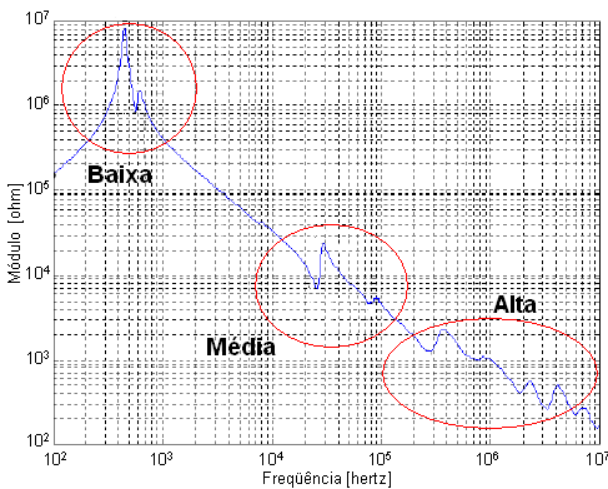


Figura 2. Resposta em frequência da impedância de transformador [15].

A. Modelo para baixas e médias frequências

O principal efeito que ocorre no ramo magnetizante com a

variação da frequência é a formação no material ferromagnético de laços de histerese e de correntes induzidas. Como apresenta [16], a equação para a impedância relativa às correntes induzidas Z_m é dada por (1). Em (1), N é o número de espiras do enrolamento, A é área da seção transversal do núcleo (m^2), l o comprimento do caminho médio (m), d a espessura da lâmina (m), μ_0 a permeabilidade do vácuo (H/m), μ_r a permeabilidade relativa do meio, σ a condutividade [S/m] e s a frequência complexa [rad/s].

$$Z_m(s) = \frac{2N_2 A}{ld} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r s}{\sigma}} \operatorname{tgh} \sqrt{\mu_0 \mu_r s} \frac{d}{2} \quad (1)$$

A equação anterior pode ser expandida em frações parciais, conforme (2), em que n é o número de termos da expansão, L_{dc} a indutância em baixa frequência e τ a constante de tempo de difusão das correntes induzidas no núcleo [16]. L_{dc} e τ são dadas pelas equações (3) e (4), respectivamente.

$$Z_m(s) = \frac{2}{\pi^2 \tau} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s L_{dc}}{s + \frac{(2n-1)^2}{4\tau}} \quad (2)$$

$$L_{dc} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A}{l} \quad (3)$$

$$\tau = \frac{\mu_0 \mu_r \sigma d^2}{4\pi^2} \quad (4)$$

A equação (2) pode ser representada por um circuito equivalente Foster Paralelo (figura 4), em que as equações são descritas por (5), (6) e (7), onde L_0 é a indutância de baixa frequência, L_n e R_n são a indutância e a resistência do termo n , respectivamente.

$$L_0 = L_{dc} \quad (5)$$

$$L_n = \frac{L_{dc}}{2} \quad (6)$$

$$R_n = \frac{n^2 L_{dc}}{2\tau} \quad (7)$$

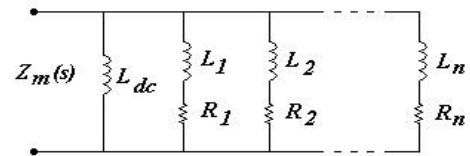


Figura 4. Circuito equivalente Foster paralelo para a representação do núcleo [16].

Para simulações de transitórios eletromagnéticos, as indutâncias da figura 4 podem ser representadas com suas curvas de magnetização ou histerese, acrescentando-se as não-linearidades [16] e [17].

Os efeitos pelicular, de proximidade e da indutância de dispersão dos enrolamentos são de baixa magnitude em relação aos efeitos do núcleo. Mesmo assim eles serão considerados no modelo.

Na modelagem proposta em [17] são utilizados os dados construtivos dos enrolamentos (número de espiras, número

de camadas, espiras por camada, etc) para o cálculo da indutância de dispersão e dos efeitos pelicular e de proximidade. Porém, nem sempre todos os dados construtivos necessários estão disponíveis. A referência [13] mostra que estes efeitos podem ser estimados no ensaio de resposta em frequência com os terminais em curto-circuito. A modelagem destes efeitos pode ser feita através do circuito Foster Série [7], geralmente representado por vários circuitos RL (resistor e indutor em paralelo), como mostra a figura 5. Os parâmetros deste circuito são determinados de tal maneira que a indutância de dispersão e os efeitos pelicular e de proximidade sejam representados ao longo da faixa de frequências desejada.

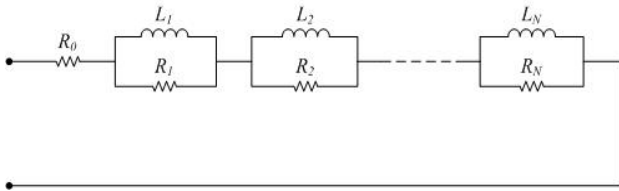


Figura 5. Circuito Foster série proposto por [7].

O circuito utilizado na modelagem do transformador para esta faixa de frequência é mostrado na figura 6. Este circuito foi escolhido porque a resistência série R_s em conjunto com apenas um circuito RL permite descrever a resposta em frequência desejada para os objetivos do projeto, como será visto adiante. Neste circuito, R_s é a resistência DC (ou na baixa frequência), dada em (8). R_p e L_p , respectivamente dadas por (9) e (10), são relacionadas às perdas oriundas das correntes induzidas nos condutores e à indutância de dispersão nos enrolamentos [17]. Elas são calculadas para a frequência denominada f_{skin} , cujo valor é estimado a partir da análise da resposta em frequência, com os terminais do transformador opostos em curto-circuito, em um valor anterior à ocorrência da primeira ressonância [13]. Através de (11) são determinados R_{skin} e X_{skin} , que são, respectivamente, a parte real e a parte imaginária da impedância de curto-circuito Z_{cc} medida na frequência f_{skin} .

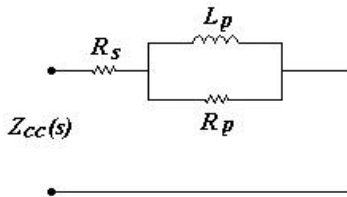


Figura 6. Circuito equivalente Foster Série para a representação dos efeitos nos enrolamentos.

$$Z_{cc}(0) = R_s \quad (8)$$

$$R_p = \frac{1}{\Re \left[e^{\left[\frac{1}{\{(R_{skin} - R_s) + jX_{skin}\}} \right]} \right]} \quad (9)$$

$$L_p = \frac{1}{2\pi f_{skin} \text{Im} \left[\frac{1}{\{(R_{skin} - R_s) + jX_{skin}\}} \right]} \quad (10)$$

$$Z_{cc}(f_{skin}) = R_{skin} + jX_{skin} \quad (11)$$

Uma capacitância parasita equivalente C vista pelos terminais do enrolamento é estimada na frequência em que ocorre a primeira ressonância. Ela é devida às capacitâncias entre as espiras e às capacitâncias entre espiras e o núcleo. A ressonância ocorre na frequência em que a reatância torna-se zero. De acordo com [17], pela soma da impedância do ramo magnetizante Z_m e do enrolamento Z_{cc} , tem-se Z_s dada por (12).

$$Z_s(s) = Z_{cc}(s) + Z_m(s) \quad (12)$$

A equação (12) é reescrita conforme (13), em que f_r é a frequência de ressonância medida, R_r parte real e L_r a indutância da reatância indutiva da impedância Z_s na frequência f_r .

$$Z_s(2\pi f_r) = R_r + j(2\pi f_r)L_r \quad (13)$$

Assim, o cálculo da capacitância C existente entre os terminais é realizado através de (14).

$$C = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_r(f_r) + \frac{R_r^2(f_r)}{L_r(f_r)}} \quad (14)$$

A figura 6 representa o modelo para médias e baixas frequências.

