

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

AUGUSTO COPETTI CRAVO

**PROJETO DE DIPLOMAÇÃO**

**MODELAGEM EM FREQUÊNCIA DE  
TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA**

Porto Alegre  
(2010)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**MODELAGEM EM FREQUÊNCIA DE  
TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Arturo Suman Bretas  
CO-ORIENTADOR: Eng. Mário Orlando Oliveira

Porto Alegre  
(2010)

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

AUGUSTO COPETTI CRAVO

## **MODELAGEM EM FREQUÊNCIA DE TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Arturo Suman Bretas, UFRGS

Doutor pela Virginia Polytechnic Institute and State University (VT), Blacksburg, Estados Unidos.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Arturo Suman Bretas, UFRGS

Doutor pela Virginia Polytechnic Institute and State University (VT), Blacksburg, Estados Unidos.

Ito Capinos, Alstom Grid

Engenheiro Eletricista pela PUCRS, Porto Alegre, RS, Brasil.

Prof. Dr. Roberto Chouhy Leborgne, UFRGS

Doutor pela Charlmes University of Technology, Göteborg, Suécia.

Porto Alegre, (2010)

## **DEDICATÓRIA**

Este trabalho é dedicado a minha família, pelo seu amor e apoio desde sempre. Em especial aos meus pais, pela imensa dedicação.

## **AGRADECIMENTOS**

Aos meus pais, Ricardo e Ângela, pelo seu amor, confiança, incentivo e compreensão.

As minhas irmãs, Daniela e Vanessa, e a toda minha família pelo apoio e incentivo a esse projeto.

A todos os colegas da Alstom Grid em Canoas, em especial a orientação de João Baldauf, Ito Capinos e José Oliveira, e pelo apoio de meus supervisores Lúcio Carpes, Paulo Kormann e Eduardo Giffoni.

Ao meu orientador prof. Arturo S. Bretas pela oportunidade, ensino, orientação e confiança.

Ao meu co-orientador Mário O. Oliveira pela grande ajuda, orientação e disposição ao longo de todo o semestre.

Ao Brasil, pelo oferecimento de ensino público e de qualidade.

Aos diversos colegas do curso de Engenharia Elétrica pelo companheirismo.

Aos meus amigos, pelo apoio e compreensão.

## RESUMO

Este projeto de diplomação tem como objetivos implementar e avaliar computacionalmente modelos eletromagnéticos para obter respostas de comportamento de transformadores de potência diante de situações transitórias do sistema elétrico, dado que é grande a necessidade do setor de estudar estas respostas, inclusive ainda em fase de projeto ou oferta dos transformadores. Uma revisão geral do estado da arte de modelagem de transformadores é feita através das baixas, médias e altas frequências. Procurando-se soluções para respostas a fenômenos compostos por estas faixas de frequências, são propostas as utilizações do modelo híbrido presente em ATP/EMTP e de um modelo simplificado para altas frequências. Estes modelos são avaliados através de uma comparação com os resultados de um transformador de potência real a ensaios de resposta em frequência. Como conclusões são determinadas faixas de adequação de cada modelo bem como os fenômenos eletromagnéticos aos quais eles poderão ser aplicados.

**Palavras-chaves:** Transformadores de potência, modelagem de transformadores, modelo híbrido do ATP, modelo simplificado para altas frequências, transitórios eletromagnéticos, ensaio de resposta em frequência (FRA), ATP/EMTP.

## **ABSTRACT**

This project aims to implement and evaluate computer based electromagnetic models for power transformers in such a way that this equipment's response to the transient phenomena inherent in the power system can be determined. This response is much needed in the power sector, even in the tendering or design phase. A state of art review in transformers modeling is made throughout the different frequency ranges (low, mid and high). In order to bring solutions to determine the transformer response to phenomena in such frequency ranges, it is proposed to use the hybrid transformer model available in ATP/EMTP as well as a simplified model for the high frequencies. These models are evaluated by comparing them to the results of a real power transformer frequency response test. Finally the models are classified in suitable frequency ranges in which they can be directly applied and also the phenomena associated to these frequencies.

**Keywords:** Power transformers, transformer modeling, ATP hybrid transformer model, simplified high-frequency model, electromagnetic transients, frequency response analysis (FRA), ATP/EMTP.

## SUMÁRIO

<b>DEDICATÓRIA .....</b>	<b>4</b>
<b>AGRADECIMENTOS .....</b>	<b>5</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>7</b>
<b>LISTA DE ILUSTRAÇÕES .....</b>	<b>10</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS.....</b>	<b>12</b>
<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>13</b>
<b>1.1. MOTIVAÇÃO .....</b>	<b>15</b>
<b>1.2. OBJETIVOS .....</b>	<b>17</b>
<b>1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO.....</b>	<b>18</b>
<b>1.4. ESTUDO DE CASO .....</b>	<b>19</b>
<b>2. MODELAGEM DE TRANSFORMADORES.....</b>	<b>20</b>
<b>2.1. PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS TDPs .....</b>	<b>20</b>
<b>2.2. FAIXAS DE FREQUÊNCIAS DOS FENÔMENOS TRANSITÓRIOS.....</b>	<b>22</b>
<b>2.3. MODELAGEM POR FAIXAS DE FREQUÊNCIAS.....</b>	<b>24</b>
<b>2.3.1. MODELOS PARA BAIXAS E MÉDIAS.....</b>	<b>26</b>
<b>2.3.2. MODELOS PARA ALTAS FREQUÊNCIAS .....</b>	<b>30</b>
<b>2.3.2.1. Modelos do tipo caixa-preta (black box) .....</b>	<b>31</b>
<b>2.3.2.2. Modelos físicos .....</b>	<b>31</b>
<b>2.3.2.3. Modelos detalhados .....</b>	<b>33</b>
<b>2.3.2.4. Modelos simplificados .....</b>	<b>35</b>
<b>2.3.2.5. Modelos completos.....</b>	<b>36</b>
<b>3. MODELO HÍBRIDO .....</b>	<b>38</b>
<b>3.1. MODELOS ANTERIORES .....</b>	<b>41</b>
<b>3.2. ABORDAGEM HÍBRIDA.....</b>	<b>41</b>

3.2.1.	Representação do núcleo baseada na dualidade.....	42
3.2.2.	Reatância de dispersão.....	43
3.2.3.	Transformadores de acoplamento .....	45
3.2.4.	Representação não linear do núcleo .....	45
3.2.5.	Resistências dependentes da frequência.....	48
3.2.6.	Acoplamento capacitivo .....	49
3.3.	DESCRIÇÕES FINAIS DO MODELO HÍBRIDO.....	52
4.	MODELO SIMPLIFICADO PARA ALTAS FREQUÊNCIAS (AF) .....	53
4.1.	CAPACITÂNCIAS PARALELAS .....	53
4.2.	IMPEDÂNCIA DE CURTO-CIRCUITO.....	55
4.3.	TRANSFORMADOR IDEAL.....	57
4.4.	REPRESENTAÇÃO FINAL DO MODELO PARA AF .....	58
5.	SIMULAÇÕES E ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	59
5.1.	METODOLOGIA DOS ENSAIOS DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA...	59
5.2.	SIMULAÇÕES PARA O MODELO HÍBRIDO .....	65
5.3.	SIMULAÇÕES PARA O MODELO SIMPLIFICADO EM AF .....	70
5.4.	ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	73
5.4.1.	Análise para baixas e médias frequências (<10kHz).....	73
5.4.2.	Análise para altas frequências (>10kHz).....	78
5.4.3.	Adequação dos modelos para baixas, médias e altas frequências.....	80
6.	CONCLUSÕES FINAIS .....	83
6.1.	TRABALHOS FUTUROS.....	85
	REFERÊNCIAS .....	86

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Fluxograma proposto por grupo de trabalho JWG A2/C4-03 do CIGRE. ....	16
Figura 2 – Representação das capacitâncias através de parâmetros concentrados. ....	22
Figura 3 - Modelo BCTRAN com equivalente do núcleo no secundário. ....	27
Figura 4 - Modelo físico do transformador. ....	29
Figura 5 – Modelo elétrico equivalente. ....	29
Figura 6 – Modelo do tipo caixa-preta. ....	31
Figura 7 – Representação de um modelo físico. ....	32
Figura 8 – Modelo proposto por (RAHIMPOUR et al., 2003). ....	33
Figura 9 – Modelo simplificado proposto por Chimclay et al. (1995). ....	36
Figura 10 - Bloco representativo do modelo híbrido no ATP Draw. ....	39
Figura 11 – Entrada de dados de projeto no modelo híbrido. ....	40
Figura 12 – Representação do núcleo posicionada entre o primário e o secundário do transformador. ....	42
Figura 13 – Circuito elétrico equivalente ao circuito magnético do núcleo. ....	43
Figura 14 – Anexação do modelo do núcleo entre o primário e o secundário do transformador. ....	46
Figura 15 - Circuito equivalente para representar a resistência nas diferentes frequências. ....	48
Figura 16 - Capacitâncias consideradas no modelo híbrido. ....	50
Figura 17 - Parâmetros concentrados representando a impedância de curto-circuito. ....	56
Figura 18 - Representação do modelo simplificado para AF. ....	58
Figura 19 - Ensaio FRA do tipo relação de tensões. ....	60
Figura 20 - Ensaio FRA do tipo análise de redes (impedância terminal). ....	62
Figura 21 - Configuração com secundário em aberto. ....	63