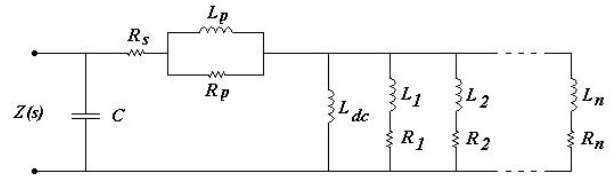


Figura 6. Modelo para baixas e médias frequências.

B. Validação do Modelo de Baixas e Médias Frequências do Transformador

A resposta em frequência deste transformador foi obtida pelo Método da Resposta de Varredura em Frequências (SFRA) através de um analisador de impedância. A figura 7 mostra o esquema elétrico de como foram feitos os ensaios de resposta em frequência. As medições da resposta em frequência da impedância foram realizadas através de um Analisador de Impedância (HP 4284A), cuja faixa de frequência pode ser variada de 20 Hz até 1 MHz, e o nível de tensão de 0 a 20 V. A figura 7(a) refere-se ao ensaio da resposta em frequência do primário com o terminal secundário em aberto. A figura 7(b) refere-se ao ensaio do primário com o secundário em curto-circuito. As medições também foram realizadas excitando o enrolamento secundário de baixa tensão (BT) com os terminais do primário de alta tensão (AT) tanto em aberto quanto em curto-circuito. A tensão aplicada pelo analisador de impedância foi de 20V. A condutividade e a curva de magnetização do material foram obtidas através de ensaio de caracterização em amostras de aço de mesma especificação.

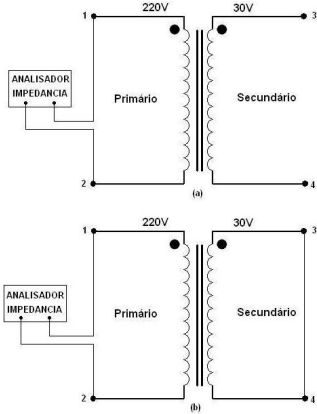


Figura 7. Disposição dos enrolamentos do transformador e seus terminais. Medição da resposta em frequência do primário (a) com o secundário em aberto e (b) com o secundário em curto-circuito.

Na figura 8 são apresentadas as medições das respostas em frequência. Para o ensaio em que se excita o primário com o secundário em aberto (Z_{Popen}), é vista uma única ressonância em 9,6 kHz provocada pela interação da indutância do ramo magnetizante com as capacitâncias parasitas. Para o ensaio com o secundário em curto-circuito (Z_{Pshort}), a ressonância que ocorreu no caso anterior não está presente e surge uma ressonância em 100 kHz, provocada pela interação da indutância de dispersão, resistência dos enrolamentos e das capacitâncias entre enrolamentos. Em 100 kHz, a resistência elétrica equivalente dos enrolamentos é afetada pelos efeitos pelicular e de proximidade.

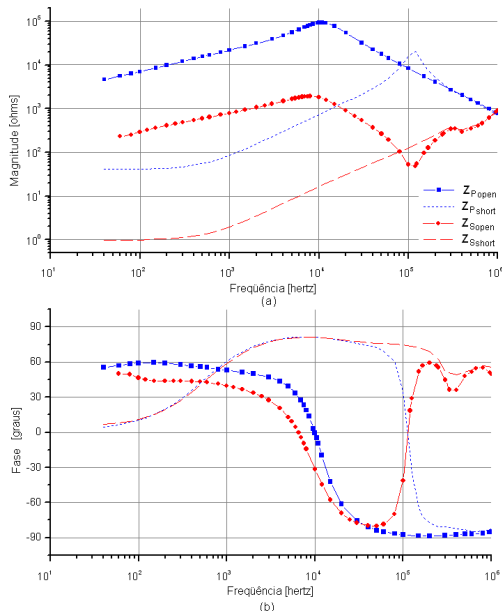


Figura 8. Medições de impedância nos terminais em aberto e em curto-circuito realizadas nos enrolamentos primário e secundário. (a) a magnitude, em ohms, e (b) a fase, em graus.

Outro ensaio foi realizado aplicando a excitação no secundário com o primário em aberto (Z_{Sopen}). Neste caso, obteve-se uma ressonância em aproximadamente 6,5 kHz e outra em 300 kHz (ver figura 8). Quando o primário é curto-circuitado (Z_{Sshort}), a resposta apresenta uma única ressonância em 300 kHz. Quando o ensaio é feito no transformador com o enrolamento oposto ao de excitação curto-circuitado, a indutância do ramo magnetizante tem pouca influência. Além

disso, o parâmetro de maior relevância é a indutância de magnetização, que está mais sujeita às ressonâncias de baixa frequência. Assim, a primeira ressonância é provocada pela interação do ramo magnetizante com as capacitâncias parasitas. Entretanto, o gráfico da figura 8, nas frequências de ressonância 6,5 kHz e 100 kHz (respectivamente (Z_{Pshort}) e (Z_{Sopen})), mostra que alterações da resistência equivalente causadas pelo efeito pelicular e de proximidade devem ser consideradas.

O espectro de frequência foi limitado em 100 kHz, desprezando as possíveis ressonâncias para frequências mais elevadas. Os valores das frequências de ressonância correspondem àqueles em que a impedância é puramente resistiva (ângulo nulo). Os dados para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do transformador utilizando as equações vistas anteriormente são apresentados na Tabela I. Alguns destes dados são relativos à construção do transformador e outros foram obtidos através de ensaios.

Tabela I. Dados para determinação de parâmetros do modelo.

Símbolo	Descrição	Valor
N_p	número espiras primário - AT	851
N_s	número espiras secundário - BT	128
l	caminho magnético (m)	0,275
S	seção transversal (mm ²)	854
σ	condutividade (S/m)	$5,97 \cdot 10^6$
d	espessura da lâmina (mm)	0,5
μ_r	Permeabilidade relativa	7330
f_{rp}	frequência de ressonância em AT (kHz)	9,615
f_{rs}	frequência de ressonância em BT (kHz)	6,52
f_{skinp}	frequência para determinação dos parâmetros relativos à dispersão e aos efeitos pelicular e de proximidade - AT (Hz)	60
f_{skins}	frequência para determinação dos parâmetros relativos à dispersão e aos efeitos pelicular e de proximidade - BT (Hz)	50

A Tabela II apresenta os parâmetros calculados com os dados da Tabela I, os quais foram utilizados nas simulações que serão mostradas adiante.

Tabela II. Parâmetros calculados para o modelo.

Parâmetro	Primário - AT	Secundário - BT
C	0,167 (nF)	8,514 (nF)
R_s	40,65 (Ω)	0,93 (Ω)
R_p	14,3 (Ω)	0,303 (Ω)
L_p	13,7 (mH)	0,223 (mH)
L_{dc}	17,7 (H)	0,520 (H)
L_n	8,85 (H)	0,260 (H)
R_n	$24,85 \cdot n^2$ (k Ω)	$0,562 \cdot n^2$ (k Ω)

As figuras 9 e 10 descrevem, respectivamente, as respostas em frequência do modelo dos terminais primário e secundário com os terminais opostos em curto-circuito. O índice (a) das figuras indica a magnitude (em ohms), e o índice (b) a fase (em graus). Nestas figuras, compara-se a resposta em frequência da impedância obtida experimentalmente com a resposta em frequência do modelo utilizando os parâmetros calculados. Nota-se que há uma boa concordância.