<b>Figura 22 - Resultado real de ensaio FRA para o transformador de 525MVA, valores medidos em fábrica.....</b>	<b>64</b>
<b>Figura 23 - Operação do modelo híbrido em plena carga. AT em vermelho e BT em verde.....</b>	<b>65</b>
<b>Figura 24 - Correntes nas 3 fases da AT do modelo híbrido: Fase A (vermelho), Fase B (verde) e Fase C (azul).....</b>	<b>66</b>
<b>Figura 25 - Circuito para ensaio FRA utilizando o modelo híbrido.....</b>	<b>67</b>
<b>Figura 26 - Resultado da tensão de saída em H0 conforme a variação da frequência de entrada.....</b>	<b>68</b>
<b>Figura 27 - Resultado da simulação de FRA no modelo híbrido. ....</b>	<b>69</b>
<b>Figura 28 - Simulação do modelo simplificado a plena carga, tensões da AT em verde e tensões da BT em vermelho. ....</b>	<b>70</b>
<b>Figura 29 - Corrente da fase A em plena carga, modelo simplificado.....</b>	<b>71</b>
<b>Figura 30 - Resultado de simulação de FRA para o modelo simplificado de AF. ....</b>	<b>72</b>
<b>Figura 31 - Resultados para baixas e médias frequências com aplicação da tensão na AT. ....</b>	<b>74</b>
<b>Figura 32 - Resultados para baixas e médias frequências, aplicando-se na BT. ....</b>	<b>77</b>
<b>Figura 33 - Resultados para baixas e médias frequências, aplicando-se na BT. ....</b>	<b>78</b>
<b>Figura 34 - Resultados dos ensaios FRA para frequências desde 100kHz até 1MHz. ....</b>	<b>80</b>
<b>Figura 35 - Faixa de adequação do modelo híbrido. ....</b>	<b>81</b>
<b>Figura 36 - Faixa de adequação para o modelo simplificado em AF.....</b>	<b>82</b>

## LISTA DE ABREVIATURAS

ABNT: Associação Brasileira de Normas Técnicas

DELET: Departamento de Engenharia Elétrica

PPGEE: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

TDP(s): Transformador de potência. (s) para o plural.

SEP(s): Sistema Elétrico de Potência.(s) para o plural.

BT: Enrolamento de baixa-tensão.

AT: Enrolamento de alta-tensão.

AF: Altas frequências.

ATP/EMTP: *Alternative transients program*

*/ Electromagnetic transientes program*

## 1. INTRODUÇÃO

Os transformadores de potência (TDP's) são elementos fundamentais em um sistema elétrico de potência, considerando-se tanto características técnicas quanto econômicas. Responsáveis pela transformação de tensões e correntes em diferentes partes dos sistemas elétricos interligados ou não, os transformadores tornam viável a transmissão de energia elétrica a longas distâncias. Geralmente encontram-se presentes nos pontos de geração e distribuição, além das interligações de redes. Sua importância através da história inicia-se no final do século 19 e início do século 20, e atualmente sua aplicação estende-se a inovações como a transmissão em alta tensão em corrente contínua (HVDC) onde se utilizam os transformadores conversores. Os transformadores de potência possuem um alto grau de complexidade e exigências de projeto, pois eles são fabricados especificamente para o sistema e local onde serão instalados.

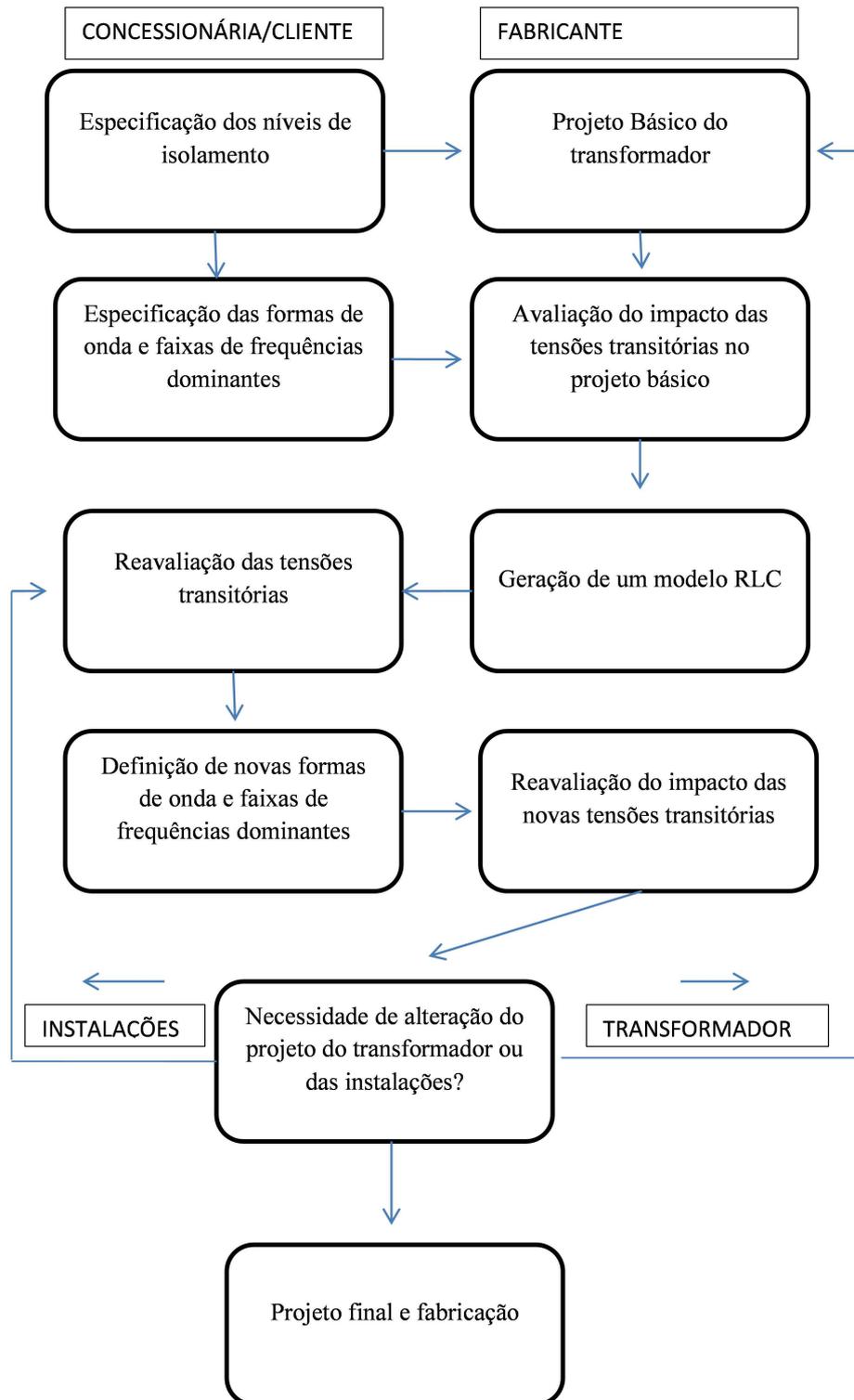
A especificação da impedância do transformador, o seu rendimento e sua capacidade de sobrecargas são exemplos de respostas em regime permanente, sendo muito bem respondidas com o estado da arte de conhecimento geral de transformadores. Por outro lado, o comportamento dos transformadores perante fenômenos transitórios como energização, sobre tensões temporárias, energização de linhas, surtos atmosféricos e chaveamentos ainda são estudados com muita frequência pela comunidade acadêmica e pelos fabricantes. Uma grande parte desses estudos segue uma linha de modelagem que considera tanto o transformador quanto o sistema elétrico envolvido. Nessa representação, um modelo físico-matemático representado por elementos de circuitos elétricos é utilizado para simular e estudar as respostas do transformador a uma exigência transitória. Além disso, dita simulação serve para a obtenção de valores mais precisos de tensão em seus terminais e correntes nos

seus enrolamentos, visando um melhor dimensionamento eletromecânico, bem como para uma futura representação em análises de ocorrências que envolvam este equipamento.

Muitas abordagens têm sido propostas para a modelagem dos TDPs nos últimos anos levando que diversas considerações tenham que ser feitas quanto à escolha do modelo mais adequado a ser desenvolvido. Cada fenômeno transitório é composto de uma determinada faixa de frequências, de forma que o modelo a ser utilizado deverá ser adequado para tal faixa. Além disso, outras considerações em função das não linearidades de determinados elementos dos TDPs também devem estar presentes.

## 1.1. MOTIVAÇÃO

Um importante número de falhas, relacionadas com TDPs e a interação destes com o sistema vêm sendo relatadas pelas concessionárias do Setor Elétrico Brasileiro (SEB) nos últimos anos. Inúmeras evidências atribuíram às operações de manobra como sendo o motivo principal da maioria das falhas. No mercado de TDPs é crescente o questionamento técnico por parte dos clientes sobre modelos que possam representar o comportamento do transformador em condições de transitórios eletromagnéticos, inclusive ainda em fase de oferta ou projeto. Dessa forma, tanto as universidades quanto as prestadoras de serviços de transmissão ou distribuição realizam estudos sobre a interação entre os TDPs e o Sistema Elétrico de Potência (SEP) perante surtos eletromagnéticos, chegando a conclusões de satisfação ou não. Assim, inicia-se um processo de interação entre fabricantes e compradores durante a fase de projeto ou até mesmo antes da compra. Esse tipo de interação acontece de uma maneira geral e variável, entretanto apresenta-se a seguir um fluxograma proposto pelo grupo de trabalho JWG A2/C4-03 do CIGRE, onde uma rotina de procedimentos é sugerida para tão importante interação.



**Figura 1 – Fluxograma proposto por grupo de trabalho JWG A2/C4-03 do CIGRE.**

Nesse fluxograma fica claro a forte interação entre cliente e fabricante, estando o projeto final condicionado a resultados satisfatórios do modelo do transformador a determinadas formas de onda. É importante salientar que a rotina apresentada no fluxograma anterior é uma sugestão que não encontra-se totalmente em prática na atualidade, porém reflete a tendência de crescimento de questionamentos técnicos dos compradores já presente no setor. Um claro exemplo disso é que junto à especificação técnica dos TDPs deve-se fornecer ao comprador um modelo tão detalhado quanto possível do transformador para futuros estudos, sintetizado por uma rede de circuitos RLC capaz de representar o comportamento do transformador nas faixas de frequências especificadas, permitindo, com isso, o cálculo das tensões transitórias nos seus terminais. É assim que, considerando as exigências atuais, surge a motivação de avaliar novos modelos de TDPs propostos na literatura que possam ser obtidos, estudados e modificados ainda na fase de projeto do transformador aos fins de atenderem as necessidades dos compradores e/ou interessados no estudo deste equipamento.

## **1.2. OBJETIVOS**

Utilizando-se do que o estado da arte apresenta em relação à modelagem de TDP e considerando-se as necessidades e tendências citadas anteriormente na motivação, o presente trabalho de diplomação tem como objetivos:

- realizar uma revisão geral dos métodos de modelagem encontrados na literatura com o objetivo de compreender as considerações e diferentes abordagens utilizadas para a modelagem de TDPs.

- implementar e avaliar computacionalmente modelos simplificados para altas frequências com parâmetros concentrados e do modelo híbrido disponível no software

ATP/EMTP (*Alternative Transient Program*), de forma que simulações em fase de projeto possam ser realizadas.

-comparar os resultados obtidos nas simulações com ensaios reais de resposta em frequência de um TDP da unidade de Canoas da Alstom Grid, aos fins de validar os modelos e complementar a afirmação do modelo híbrido.

### **1.3. ESTRUTURA DO TRABALHO**

-No capítulo 2, apresenta-se uma revisão geral do estado da arte relacionada à modelagem de transformadores, percorrendo as diversas linhas de modelagem através das faixas de frequências.

-No capítulo 3, o modelo híbrido de transformadores que é presente no ATP/EMTP é estudado e aplicado a um transformador real através de parâmetros de projeto.

-No capítulo 4, uma revisão do modelo simplificado proposto para estudos de altas frequências é apresentada, junto à adequação de um transformador real com base em parâmetros de projeto.

-No capítulo 5, os resultados das simulações dos modelos são apresentados e comparados com o ensaio de resposta em frequência do transformador estudado.

-No capítulo 6, as conclusões finais obtidas para determinadas faixas de frequência são apresentadas.

#### 1.4. ESTUDO DE CASO

O transformador fabricado na unidade de Canoas da Alstom Grid que serve de base para os estudos realizados neste trabalho e que foi utilizado para a aplicação aos modelos possui as seguintes características:

Potência: 525MVA

Número de fases: 3

Relação de tensões: 345 (+3-1x2,5%) – 24 kV

Número de enrolamentos: 2

Grupo vetorial: YNd1

Impedância nominal: 16,4%

Frequência nominal: 60Hz

Configuração do núcleo: 5 pernas

Massa total (aproximada) : 310 toneladas

## **2. MODELAGEM DE TRANSFORMADORES**

Uma adequada representação do transformador de potência é fundamental para os estudos de transitórios eletromagnéticos e o modelo utilizado em cada caso deverá considerar o maior número de elementos físico-elétricos possíveis e necessários para estudar cada situação particular.

### **2.1. PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS TDPs**

Os transformadores são projetados de tal forma a operar em regime nominal próximo ao joelho da curva de saturação determinada pelo núcleo de ferrosilício. Essa característica é dada pela otimização do custo, onde se utilizam densidades de fluxo magnético próximas a saturação, a fins de produzir-se o maior volt por espira para uma determinada seção de ferro, respeitando-se limites de corrente de excitação (OLIVEIRA , 2009). Dessa forma, características não lineares induzidas no núcleo devido às perdas por histerese e às perdas por correntes de Foucault estarão presentes em eventos transitórios e correntes de excitação elevadas e distorcidas por harmônicas são registradas nessa situação. Por outro lado, os enrolamentos do transformador apresentam características lineares, porém possuem características dependentes em frequência, como, por exemplo, a variação da resistência com a frequência (MARTINEZ et al., 2005a).

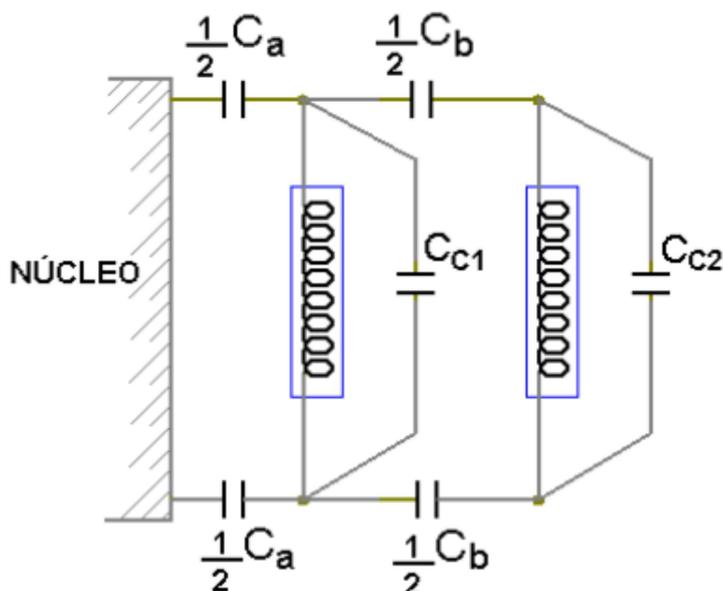
Segundo (MARTINEZ et al., 2005a), a modelagem do transformador pode ser separada em duas partes, a representação dos enrolamentos e a representação do núcleo de ferro. Ambas as partes são dependentes da frequência, entretanto a representação do enrolamento apresenta uma característica linear e a representação do núcleo uma característica não linear. Nesse sentido, os três maiores efeitos que causam a não linearidade do núcleo são: a saturação, o efeito de histerese e as correntes induzidas. Cada uma dessas

partes possui um papel diferente, dependendo do foco de estudo para o qual o modelo do transformador será utilizado. Por exemplo, a representação correta do núcleo é de extrema importância em simulações que envolvem os efeitos da ferro-ressonância, mas normalmente é desprezada em cálculos de fluxo de carga e cálculos de curto-circuito. Além disso, o mesmo autor de (MARTINEZ et al., 2005a) salienta que o modelo de transformador para estudos de fenômenos transitórios de médias e altas frequências deve representar exatamente o núcleo do transformador, as indutâncias de dispersão, os efeitos das correntes de Foucault nos enrolamentos e no núcleo, a saturação magnética e os efeitos de histerese.