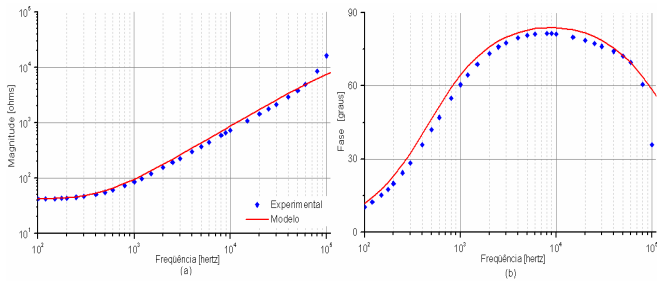


Figura 9. Resposta em frequência experimental e de simulação para a impedância do enrolamento do primário com o secundário em curto-circuito. (a) magnitude, em ohms, e (b) fase, em graus.

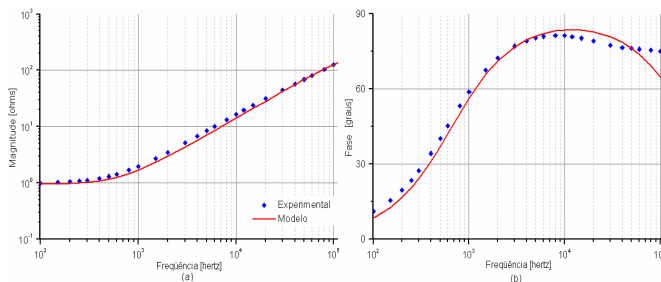


Figura 10. Resposta em frequência experimental e de simulação para a impedância do enrolamento do secundário com o primário em curto-circuito. (a) magnitude, em ohms, e (b) fase, em graus.

As simulações dos terminais primário e secundário com o circuito apresentado na figura 6 são vistas, respectivamente, nas figuras 11 e 12. O índice (a) das figuras mostra a magnitude (em ohms) e o índice (b) a fase (em graus). A modelagem do núcleo foi realizada com n igual a 25 ramos. Nota-se que há uma boa concordância entre os resultados experimentais e aqueles obtidos com o modelo.

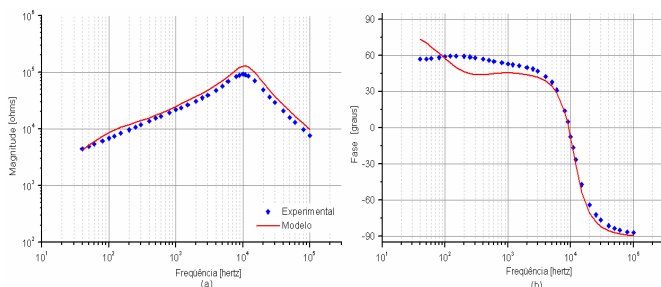


Figura 11. Resposta em frequência da impedância do primário comparando as respostas experimentais com as de simulação: (a) magnitude (b) fase.

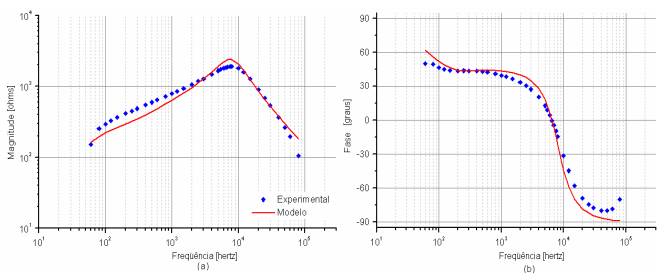


Figura 12. Resposta em frequência da impedância do secundário comparando respostas experimentais com de simulação: (a) magnitude e (b) fase.

Estes resultados apresentados até aqui estão também publicados em [18]. A fim de validar o modelo não apenas para a sua resposta em frequência, mas também para transientes elétricos à frequência industrial, a corrente de *inrush*

do transformador foi simulada utilizando o modelo proposto e comparada com resultados experimentais. As indutâncias lineares do ramo magnetizante do circuito da figura 6 foram substituídas por indutâncias não-lineares. Na representação da não-linearidade das indutâncias foi usada a curva de magnetização B-H (indução versus campo magnético) obtida no ensaio de caracterização do material do transformador. A curva de magnetização utilizada está mostrada na figura 13.

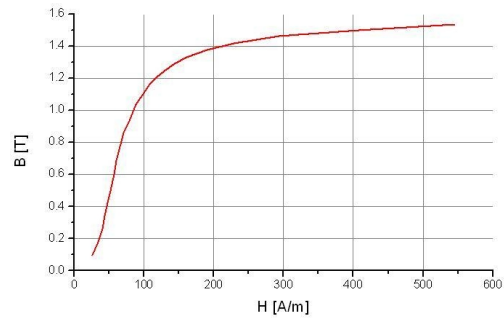


Figura 13. Curva de magnetização do material do núcleo do transformador.

Com o programa ATP (*Alternative Transients Program*) foi simulado o circuito mostrado na figura 6, excitando os terminais primários (AT) do transformador na condição de corrente de *inrush*. O núcleo foi representado com 25 ramos. A forma de onda da corrente de simulação foi comparada com a corrente de *inrush* medida em laboratório. A simulação foi realizada com tensão nominal de 220 V. O ângulo de comutação da tensão usado na simulação foi o mesmo medido experimentalmente em laboratório (60°). Na figura 14 são vistas a corrente de *inrush* medida experimentalmente e a simulada pelo ATP. Embora não se esteja utilizando um modelo de histerese para o material, nota-se uma concordância nos resultados. Se o fenômeno de histerese fosse contemplado na simulação, não haveria simetria na forma de onda da corrente de simulação em relação ao eixo vertical.

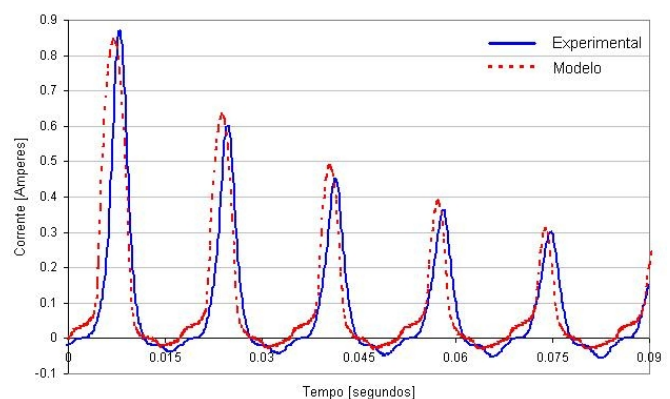


Figura 14. Correntes de *inrush* experimental e simulada do transformador.

C. Modelo para Altas Frequências

A modelagem da resposta em frequência da impedância vista pelos terminais de excitação $Z(s)$ é feita por meio de uma rede de ramos RLC (resistores, capacitores e indutores) conectados em paralelo, como é visto na figura 15.

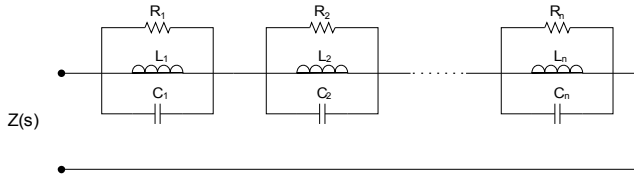


Figura 15. Conjunto de circuitos para representar a resposta em frequência da impedância.