Um TDP possui grandes quantidades de materiais dielétricos, sendo o óleo mineral geralmente utilizado nas importantes funções de isolamento elétrico e de líquido refrigerante. Além do óleo, estão presentes o papel nos condutores, o papelão dos cilindros entre enrolamentos, as peças de papelão moldadas e as peças de sustentação (principalmente o apoio das ligações entre enrolamentos) (RIES, 2007). Esses materiais dielétricos e as partes sobtensão do transformador irão constituir capacitâncias distribuídas ao longo de toda a sua estrutura, sendo elas contra a massa, entre fases, entre enrolamentos e entre espiras (OLIVEIRA e BRETAS, 2010). Segundo (ADIELSON et al., 1981), sugere-se que as capacitâncias sejam inclusas nos modelos de transformadores da seguinte forma:

- a) entre os enrolamentos próximos ao núcleo e o núcleo (Ca).
- b) entre quaisquer dois enrolamentos (Cb).
- c) através de cada enrolamento, do início do enrolamento até seu fim (Cc).

As capacitâncias presentes nos enrolamentos tem um caráter distribuído e podem ser calculadas num nível de detalhamento tal como entre espiras e discos. Entretanto, o autor de (ADIELSON et al., 1981) salienta que uma representação através de parâmetros concentrados é capaz de gerar melhores resultados. Dita representação pode ser vista na figura [2]:



**Figura 2 – Representação das capacitâncias através de parâmetros concentrados.**

Apesar dos diversos aspectos que podem ser considerados, conclui-se que as principais características a serem consideradas estão relacionadas aos enrolamentos e ao núcleo do transformador. As diversas configurações desses elementos encontradas nos TDPs tornam a modelagem complexa e difícil de ser generalizada. Apesar disso, uma adequada simplificação de acordo com as características do fenômeno em estudo pode gerar bons resultados (OLIVEIRA e BRETAS, 2010).

## **2.2. FAIXAS DE FREQUÊNCIAS DOS FENÔMENOS TRANSITÓRIOS**

Os SEPs estão constantemente sujeitos a uma série de fenômenos transitórios, que são originados por diferentes motivos, tais como operações de manobra, faltas e surtos atmosféricos (OLIVEIRA et al., 2009). A forma de onda que atinge o transformador num surto atmosférico, por exemplo, não pode ser previamente determinada, pois possui intensidade variável e depende de sua origem no sistema. Por outro lado, tem-se o

conhecimento empírico de amplitudes e taxas de crescimento típicas, o que determinará a faixa de frequências do fenômeno. A solução encontrada na indústria para a realização de ensaios é a padronização das formas de onda através das amplitudes e taxas de crescimento no tempo, para diferentes níveis básicos de impulsos. Do ponto de vista da modelagem, a escolha do modelo a ser utilizado dependerá das faixas de frequências envolvidas nos eventos estudados. A seguinte tabela mostra a origem dos fenômenos transitórios mais frequentes e suas faixas associadas, conforme (POVH et al., 1993).

**TABELA 1 – Faixa de frequência dos fenômenos transitórios**

<b>Evento</b>	<b>Faixa de frequência</b>
Energização de transformadores e ferro-ressonância	(DC) 0,1Hz – 1kHz
Rejeição de carga	0,1kHz – 3kHz
Falta clara	50/60Hz – 3kHz
Falta inicial	50/60Hz – 20kHz
Re-energização de linha	(DC) 50/60Hz – 20kHz
Tensão de restabelecimento transitória:	
Faltas em terminais	50/60Hz – 20kHz
Faltas em linhas curtas	50/60Hz – 100kHz
Fechamento múltiplo de disjuntor	10kHz – 1MHz
Surtos atmosféricos e faltas em subestações	10kHz – 3MHz
Chaves de faltas em subestações isoladas a gás (GIS)	100kHz – 100MHz

Pode ser observado que para o estudo de cada evento poderá ter-se um modelo mais adequado, coerente com o espectro em frequências. Como exemplo, os transitórios gerados

por chaves de faltas em subestações isoladas a gás não dependerão das baixas frequências dado que analisando a equação (1) a seguir, pode-se concluir que o volt por espira imposto ao transformador por um evento destas características, será produzido sem um necessário incremento em sua indução, uma vez que as frequências envolvidas serão altas. Dessa forma, a não linearidade gerada pela saturação do núcleo poderá ser desconsiderada em determinados casos.

$$\frac{\text{Volt}}{\text{espira}} = 4,44 \times 10^{-6} \times f \times B \times A \quad (1)$$

Segundo (MARTINEZ et al., 2005a), os fenômenos de energização e ferro-ressonância geram sinais transitórios na faixa das baixas e altas frequências (0 – 10 kHz) e, portanto, a curva de magnetização, o laço de histerese, os efeitos dependentes da frequência e as capacitâncias dos circuitos em conjunto (bancos de capacitores, linhas de transmissão e distribuição) são dados necessários para a análise da ocorrência desses fenômenos transitórios. Já para as frequências altas (acima de 10 kHz), os efeitos capacitivos são relevantes no comportamento do transformador e o modelo da máquina deve representar esses efeitos. Nessa faixa, as não linearidades e os efeitos dependentes da frequência dos materiais empregados na construção do transformador não têm uma grande influência na modelagem podendo ser desconsiderados de acordo com (MARTINEZ et al., 2005a).

### 2.3. MODELAGEM POR FAIXAS DE FREQUÊNCIAS

Um modelo que seja adequado para representar um transformador em todas as faixas de frequências de interesse seria complexo e demandaria uma grande quantidade de elementos (OLIVEIRA , 2009). Até então, não há registro de um modelo que possa caracterizar de

maneira geral os TDPs. Como um agravante, muitos modelos são dependentes das características físicas e construtivas das máquinas, de maneira que um procedimento padrão torna-se difícil de ser válido.

No trabalho de (JANUARIO, 2007), as faixas de frequências são classificadas da seguinte forma:

- baixas frequências correspondem a frequências até a faixa industrial de 50/60Hz.

- médias frequências correspondem a frequências acima de 50/60Hz até algumas dezenas de kHz.

- altas frequências são aquelas acima de 10kHz.

### 2.3.1. MODELOS PARA BAIXAS E MÉDIAS

O autor de (MARTINEZ, 2005a) apresenta diversas abordagens de representações de transformadores para baixas e médias frequências. No seu trabalho é evidenciado que o modelo pode ser dividido em duas partes: a representação dos enrolamentos e a representação do núcleo de ferro. Os modelos apresentados pelo autor podem ser classificados em três grupos. O primeiro deles apresenta uma representação através da matriz admitância ou impedância. Dessa forma, temos que para regime permanente,

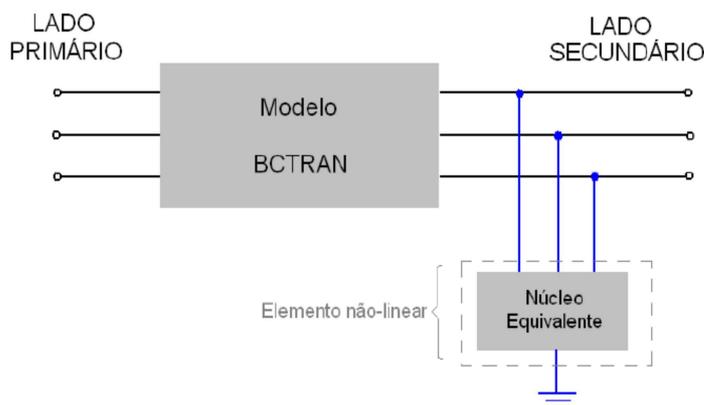
$$[V] = [Z] \times [I] \quad (2)$$

e para uma condição transitória,

$$[V] = [R] \times [I] + [L] \times \left[ \frac{dI}{dt} \right] \quad (3)$$

onde,  $[R]$  representa a matriz de resistências,  $[I]$  representa a matriz de correntes,  $[L]$  representa a matriz de indutâncias e o último termo é a matriz que representa a variação temporal das correntes. Os elementos resistivos e indutivos podem ser obtidos através de ensaios de excitação como, por exemplo, ensaios a vazio e de curto-circuito. Esse tipo de representação é linear e não considera as topologias do enrolamento e do núcleo, de forma que todos os transformadores são tratados matematicamente da mesma maneira. No *software* ATP/EMTP essa abordagem pode ser realizada através do modelo BCTRAN acrescido de um elemento externo não linear para representar a saturação do núcleo. Dito elemento pode ser entendido como uma carga não linear que demanda corrente elevada para uma sobre tensão, conforme o comportamento da corrente de excitação em uma situação de saturação ou

princípio de uma. A próxima figura mostra a topologia do modelo BCTRAN com núcleo magnético anexado externamente:



**Figura 3 - Modelo BCTRAN com equivalente do núcleo no secundário.**

Teoricamente, essa representação é válida para a faixa de frequências referente aos ensaios realizados. Entretanto, conforme (MARTINEZ et al., 2005a), essa representação utilizando um elemento não linear para o núcleo pode gerar resultados satisfatórios para frequências até 1kHz.

O segundo grupo de modelos é conhecido como STC (*Saturable Transformer Component*) nos programas de simulação de transitórios como ATP/EMTP. Nesse tipo de modelo o enrolamento primário do transformador é tratado como um circuito RL desacoplado e o equacionamento dessa topologia tem a mesma forma do grupo anterior. Por outro lado, os efeitos de saturação e histerese são simulados através de um indutor não linear presente em um nó fictício interno do transformador. Segundo (MARTINEZ et al., 2005a), esse modelo poderia representar unidades trifásicas com a utilização de relutância de sequência zero, porém teria utilidade limitada. O autor do mesmo trabalho salienta que esse modelo não pode ser utilizado para transformadores com mais de três enrolamentos, pois o circuito não é válido para

tal configuração. O fato de utilizar um elemento não linear em um nó fictício nem sempre corresponde à representação correta, havendo inclusive registro de problemas de instabilidade numérica.

No terceiro grupo classificado por (MARTINEZ et al., 2005a), os modelos consideram as topologias tanto do núcleo quanto dos enrolamentos. Uma parcela destes modelos faz uso do princípio da dualidade, de forma que o circuito magnético do transformador é representado por um circuito elétrico equivalente. Essa abordagem traz como benefícios considerações como o efeito da saturação em cada seção do núcleo, o acoplamento magnético entre fases e os efeitos de dispersão. No circuito magnético equivalente os enrolamentos são geradores de forças magnetomotrizes, os caminhos de dispersão são relutâncias lineares e os componentes do núcleo são relutâncias com características de saturação. Esse tipo de modelo prevê o isolamento elétrico entre primário e secundário e o acoplamento ao núcleo. As figuras [4] e [5] mostram um modelo físico e seu circuito elétrico equivalente.

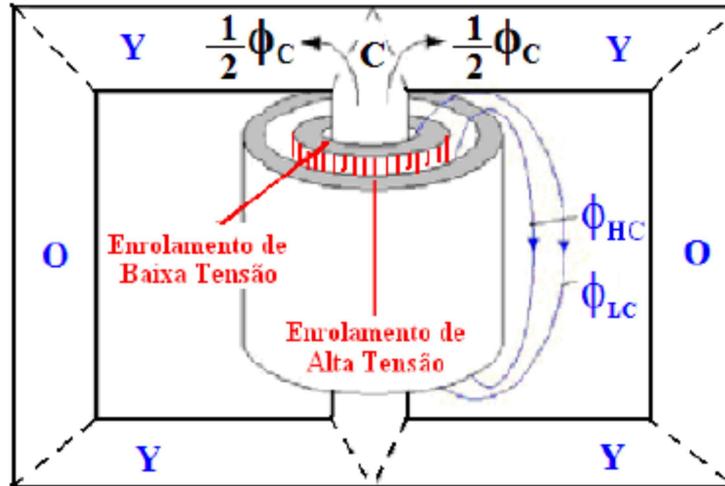


Figura 4 - Modelo físico do transformador.

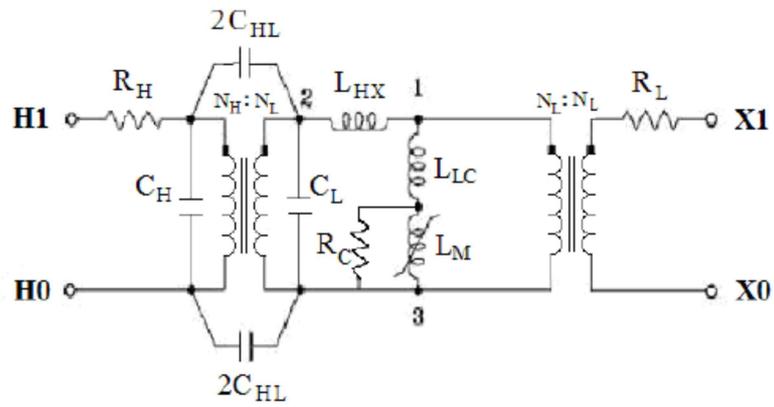


Figura 5 – Modelo elétrico equivalente.

A relação de espiras é prevista de tal forma que os componentes que representam o núcleo estejam referidos ao lado de baixa tensão e o núcleo e suas dispersões estão representados entre os transformadores ideais do circuito. As perdas do núcleo e o acoplamento capacitivo são simulados com adição de resistências e capacitores a rede elétrica equivalente. Esse tipo de modelo baseado no princípio de dualidade está presente no software ATP/EMTP sob o nome de *Hybrid Model* e será detalhado no capítulo 3.

### **2.3.2. MODELOS PARA ALTAS FREQUÊNCIAS**

Segundo o trabalho (OLIVEIRA, 2009), a modelagem de transformadores para altas frequências é uma questão de elevada complexidade dado que não existe um consenso sobre um modelo que possa representar um transformador para todas as faixas de frequências e todos os fenômenos transitórios rápidos. Um dos fatores que pode demonstrar essa complexidade é a variação dos parâmetros físicos com a frequência. Nesse sentido, parâmetros como indutância, capacitância e resistência terão seus valores elementares corrigidos em frequência. Ainda, é possível analisar que conforme a elevação da frequência, mais capacitâncias deverão ser consideradas no modelo, pois suas admitâncias crescem com o aumento da frequência.

Nas últimas décadas, diferentes modelos para estudos de alta frequência foram propostos (VAESSEN, 1988; ADIELSON et al., 1981; DE LEON et al., 1993; DE LEON et al., 1994; MORCHED et al., 1993). Apesar dos modelos apresentarem boa precisão, ainda existem problemas quanto à estabilidade numérica, eficiência e as exigências de amostra de dados. No trabalho de (JANUARIO, 2007), os modelos para altas frequências podem ser classificados, segundo apresenta-se a seguir.

### 2.3.2.1. Modelos do tipo caixa-preta (black box)

Esse tipo de modelagem é conhecido como caixa-preta, pois o transformador só é visto do ponto de seus terminais, não sendo necessário conhecer as características construtivas que existem em seu interior. Essa é a abordagem mais encontrada na literatura atual. Os dados necessários para a representação do modelo serão as tensões, correntes e impedâncias em função da frequência. A figura [6] mostra a entrada e a saída através de um modelo representado por uma caixa preta.



Figura 6 – Modelo do tipo caixa-preta.

Para o caso das tensões, encontra-se uma função de transferência  $H(s)$  através da divisão da tensão de saída  $V_2$  pela tensão de entrada  $V_1$ . Desta forma,

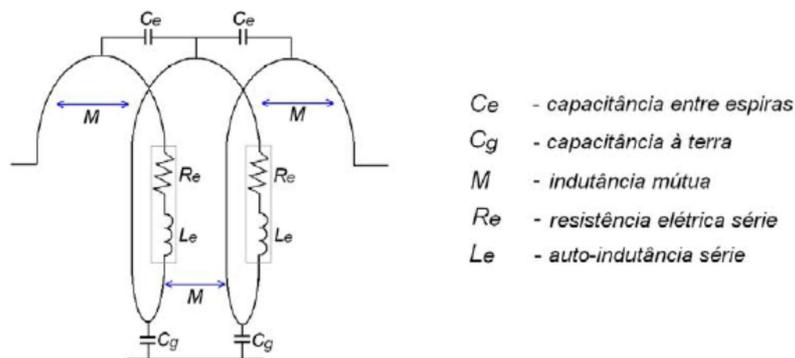
$$H(s) = \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{A_n s^n + A_{n-1} s^{n-1} + A_{n-2} s^{n-2} + \dots + A_0}{B_m s^m + B_{m-1} s^{m-1} + B_{m-2} s^{m-2} + \dots + B_0} \quad (4)$$

onde A e B são coeficientes do polinômio do numerador e do denominador e são parâmetros a serem definidos com o ajuste da curva.

### 2.3.2.2. Modelos físicos

No trabalho de (JANUARIO, 2007), apresenta-se uma breve descrição sobre a modelagem de transformadores utilizando-se parâmetros físicos. A modelagem utiliza informações sobre a geometria dos enrolamentos, as propriedades físicas dos diversos materiais e conjuntos de circuitos equivalentes do transformador. Nesse tipo de proposta, o autor de

(HERSZTERG, 2004) sugere modelar o transformador como uma linha de transmissão longa, pela natureza distribuída de seus parâmetros. A análise baseia-se na determinação das oscilações de tensão quando os enrolamentos são considerados linhas de transmissão monofásicas. As componentes distribuídas de capacitância, indutância e resistência são utilizadas para a análise da resposta do transformador na alta frequência. O autor de (JANUARIO, 2007) também apresenta uma proposta de modelagem baseada em TLM (*Transmission Line Modeling*) para estudar a maneira como são distribuídos entre espiras os surtos de tensão, bem como a transferência dos mesmos para os outros enrolamentos. Nessa linha de modelagem, os enrolamentos contínuos são representados com segmentos elementares em série a cada espira ou disco, sendo calculados através dos dados construtivos. Dessa forma, a cada elemento estarão presentes uma resistência e indutância série, enquanto uma capacitância em relação ao próximo elemento configurará um caminho alternativo para as correntes, apresentando uma característica de paralelismo com a indutância e a resistência. Também é previsto um acoplamento magnético através de indutância mútua. A figura [7] apresenta esses conceitos.