A estimação dos valores dos parâmetros é obtida analiticamente usando a teoria de filtros passa-banda [19]. Sabe-se que a resposta em frequência da impedância do enrolamento contém muitas ressonâncias. Cada ressonância pode ser associada a um conjunto de parâmetros RLC conectados em paralelo, resultando na impedância dada por (15). Se houver n ressonâncias na resposta em frequência, n células RLC conectadas em série serão necessárias para representar a resposta em frequência da impedância do transformador.

$$Z(s) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{sC_i + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{sL_i}} \quad (15)$$

O cálculo dos parâmetros é feito da seguinte maneira: o valor da Resistência R_i é o valor da impedância na frequência de ressonância f_i . Utilizando a resposta em frequência, determinam-se as frequências de corte inferior f_{cii} e superior f_{csi} a partir do nível de meia potência (-3dB) de cada ressonância. Destas grandezas, deduz-se o fator de qualidade Q_i , dado por (16).

$$Q_i = \frac{f_i}{f_{csi} - f_{cii}} \quad (16)$$

Os indutores L_i e os capacitores C_i são dados, respectivamente, por (17) e (18), obtidas a partir de (19) e (20), em que ω é a frequência angular correspondente à frequência de ressonância f_i , dada por (21).

$$L_i = \frac{R_i}{\omega_i Q_i} \quad (17)$$

$$C_i = \frac{Q_i}{\omega_i R_i} \quad (18)$$

$$Q_i = R_i \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \quad (19)$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad (20)$$

$$\omega_i = 2\pi f_i \quad (21)$$

Para ilustrar o método apresentado, obteve-se o modelo da resposta em frequência da impedância de um dos enrolamentos de baixa tensão de um transformador monofásico de 233,7MVA, 525kV/19kV/19kV. A partir da análise da resposta em frequência da impedância medida (ver figura 16), são identificadas oito ressonâncias. Portanto, o modelo da resposta em frequência da impedância do transformador é composto pela associação série de oito células RLC parale-

lo. A Tabela III apresenta as frequências, as amplitudes e as frequências de corte inferior f_{cii} e superior f_{csi} de cada uma das oito ressonâncias da resposta em frequência da impedância. Considerando a ressonância número 1 ($n = 1$), que ocorre em 240 Hz, o valor do resistor $R_1 = 5200\Omega$ é obtido diretamente do valor da amplitude na frequência de ressonância (ver Tabela III). O cálculo do fator de qualidade Q_i é realizado através de (22). Os valores utilizados para frequência de ressonância e para as frequências de corte inferior e superior são obtidos a partir da Tabela III. A frequência angular da ressonância número 1 ω_1 é $2\pi \times 240$ rad/s. Por meio de (17) e (18) obtém-se, respectivamente, $L_1 = 1,149$ H e $C_1 = 38,25$ μ F. Para as demais ressonâncias, o mesmo procedimento é utilizado. Os resultados dos parâmetros determinados para cada ressonância estão apresentados na Tabela IV.

Tabela III. Frequência de ressonância, amplitude, frequência de corte superior e inferior das oito ressonâncias da resposta em frequência da impedância do transformador.

ressonância	f_i (kHz)	magnitude (Ω)	f_{cii} (kHz)	f_{csi} (kHz)
1	0,24	5200	0,21	0,29
2	10,5	70	9,10	13,0
3	36	700	32,9	37,8
4	43	1000	42,0	46,0
5	60	1750	56,5	61,5
6	70	1600	67,0	74,2
7	230	100	207,5	266,8
8	375	42	336,0	430,0

Tabela IV. Parâmetros determinados analiticamente para a resposta em frequência da impedância do transformador.

ressonância	Q_i	R_i (Ω)	L_i (μ H)	C_i (nF)
1	3,0	5200	$1,149 \cdot 10^6$	382,5
2	2,7	70	392,0	590,0
3	7,5	700	407,5	47,95
4	10,6	1000	347,7	39,39
5	11,7	1750	393,8	17,86
6	9,5	1600	379,8	13,60
7	4,0	100	17,32	27,65
8	3,9	42	4,503	40,00

A figura 16 mostra a resposta em frequência da impedância obtida analiticamente. O comportamento da resposta analítica possui a tendência da resposta medida, principalmente na fase. Porém, existe uma discrepância entre as duas curvas porque, na resposta analítica, cada conjunto RLC está ajustado à sua ressonância, mas todos os conjuntos sintonizados conforme os valores calculados acabam interferindo com as demais ressonâncias. Para melhorar os resultados, uma ferramenta de otimização composta por um programa baseado na técnica de algoritmo genético - AG - foi desenvolvida e aplicada. Os resultados apresentados na figura 16 mostram que o ajuste dos parâmetros através deste programa é satisfatório.

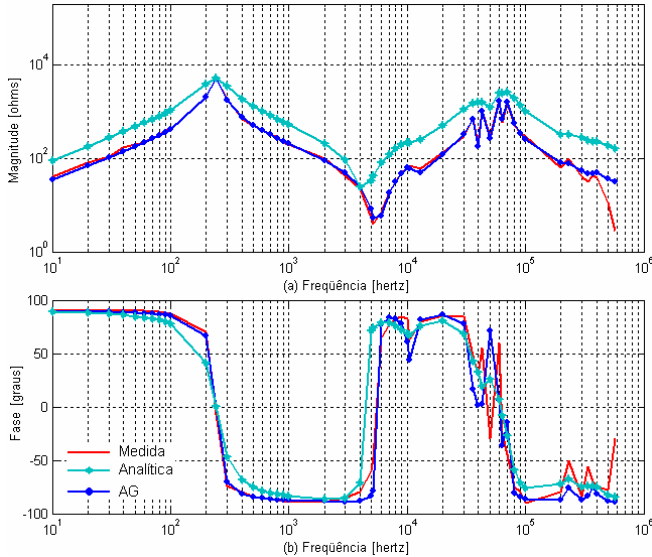


Figura 16. Comparação das curvas experimental, analítica e AG: (a) magnitude e (b) fase.

D. Modelo da função de transferência de tensão do transformador

A modelagem da função de transferência $H(s)$ é feita através do circuito divisor de tensão visto na figura 17. O equacionamento do divisor de tensão é dado por (22), onde $V_{sai}(s)$ é a tensão nos terminais da impedância $Z_1(s)$, $V_{ent}(s)$ é a tensão de entrada e $Z_2(s)$ é a impedância na entrada do divisor.

$$H(s) = \frac{V_{sai}(s)}{V_{ent}(s)} = \frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \quad (22)$$

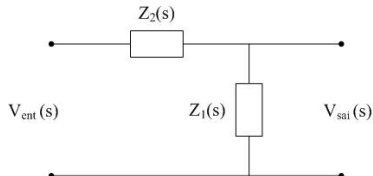


Figura 17. Circuito divisor de tensão utilizado para representar $H(s)$.

No modelo proposto, a impedância $Z_1(s)$ corresponde a um capacitor C . O valor do capacitor usado na representação da impedância $Z_1(s) = 1/sC$ é obtido através da frequência f_c e pelo valor da relação de tensão nesta frequência. Seu cálculo é dado por (23). A frequência f_c é definida como sendo aquela em que a magnitude deixa de ser constante, conforme a figura 18(a). O circuito usado no modelo para a representação da impedância $Z_2(s)$ para n ressonâncias é apresentado na figura 19.

A resposta experimental de transferência de tensão do transformador monofásico 100 VA, 220/30 V+30 V foi utilizada para exemplificar este procedimento. A sua resposta em frequência foi obtida através do método SFRA (usando um osciloscópio para a aquisição e um gerador de funções como fonte senoidal variável). A tensão de entrada e a tensão de saída referem-se, respectivamente, aos terminais de baixa BT e de alta tensão AT. A figura 18(a) apresenta a resposta experimental da relação adquirida entre a tensão de saída e de entrada. A figura 18(b) mostra a defasagem (em graus) entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Obser-

va-se que a relação entre a tensão de saída e entrada é constante até 20 kHz. Posteriormente, são observadas duas ressonâncias: uma em 90 kHz e outra, de menor amplitude, em 2 MHz. A segunda ressonância não é bem retratada, pois a variação de frequência feita através do gerador de funções utilizado é limitada em 2,2 MHz.