**Figura 7 – Representação de um modelo físico.**

### 2.3.2.3. Modelos detalhados

No trabalho de (JANUARIO, 2007) descreve-se o modelo detalhado proposto por (RAHIMPOUR et al., 2003), que é baseado nas indutâncias próprias e mútuas dos elementos distribuídos, conforme descrito nos modelos físicos. Dessa forma, dito modelo representa bem o comportamento do campo magnético, mas ainda assim existem algumas ressalvas. Um modelo detalhado tipo RLCM é conhecido por representar de maneira distribuída os enrolamentos do transformador, considerando resistências, indutâncias próprias e mútuas e as capacitâncias. Esses parâmetros são determinados exclusivamente pelas características geométricas do enrolamento e são válidos para frequências desde alguns kHz até 1MHz. Vale salientar que o tipo de descrição baseada na geometria dos enrolamentos ainda abre a possibilidade de investigação mais simples das falhas e suas localizações. O circuito proposto em (RAHIMPOUR et al., 2003) está representado na figura [8].

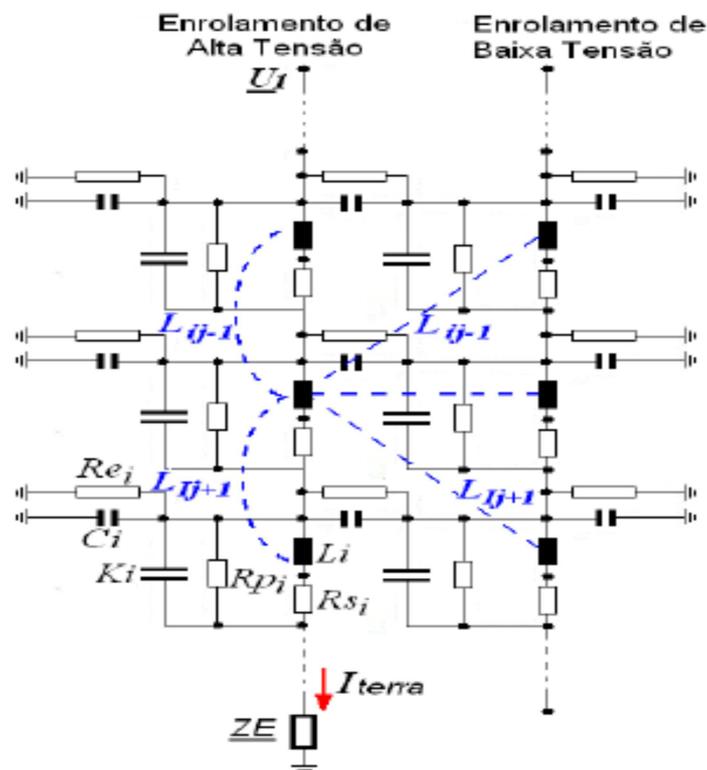


Figura 8 – Modelo proposto por (RAHIMPOUR et al., 2003).

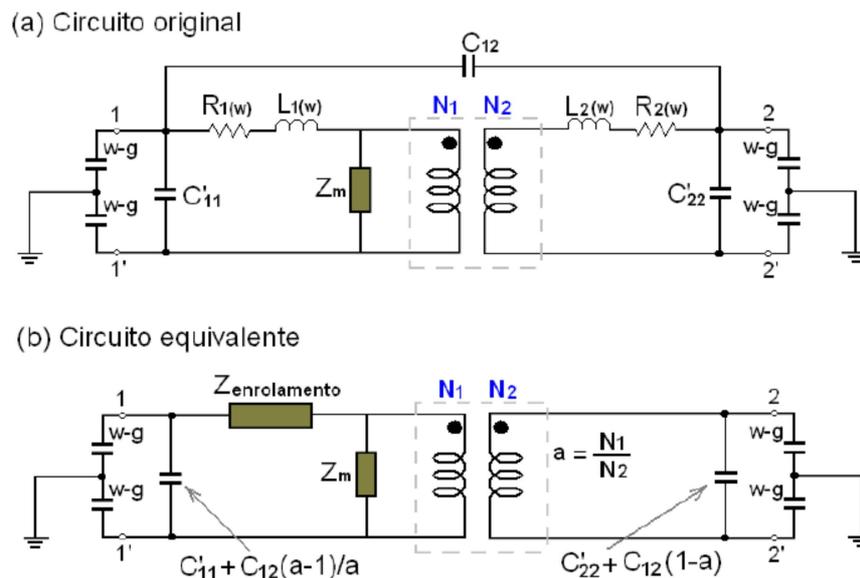
Nesse circuito é possível notar o maior grau de complexidade do modelo (em relação aos modelos classificados anteriormente como físicos) dado pela inserção de mais elementos. A consideração de indução mútua não é feita apenas entre elementos subsequentes, mas também é considerada a interação com elementos de outro enrolamento. Ainda, pode-se observar a inclusão de resistores em paralelo com as capacitâncias. Em (JANUARIO, 2007) ainda registra-se o trabalho de (NODA et al., 2002), que propõe um modelo detalhado com determinação de parâmetros através dos ensaios de resposta em frequência, bem como os trabalhos de (CHEN et al., 1997) e (KEZUNOVIC et al., 2000).

#### 2.3.2.4. Modelos simplificados

No trabalho de (CHIMKLAI et al., 1995) um modelo simplificado para altas frequências é apresentado. Essa abordagem é baseada no modelo clássico de frequência industrial onde são acrescentadas as capacitâncias dos enrolamentos e uma malha RLC equivalente para manter-se o modelo clássico, é possível separar a parte dependente da frequência das capacitâncias *shunt* que não são dependentes da frequência. Os modelos simplificados tem como essência o ajuste de uma matriz admitância partindo das respostas de dois pares de terminais, o que pode ser complicado e não seria uma solução aplicável para transformadores que se encontram em fase de projeto. Por outro lado, a abordagem simples apresentada por (CHIMKLAY et al., 1995) facilita o processo de modelagem, através da interação capacitiva e indutiva dos enrolamentos de uma fase. Isso traz como benefício a já citada separação da parte dependente da frequência (impedância de curto-circuito) da parte constante em frequência. Além de apresentar a vantagem de ser independente do tipo de ligação dos enrolamentos (estrela ou delta). Com a topologia simplificada o problema de ajuste se resume à impedância de curto-circuito, um processo mais simples do que o ajuste de uma matriz admitância padrão. O modelo simplificado possui um ramo de magnetização, assim como o modelo clássico de 60Hz, e as capacitâncias shunt são formadas pela capacitância entre enrolamentos, entre enrolamentos e terra, capacitâncias série entre espiras ou discos e capacitância com o enrolamento da outra fase. O autor mostra que essas capacitâncias responderam bem até 100kHz e acredita que as divergências para frequências mais altas acontecem pela inexatidão nos valores dos elementos. As capacitâncias terminais também são consideradas e são dependentes das buchas do transformador.

A impedância de curto-circuito é formada pela resistência série e pela indutância de dispersão, ambas dependentes da frequência. Partindo de dados de ensaios, ajusta-se uma

malha RLC para aproximar o valor da impedância. Esse modelo deve considerar separadamente a análise de sequência positiva ou zero, caso o transformador seja trifásico. Como conclusão, o modelo simplificado proposto por (CHIMKLAI, et al., 1995) fornece bons resultados para altas frequências (e também para médias e baixas) e possui poucos parâmetros dependentes em frequência quando comparado com outros modelos existentes. A figura [9] mostra o circuito original (parte a) e o circuito equivalente (parte b) para um par de bobinas acopladas de um transformador segundo o modelo simplificado.



**Figura 9 – Modelo simplificado proposto por Chimklay et al. (1995).**

No trabalho (JANUARIO, 2007) é afirmado que a representação completa do transformador necessita da representação completa dos enrolamentos devendo-se assim considerar os acoplamentos mútuos, indutivos e capacitivos. No trabalho de (DE LEON et al., 1994) um modelo mais completo para estudos de transitórios em transformadores trifásicos é proposto. Nesse trabalho equações de estados são resolvidas a fim de obterem-se equivalentes de Norton nos terminais do transformador. São utilizadas as espiras dos enrolamentos como elementos fundamentais de base de cálculo e consideram-se as perdas por correntes induzidas

(*eddy losses*) nos enrolamentos. A saturação e o amortecimento causado pelas correntes induzidas presentes no núcleo laminado são também considerados. Esse modelo completo utiliza o princípio da dualidade e da indutância de dispersão e as perdas por correntes induzidas tanto no material do núcleo quanto nos enrolamentos são consideradas dependentes da frequência. O ramo de magnetização é corretamente considerado como sendo não linear e as capacitâncias dos enrolamentos são calculadas a partir de dados construtivos. O transformador é descrito como um conjunto de equações de estado, algumas das quais são não lineares, que são resolvidas iterativamente de forma separada.