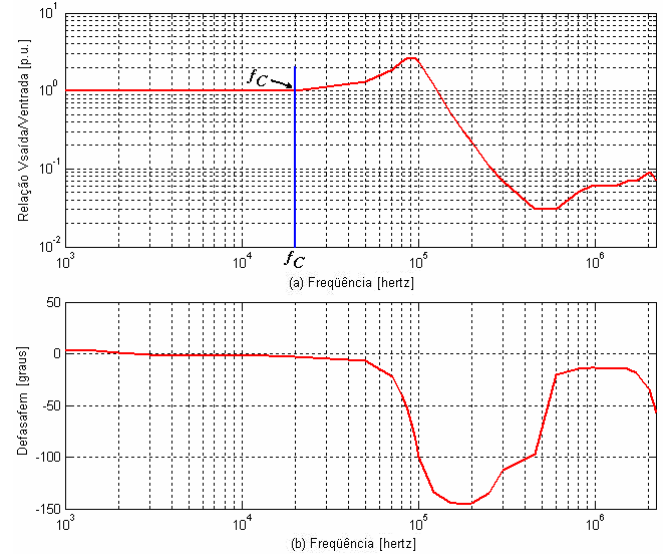


Figura 18. Resposta experimental da função de transferência da relação tensão (saída pela entrada) em função da frequência: (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.

$$C = \frac{1}{2\pi f_c H(f_c)} \quad (23)$$

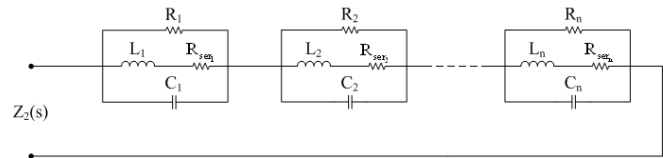


Figura 19. Rede de circuitos equivalente usado na representação de $Z_2(s)$.

A determinação dos parâmetros RLC da impedância $Z_2(s)$ para as n ressonâncias é feita também através da teoria de filtros passa-banda. O resistor R_{ser} colocado em série com a indutância L_i de cada conjunto ressonante i é determinado a partir da parte real da impedância $Z_2(s)$ na frequência em que ocorre o ponto de mínimo (ver figura 20(a)) antes de cada ressonância. A função de transferência $H(s)$, utilizando o capacitor da impedância $Z_1(s)$ e os parâmetros dos n circuitos ressonantes da impedância $Z_2(s)$, é dada por:

$$H(s) = \frac{1/sC}{\left(\frac{1}{sC}\right) + \sum_{i=1}^n \frac{1}{sC_{ri} + \frac{1}{R_{ri} + \left(\frac{1}{R_{seri} + sL_{ri}}\right)}}} \quad (24)$$

O cálculo dos parâmetros do modelo proposto deste exemplo é realizado da seguinte maneira: A frequência f_c é estimada em 20 kHz, pois a resposta é constante até esta frequência. A impedância $Z_1(s)$ é o capacitor $C = 7,957 \mu\text{F}$, ob-

tida através de (23). A magnitude (em ohms) e a fase (em graus) da impedância $Z_2(s)$ em função da frequência são mostradas na figura 20(a) e 20(b), respectivamente. Uma ressonância está estabelecida em 450 kHz. Analisando o final do espectro, em 2 MHz (ver figura 20), é observado que existe uma tendência de crescimento da amplitude. Para contemplar também esta segunda ressonância, a representação da impedância $Z_2(s)$ deve ser feita através de dois circuitos ressonantes.

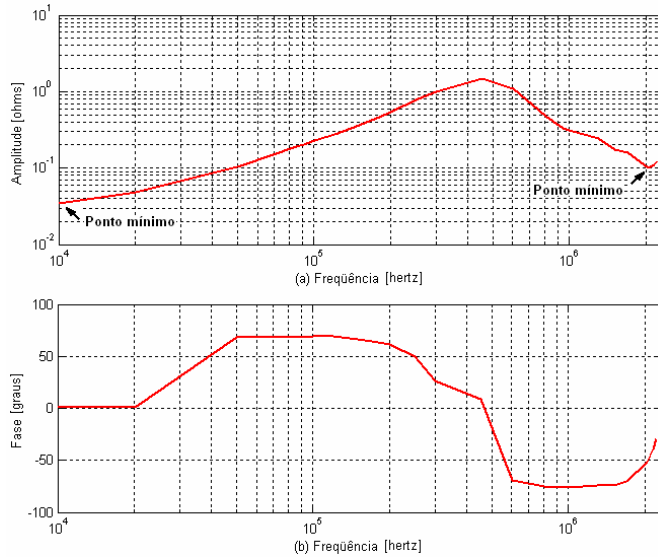


Figura 20. Resposta em frequência da impedância $Z_2(s)$ calculada com a equação (17) conhecendo C . (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência.

Na figura 20(a) é observado no início do espectro (10 kHz) que a amplitude da impedância calculada não é constante. Há também um ponto de máximo (ressonância) em 450 kHz. A fase da impedância $Z_2(s)$, que é vista na figura 20(b), começa com valor zero (em 10 kHz) e segue até um valor de máximo (em aproximadamente 100 kHz). Depois a fase tende a zero, em virtude da ressonância que ocorre em 450 kHz. O mesmo comportamento é observado no segundo ponto de mínimo da amplitude, localizado em 2 MHz, em que a amplitude parte de um ponto de mínimo e tende a aumentar até a frequência de 2,2 MHz. A fase da impedância também inicia seu valor mínimo em 1 MHz, atingindo seu valor máximo em 2,2 MHz. Este comportamento em que a amplitude e a fase crescem praticamente com uma taxa constante é típico de ser representado por um indutor em série com um resistor. Este é o motivo por que, junto com o parâmetro de indutância L do conjunto ressonante, foi acrescentada o resistor em série denominado R_{ser} . O valor da resistência R_{ser} é determinado através da parte real da resposta em frequência da impedância $Z_2(s)$. No caso em que há um ponto de mínimo em f_{Rseri} (ver figura 20 em 2 MHz), o valor de R_{ser} é determinado através da parte real da impedância. No caso em que há uma crescente (a frequência menor do que 450 kHz na figura 20), o valor de R_{ser} correspondente é obtido pelo valor da parte real da impedância à frequência f_C definida na resposta em frequência experimental em 10 kHz (figura 20).

A Tabela V apresenta a frequência, a amplitude e as fre-

quências de corte inferior f_{cii} e superior f_{csi} presentes nas ressonâncias da impedância $Z_2(s)$ e também a parte real da impedância $Z_2(s)$ calculada no ponto de mínimo. A frequência de corte superior do segundo conjunto ressonante é estimada em 2,4 MHz. Os resultados dos parâmetros determinados da impedância $Z_2(s)$ são apresentados na Tabela VI.