(JANUARIO, 2007) ainda apresenta o modelo completo proposto por (POPOV et al., 2001). Nesse trabalho o modelo completo é alcançado através da resposta em frequência e das características geométricas do transformador. Nesta abordagem, o ramo magnetizante é considerado não linear e dependente da frequência. As ressonâncias que se apresentam são resultados das capacitâncias e indutâncias presentes na estrutura física do equipamento.

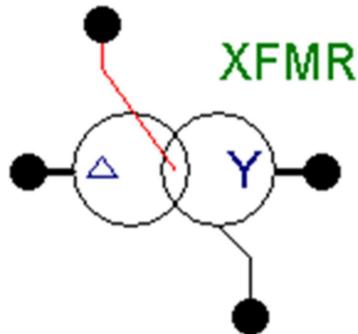
### 3. MODELO HÍBRIDO

Muito tem sido feito para estudarem-se fenômenos transitórios em SEPs nos últimos 30 anos, entretanto muitas características de equipamentos individuais ainda precisam ser aprimoradas. Nesse sentido, a modelagem de transformadores é considerada como sendo uma das principais atividades a serem complementadas. A representação dos TDPs pode ser muito complexa principalmente pelas diferentes configurações de seus enrolamentos e do núcleo. Torna-se muito difícil aplicar somente um modelo para todas as faixas de frequências dos fenômenos transitórios e, conseqüentemente, um ou vários modelos alternativos podem ser empregados para uma determinada faixa de interesse (OLIVEIRA E BRETAS, 2010).

O modelo híbrido apresentado em (MORK et al., 2007a) realiza avanços em relação aos tradicionais modelos utilizados no software ATP/EMTP. O foco desta abordagem é produzir aprimoramentos nas faixas de baixas e médias frequências do ponto de vista de topologia e exatidão, e desenvolver detalhes mais específicos de modelagem. Para tanto, uma representação do fluxo disperso através de matrizes de indutâncias é utilizada em combinação com um modelo não linear de representação topologicamente correta do núcleo. Dessa forma, é sugerido ao natural o uso da terminologia de “híbrido”, por representar constantemente os efeitos do núcleo e dos enrolamentos com aprimoramentos. O acoplamento capacitivo é considerado entre enrolamentos e entre as partes estruturais com a presença da terra, proporcionando ao modelo uma boa característica para explorar frequências mais altas. A dependência da resistência com a frequência também é prevista e é simulada através de um circuito série de Foster de segunda ordem.

O modelo híbrido surgiu em 2007 no software ATP, e a sua elaboração é fruto de trabalhos como (MORK et al., 2007a), (MORK et. al, 2007b) e (HOIDALEN et al., 2007).

A figura [10] mostra o bloco representativo da implementação do modelo híbrido no software ATP/EMTP.



**Figura 10 - Bloco representativo do modelo híbrido no ATP Draw.**

Uma característica marcante apresentada pelo modelo híbrido presente no ATP Draw são as opções de entrada de dados. O modelo pode receber informação através de parâmetros de projeto, dados padrões típicos ou resultados de ensaios. Ainda, o fornecimento desses dados pode ser realizado de diferentes formas. Por exemplo, podem-se fornecer dados construtivos para o cálculo da dispersão, enquanto as capacitâncias e resistências podem ser carregadas através de resultados de ensaios. Na figura [11], observa-se o bloco de entrada de informação para o modelo híbrido através de dados de projeto para o núcleo do transformador que será estudado neste trabalho.

Hybrid transformer : F:\XFMR-case 525MVA.xfr

Structure

Number of phases: 3

Number of windings: 2

Type of core: 5-leg stacked

Test frequency [Hz]: 60

Data based on: Ind. Res. Cap. Core

Design param.

Test report

Typical values

Ratings & connections

	Prim.	Sec.
L-L voltage [kV]	24	345
Power [MVA]	525	525
Connections	D	Y
Phase shift		30
Node name		
Winding sequence inner-middle-outer	P-S	<input checked="" type="checkbox"/> Ext. neutral connections

Data

Inductance Resistance Capacitance Core

Core dim.	Area [m <sup>2</sup> ]	Length [m]
Leg	0.943055	2.45

Material: Manual #Wind. 1 turns: 58

Dens= 7650 [kg/m<sup>3</sup>]

a= 6 }  $H = \frac{a \cdot B}{1 - b \cdot |B|}$  [A/m] B in [T]

b= 0.5

d= 0.23 }  $P = (f/50)^{1.5} \cdot (d \cdot B^2 + e \cdot B^{10})$  [W/kg]

e= 0.00125

Relative dimensions

Ratios ref. leg	Area	Length
Yoke	0.5	0.8735
Outer leg	0.5	1

Initialize

View fl/i

View core

Settings...

**Figura 11 – Entrada de dados de projeto no modelo híbrido.**

As características apresentadas pelo modelo híbrido são muito interessantes dado que o objetivo deste trabalho de diplomação é considerar aqueles modelos que permitam estudar transformadores ainda na fase de projeto, aos fins de que eventuais mudanças podem ser feitas de acordo com a análise das respostas do transformador.

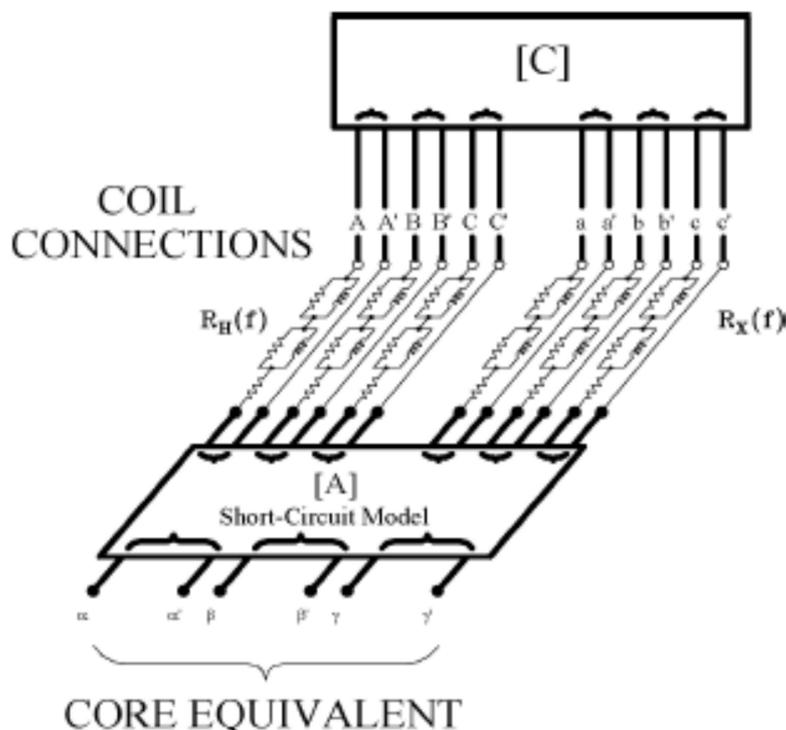
### 3.1. MODELOS ANTERIORES

Os modelos de transformadores atualmente disponíveis no software ATP possuem diferentes níveis de detalhes de acordo com a sua aplicação, no entanto, nenhum deles é capaz de simular todos os fenômenos elétricos em todas as faixas de frequência.

### 3.2. ABORDAGEM HÍBRIDA

O modelo híbrido apresenta uma abordagem que considera a combinação entre representações de curto-circuito (impedâncias associadas aos enrolamentos) e a representação do núcleo, estando a última inserida entre a transformação primária e secundária, como mostrado na figura [12], segundo (MORK et al., 2007a). A combinação deste modelo juntamente com os detalhes acrescentados é capaz de:

- usar a matriz de admitâncias para uma completa representação da reatância de dispersão e acrescentar o acoplamento entre enrolamentos e núcleo.
- utilizar um modelo não linear topologicamente correto para o núcleo, baseado na dualidade.
- utilizar resistências dependentes da frequência para os enrolamentos.
- incluir os efeitos capacitivos, sendo anexados externamente junto às buchas terminais.