Tabela V. Frequência de ressonância, amplitude, frequências de corte superior e inferior e parte real de $Z_2(s)$ no ponto de mínimo para $Z_2(s)$.

ressonância	f_i (kHz)	magnitude (Ω)	f_{cii} (kHz)	f_{csi} (kHz)	$\Re\{Z_2(f_{Rseri})\}$
1	450	1,47	300	601	0,048
2	2200	0,12	2000	2400	0,063

Tabela VI. Parâmetros determinados analiticamente para a resposta em frequência da impedância $Z_2(s)$.

ressonância	Q_i	R_i (Ω)	L_i (nH)	C_i (μ F)	R_{seri} (Ω)
1	1,50	1,477	345,5	0,357	0,048
2	5,50	0,125	1,647	3,177	0,063

Através dos parâmetros calculados para a impedância $Z_1(s)$ e $Z_2(s)$, a função de transferência $H(s)$, dada por (24), representa a relação de transformação em frequência do transformador para surtos. A resposta analítica está mostrada na figura 21, sendo comparada com a resposta experimental. Nesta figura, (a) e (b) são, respectivamente, a relação entre a tensão de saída dividida pela entrada em p.u. (por unidade) e a defasagem em graus. Nota-se que as respostas analítica e experimental são próximas tanto na sua magnitude como na sua fase. Porém, o resultado não é satisfatório, pois as ressonâncias têm picos menores que as da resposta medida devido à dificuldade de representação dos conjuntos ressonante da impedância $Z_2(s)$. Neste caso, também foi utilizado um programa de otimização baseado nos AGs para o ajuste dos valores dos parâmetros, obtendo-se resultados melhores, como apresentado na figura 21. A Tabela VII contém os valores dos parâmetros encontrados pelo programa de otimização.

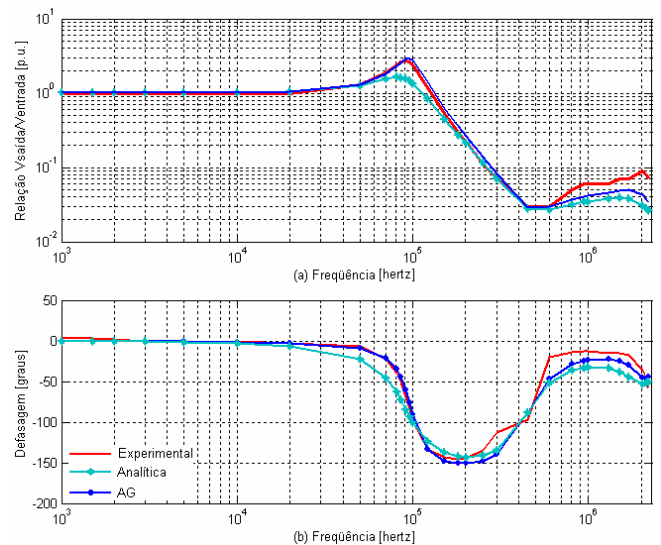


Figura 21. Comparação das funções de transferência da relação de tensão obtida experimentalmente, por meio analítico e por meio de AG em função da frequência: (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.

Tabela VI. Parâmetros determinados com AG para a resposta em frequência da impedância $Z_2(s)$.

ressonância	Q_i	R_i (Ω)	L_i (nH)	C_i (μ F)	R_{seri} (Ω)
1	1,69	1,471	305,4	0,404	0,016
2	8,57	0,122	1,034	5,060	0,028

Para validar o modelo proposto, a resposta ao degrau do transformador monofásico de 100VA, 220/30V+30V foi simulada utilizando o programa ATP. Os parâmetros determinados com o AG foram aplicados no modelo da resposta em frequência da função de transferência. Na simulação com o programa ATP, foi acrescentado no modelo um transformador ideal para representar a sua relação de transformação (ver figura 22).

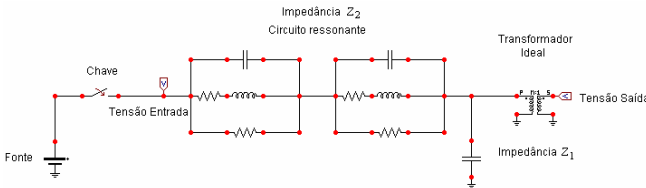


Figura 22. Circuito usado no ATP para a simulação da resposta ao degrau.

Duas simulações foram realizadas: a primeira com um degrau de 5V de amplitude e a segunda com um degrau de 15V. As respostas das tensões de saída experimental e simulada para os degraus de 5 V e 15 V são mostradas, respectivamente, nas figuras 23 e 24. Nota-se que os resultados do modelo têm uma boa concordância com os resultados experimentais, validando a modelagem e a metodologia utilizada para a determinação dos parâmetros.

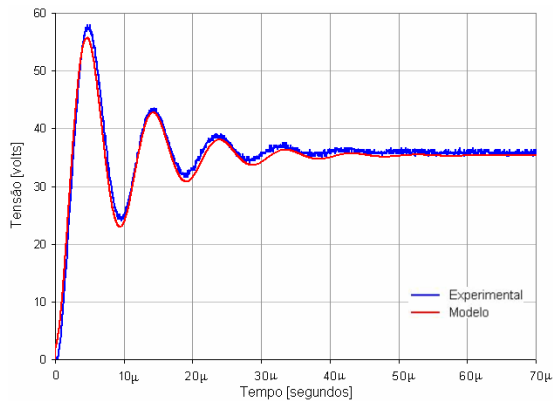


Figura 23. Resultados de simulação e experimental ao degrau de 5 Volts.

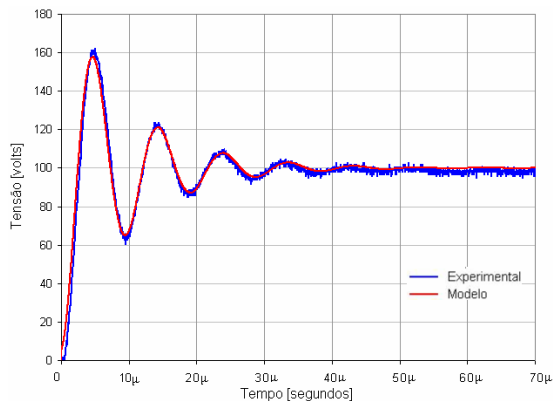


Figura 24. Resultados de simulação e experimental ao degrau de 15 Volts.

III. RESPOSTA A SURTOS DE UM BANCO TRIFÁSICO DE TRANSFORMADORES DE TRÊS ENROLAMENTOS UTILIZANDO O PROGRAMA ATP

Utilizou-se o mesmo transformador monofásico de três enrolamentos (30V/30V/220 V e 50/50/100 VA, mostrado também na figura 1) e seu modelo da função de transferência de tensão apresentados anteriormente. Utilizou-se este transformador por ter sido validada sua modelagem com resultados experimentais, embora ele possua uma função de transferência distinta de transformadores utilizados em usinas hidrelétricas. Além disso, foi utilizada a função de transferência com excitação pelo lado de baixa tensão - BT. A função de transferência (V_{BT}/V_{AT}), com excitação do lado de baixa BT, e medindo-se a resposta no lado de alta tensão - AT, possui um comportamento diferente da resposta com excitação no lado de alta medindo-se a resposta do lado de baixa (V_{AT}/V_{BT}). Quando a excitação é pelo lado de BT, geralmente após uma ressonância de média para baixa frequência, a tensão no lado de AT é fortemente atenuada. Ao contrário, quando a excitação (surto) é pelo lado de AT, há uma amplificação significativa da tensão no lado de BT em uma faixa de alta frequência, caracterizado por uma resposta típica de um filtro passa faixa, ou até mesmo passa alta. Este assunto específico será abordado em outra oportunidade. Salienta-se, entretanto, que os resultados apresentadas aqui são de menor proporção do que ocorre na prática nos transformadores elevadores das usinas, quando geralmente o surto provém pelo lado de AT.

Como não se conseguiu uma modelagem física (e, conseqüentemente, de obtenção de parâmetros) para a relação (V_{BT}/V_{AT}), e como há um estudo metodologicamente validado, realizam-se as simulações com a função de transferência que foi validada (ver figura 21, figura 22 e figura 23). Salienta-se que os resultados não contemplam possíveis ressonâncias mais críticas nas altas frequências nos transformadores. Para a análise do transformador processando ou não energia sob surto, com e sem carga no sistema, as conclusões na análise a ser apresentada são pertinentes e válidas levando em conta que não se está contemplando a característica “passa-faixa” de transformador elevadores quando o surto provém pelo lado de alta tensão AT.

Para representar a característica de transformação, foi utilizado o modelo de transformador saturado [20], incluindo também as reatâncias do ramo longitudinal (0,17 p.u.) de um transformador elevador monofásico de três enrolamentos de 240 MVA. As reatâncias dos enrolamentos foram aproximadas como sendo a soma das reatâncias de dispersão do enrolamento de BT com do enrolamento AT, e estão incluídas no par de transformadores delimitados por um retângulo em azul da figura 25. A figura 25 mostra o modelo no ATP representando um dos bancos trifásicos de transformadores de três enrolamentos de uma usina hidrelétrica. Cada par de transformadores (destaque em azul na figura 25) representa um transformador de três enrolamentos com valores nominais 19/19/303 kV e 120/120/240 MVA. Os enrolamentos BT estão ligados em Δ . O enrolamento de baixa tensão BT₁ está conectado a um gerador modelado por uma fonte de ten-

são ideal e uma impedância síncrona típica. O outro enrolamento de baixa tensão BT_2 está em aberto (está conectada uma resistência de $7\text{ M}\Omega$). O enrolamento AT é conectado em Y a uma carga intermediada por uma duas linhas de transmissão de 525 kV [21] do tipo RL. Uma das linhas têm extensão de $3,7\text{ km}$, representando a conexão física da usina a uma subestação de transmissão, e a outra 200 km , representando uma distância hipotética em que serão aplicados surtos. As perdas e a características de magnetização do núcleo dos transformadores foram desprezadas neste estudo.

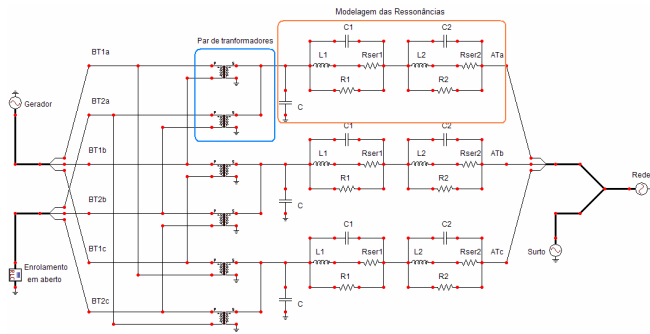


Figura 25. Modelo no ATP de um dos bancos trifásicos de transformadores de três enrolamentos.

Com o enrolamento BT_2 não fornecendo energia, a carga exigida do gerador conectado ao enrolamento BT_1 será a carga da rede conectada ao enrolamento AT. Nos seis testes a seguir será variada esta carga (carga “leve” nos testes **a**, **b** e **c**, e “pesada” nos testes **d**, **e** e **f**) mantendo o enrolamento BT_2 em aberto (testes **a**, **c**, **d** e **f**) ou tendo carga puramente resistiva (testes **b** e **e**). Serão analisados os resultados obtidos em cada enrolamento do transformador com a aplicação de surtos de corrente típicos de descargas atmosféricas. Também será avaliado o efeito do posicionamento do surto, verificando o que ocorre quando ele é aplicado ao final da linha de transmissão de 200 km (testes **a**, **b**, **d** e **e**) e entre as linhas de $3,7\text{ km}$ e 200 km (testes **c** e **f**). O valor da carga para $250\ \Omega$ no lado de BT_2 corresponde aproximadamente à potência aparente nominal do circuito auxiliar de alimentação de uma usina (1 MVA). A descrição dos seis testes está sumariamente apresentada na Tabela VIII.

Tabela VIII. Valores de carga para cada teste.

Teste	Carga no lado AT	Carga no lado BT_2
a)	$275,6\text{ k}\Omega$ (1 MVA)	$7\text{ M}\Omega$ (0 MW)
b)	$275,6\text{ k}\Omega$ (1 MVA)	$361\ \Omega$ (1 MW)
c)	$275,6\text{ k}\Omega$ (1 MVA)	$7\text{ M}\Omega$ (0 MW)
d)	$2,3\text{ k}\Omega$ (120 MVA)	$7\text{ M}\Omega$ (0 MW)
e)	$2,3\text{ k}\Omega$ (120 MVA)	$361\ \Omega$ (1 MW)
f)	$2,3\text{ k}\Omega$ (120 MVA)	$7\text{ M}\Omega$ (0 MW)

A figura 26 apresenta as tensões nos enrolamentos de BT_2 para cada um dos seis testes. As tensões mostradas estão referidas à mesma fase em que são aplicados os surtos de corrente.

As seguintes considerações e conclusões podem ser obtidas dos resultados apresentados: a) no teste **c**, com o surto sendo aplicado entre as duas linhas de transmissão conectadas ao enrolamento AT, observa-se que não houve altera-

ções significativas em relação aos dois primeiros testes; b) no teste **d**, com o aumento da potência processada pelo transformador, houve uma atenuação significativa das oscilações do surto; c) o surto sendo aplicado próximo ao transformador, teste **f**, as oscilações aumentam em relação aos resultados do teste **d**; acrescentando carga ($1,5\text{ MW}$) no enrolamento de BT_2 , comparando o teste **e** com o teste **d**, as oscilações de alta frequência em BT_2 são atenuadas. Destes fatos, conclui-se que a carga em BT_2 atenua oscilações neste enrolamento nas altas frequências. Embora não tenha sido apresentado aqui, verificou-se que o enrolamento ao qual está conectado o gerador não sofre tanto as consequências com a perturbação de surtos.

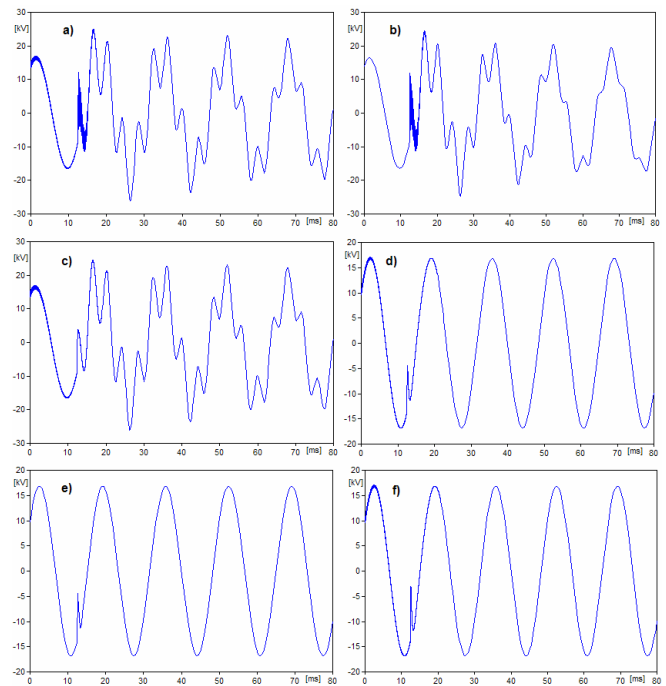


Figura 25. Modelo no ATP de um dos bancos trifásicos de transformadores de três enrolamentos.

IV. CONCLUSÕES

Este projeto teve algumas limitações em seu desenvolvimento. A não adequação da modelagem para a relação de transferência de tensão do enrolamento de alta para o de baixa não permitiu uma análise quantitativa para a mitigação do problema de se operar um transformador com um enrolamento em aberto (tais como o valor de carga adequado a ser conectada ao enrolamento de baixa tensão em aberto e a quantidade mínima de carga ativa vista pelos terminais de alta tensão do transformador). Por outro lado, este projeto está motivando continuidade de pesquisa na busca de modelos que reflitam o fato que, nos transformadores, dentro de uma faixa de cerca de 50 kHz a 2 MHz , há amplificação da tensão quando excitado do lado de alta para o de baixa tensão, com um comportamento semelhante a um filtro “passa alta”. Esta característica não foi encontrada em abordagens nem em relatos na literatura especializada. Para esta faixa, a

representação física não teve sucesso, necessitando de procedimentos e de uma metodologia de modelagem que possam contemplar este fenômeno dentro desta faixa de frequência.

No trabalho foi vista uma forma de modelar a resposta em frequência de um transformador. O importante nesta modelagem foi a determinação do ganho e da defasagem que uma componente de frequência pode sofrer ao passar pelo transformador. Em uma segunda parte do estudo, foram realizados testes com aplicação de surtos de corrente através de uma modelagem no programa ATP. Também foi realizada experimentalmente e por simulação a comutação de capacitor em um transformador protótipo, cujos resultados não foram apresentados neste artigo. As duas metodologias, experimental e por simulação, tiveram resultados concordantes entre si, coerentes simultaneamente nos resultados, e levaram às mesmas conclusões e considerações apresentadas aqui.

O enrolamento em que está conectado o gerador não sofre com a perturbação de surtos. A carga ativa vista pelo enrolamento de alta tensão faz com que os surtos cheguem com menor amplitude ao transformador, tendo função de amortecimento do surto. O acréscimo de carga resistiva ao enrolamento de baixa tensão em aberto faz com que ocorram atenuação e amortecimento da perturbação.

V. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CABRAL, Sérgio Henrique Lopes. “Análise de Transitórios Elétricos em Transformadores Através do Método TLM”. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2003.
- [2] POVH, D.; VÖLCKER, O.; BIZJAK, G. et al. “Calculation of Transient Phenomena”. In. ATHENS POWER TECH CONFERENCE (Sept. 1993: Athens, Greece). Proceedings. Athens, 1993. v. 2, p. 738-743, 1993.
- [3] GREENWOOD, A. N., *Electrical Transients in Power Systems*. 2. ed., John Wiley & Sons, New York, 1991.
- [4] VAN DER SLUIS, L. *Transients in Power Systems*. 1 ed., John Wiley & Sons, Delft University of Technology, Holanda, 2001.
- [5] MARTINEZ, J. A. and MORK. B. A. “Transformer for Low Frequency Transients – The State of the Art”. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS – ISPT 2003 (Sept. 2003: New Orleans, United States). Nova Orleans, Estados Unidos, 2003, 9a-1. www.ipst.org.
- [6] MARTINEZ, J.A. and MORK, B.A. “Transformer Modeling for Low- and Mid-Frequency Transients - a Review”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, p. 1625-1632, Apr. 2005.
- [7] DE LEON, F. and SEMLYEN, A. “Complete Transformer Model for Electromagnetic Transients”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 1, p. 321-239, Jan. 1994.
- [8] RAHIMPOUR, E.; CHRISTIAN, J.; FESER, K. et al. Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 2, p. 493-505, Apr 2003.
- [9] SHIBUYA, Y.; FUJITA, S. and TAMAKI, E., “Analysis of Very Fast Transients in Transformers”. IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution. v. 148, n. 5, p 377-383, Sept. 2001.
- [10] DEGENEFF, R. C. “A General Method to Determining Resonance in Transformers Windings”. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, v. PAS-96, p. 423-430, 1977.
- [11] GUSTAVSEN, B. and SEMLYEN, A. “Wide Band Modeling of Power Transformers”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 1, p. 414-422, Jan. 2004.
- [12] POPOV, M.; VAN DER SLUIS, L. and PAAP, G. C. “A Simplified Transformer Model for the Simulation of Fast Surges and Adequate Protection Measures”. IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING (Jan.-Feb. 2001: Columbus, United States). Proceedings. Columbus, United States, 2001. p. 323-328.
- [13] NODA, T.; NAKAMOTO, H. and YOKOYAMA, S., “Accurate Modeling of Core-Type Distribution Transformers for Electromagnetic Transient Studies”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 4, p. 969-976, Oct. 2002.
- [14] GHAREHPETIAN, G. B.; MOHENI, H. and MÖLLER, K., “Hybrid Modeling of Inhomogeneous Transformer Windings for Very Fast Transient Overvoltage Studies”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.13, n. 1, p.157-163, Jan. 1998.
- [15] PLEITE, J.; OLIAS, E.; BARRADO, A. et al., “Modeling the Transformer Frequency Response to Develop Advanced Maintenance Techniques”. In. 14th POWER SYSTEMS COMPUTATION CONFERENCE - PSCC'02 (June, 2002, Seville). Proceedings. Seville, 2002.
- [16] ROSALES, J. A. and ALVARADO, F. L. “Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems”. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 11, p. 4281-4288, Nov. 1982.
- [17] GRANDI, G.; KAZIMIERCZUK, M. K.; MASSARINI, A. et al. “Model of Laminated Iron-core Inductors for High Frequencies”. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 40, n. 4, p. 1839-1845, July. 2004.
- [18] M. Januário, P. Kuo-Peng, N. J. Batistela, W. P. Carpes Jr., M. G. Vanti, R. J. Nascimento, “Modelagem da Primeira Ressonância de Transformadores”, Encontro Regional Ibero-americano do CIGRÉ – XII ERIAC, vol. 1, p. 1 a 8, 20 a 24 de maio de 2007, Foz do Iguaçu/PR, Brasil (CD Rom).
- [19] DARYANANI, G. *Principles of Active Network Synthesis and Design*. 1 ed., John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [20] JANUÁRIO, M.; RIGONI, M.; BATISTELA, N. J. et al., “Determinação dos Parâmetros de um Modelo de Transformador a partir da Resposta em Frequência”. In. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – 7 CBMAG (Ago. 2006 : Belo Horizonte). Anais. Belo Horizonte, 2006.
- [21] C. Celso de Brasil Camargo. *Transmissão de energia elétrica: aspectos fundamentais*. 3.ed – Florianópolis, Ed. Da UFSC, 2006.
- [22] ÁVILA, S. L., “Algoritmos Genéticos Aplicados na Otimização de Antenas Refletoras”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2002
- [23] J. V. Leite, S. L. Ávila, N. J. Batistela, W. P. Carpes Jr., N. Sadowski, P. Kuo-Peng, J.P.A. Bastos, “Real Coded Genetic Algorithm for Jiles-Atherton Model Parameters Identification”. *IEEE Trans. On Mag.* Vol. 40, No. 2, p. 888-891 (ISSN 0018-9464) (USA), 2004.
- [24] HARLOW, J. H. *Electric Power Transformer Engineering*. 1 ed., CRC Press, Florida, United States, 2004.
- [25] GIRGIS, A. A.; FALLON, C. M.; RUBINO, J. C. P. et al. “Harmonics and Transient Overvoltages Due to Capacitor Switching”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 6, p. 1197-1188, Nov.-Dec. 1993
- [26] MARTI, J.R. and SOUDACK, A.C. “Ferroresonance in Power Systems: Fundamental Solutions”. IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution. v. 138, n. 4, p. 321-329, July 1991.
- [27] DAS, J.C. “Surge transference through transformers”. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 9, n. 5, p. 24-32, Sept.-Oct. 2003.
- [28] TORRES, A. L. O. “Diagnóstico de Transformadores de Potência Através da Análise da Resposta em Frequência”. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2006.
- [29] FESER, K.; CHRISTIAN, J.; NEUMANN, C. et al. «The Transfer Function Method for Detection of Winding Displacements on Power Transformers after Transport”, Short Circuit or 30 Years of Service. CIGRE Paris, 2000.