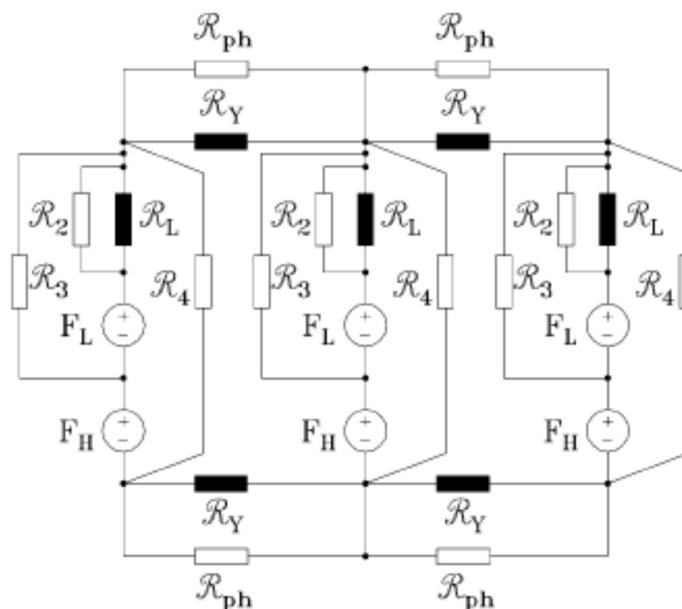


**Figura 12 – Representação do núcleo posicionada entre o primário e o secundário do transformador.**

### 3.2.1. Representação do núcleo baseada na dualidade

Na figura [13] um circuito elétrico é apresentado como equivalente de um núcleo trifásico de três pernas. A descrição completa desse modelo de acordo com o princípio de dualidade pode ser encontrada nos trabalhos de (HOIDALEN et al., 2007) e (MORK et al., 2007a). Uma descrição resumida desta abordagem pode ser entendida da seguinte forma: primeiramente, caminhos para o fluxo magnético são traçados e seu parâmetro magnético concentrado é utilizado; posteriormente o circuito magnético é transformado em um circuito elétrico equivalente através da dualidade. Na figura [13],  $R_L$  representa a relutância magnética nas pernas do núcleo, enquanto  $R_Y$  representa a relutância para as culatras. Por outro lado, as relutâncias não sombreadas representam os diversos caminhos de dispersão presentes no núcleo.  $R_2$  representa o caminho de dispersão entre o núcleo e o enrolamento mais interno,  $R_3$

representa o caminho de dispersão entre os enrolamentos de baixa e alta tensão para um transformador de 2 enrolamentos, por exemplo.  $R_4$  representa o caminho de dispersão por fora dos enrolamentos e  $R_{ph}$  representa o caminho para fluxo disperso em paralelo com as culatras.



**Figura 13 – Circuito elétrico equivalente ao circuito magnético do núcleo.**

### 3.2.2. Reatância de dispersão

O fluxo disperso entre dois enrolamentos tem como conceito um fluxo que não concatena ambos os enrolamentos acoplados magneticamente. O resultado disso pode ser considerado como um fluxo que não fará parte das relações de transformação de um transformador ideal podendo-se representar esse efeito com o acréscimo de uma reatância de dispersão no modelo. O fluxo de dispersão passa através de meios não ferromagnéticos em geral de grande relutância, entretanto esse fluxo também poderá encontrar caminhos de baixa relutância através das paredes do tanque ou outras partes metálicas, sendo a distribuição deste dependente da configuração dos enrolamentos. Um efeito de dispersão importante para modelos detalhados, e que não é considerado nem medido em ensaios de fábrica, é o fluxo

que fica concatenado no enrolamento mais interno, porém não flui através do núcleo. Essa questão é bem solucionada no modelo híbrido através da inserção de um enrolamento fictício de altura radial zero na superfície do núcleo. Mais detalhes podem ser encontrados em (MORK et al., 2007a). Vale lembrar que esse fluxo não gera perdas por correntes parasitas nas laminações do núcleo, mas poderá gerar correntes induzidas em outras partes. Dada a importância de obterem-se os parâmetros ainda em fase de projeto do transformador, pode-se utilizar o ATP para calcular a dispersão através da seguinte fórmula, que possui seu desenvolvimento bem detalhado em (HOIDALEN et al., 2007).

$$X_{AT-B} = \frac{w\mu_0 N^2}{h} \times \left( \frac{L_{mt,AT} * b_{AT}}{3} + \frac{L_{mt,BT} * b_{BT}}{3} + L_{mt,2} * a_2 \right) \quad (5)$$

A equação (5) representa a dispersão entre os enrolamentos de alta e baixa tensão onde os seguintes parâmetros de projeto são utilizados e aplicados ao estudo de caso analisado neste trabalho:

**TABELA 2 – Parâmetros de projeto do transformador de 525MVA**

<b>Parâmetro</b>	<b>Descrição</b>	<b>Valor</b>
<b><i>a</i></b>	Altura radial do canal de isolamento entre enrolamentos	<b><i>a1=0,022m</i></b>
		<b><i>a2=0,078m</i></b>
<b><i>b</i></b>	Altura radial dos enrolamentos	<b><i>b1=0,106m</i></b>
		<b><i>b2=0,150m</i></b>
<b><i>Lmt</i></b>	Diâmetro médio dos enrolamentos ou canal de dispersão	<b><i>4,1m (BT)</i></b>
		<b><i>4,9m (canal)</i></b>

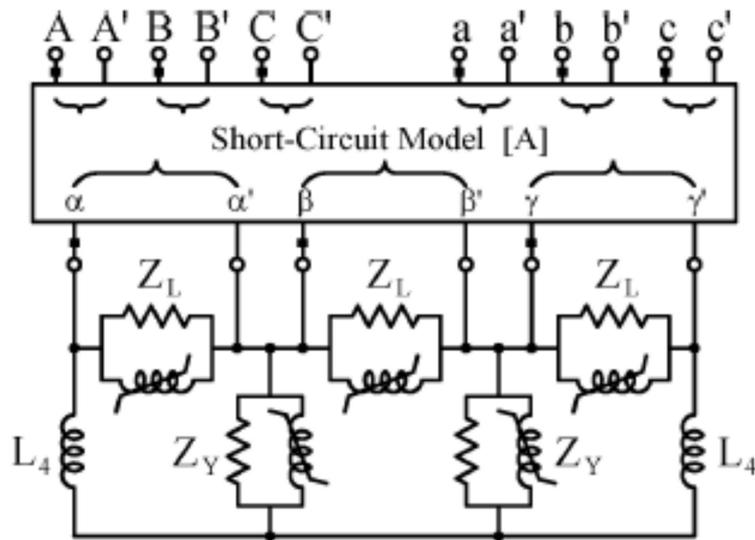
		<i>5,4m (AT)</i>
<i><b>h</b></i>	Altura axial dos enrolamentos	<i>2,16m</i>
<i><b>N</b></i>	Número de espiras dos enrolamentos	<i>58 (BT)</i>

### 3.2.3. Transformadores de acoplamento

No modelo derivado do princípio de dualidade, os transformadores de acoplamento fornecem isolamento elétrico entre o equivalente do núcleo e a parte externa do modelo. Esses transformadores são ideais, não possuem impedâncias e possuem uma relação de espiras apropriada ao modelo desenvolvido.

### 3.2.4. Representação não linear do núcleo

Um enrolamento fictício de ordem  $N+1$ , onde  $N$  corresponde ao número de enrolamentos, é utilizado com um ponto de anexação para representar o equivalente do núcleo, como pode ser visto na figura [14]. O modelo não linear topologicamente correto extraído do princípio da dualidade é anexado aos terminais  $\alpha$ - $\beta$ - $\gamma$  desse enrolamento. Cada coluna e culatra são representadas por uma resistência de perdas em paralelo com uma indutância saturável e um caminho para a circulação do fluxo de sequência zero está previsto. No caso de uma configuração de 3 pernas, apenas uma indutância linear representa esse caminho de sequência zero. Entretanto, no acréscimo das colunas de retorno de uma configuração de 5 pernas, as perdas e a saturação desse caminho também são consideradas. As resistências são utilizadas para representar as perdas por histerese, corrente induzidas e perdas anômalas (MORK et al., 2007a).



**Figura 14 – Anexação do modelo do núcleo entre o primário e o secundário do transformador.**

Para simulações de transformadores em fase de projeto, as características referentes às curvas de magnetização e perdas do ferrosilício utilizado no núcleo podem ser inseridas no modelo híbrido presente no ATP. Utilizando-se catálogos dos fabricantes, as curvas presentes no modelo poderão ser ajustadas de forma manual. A relação de magnetização entre campo magnético e densidade de fluxo pode ser aproximada pela equação de Frolich, como em (HOIDALEN et al., 2007):

$$\mathbf{B} = \frac{\mathbf{H}}{\mathbf{a} + \mathbf{b} * \mathbf{H}} \quad (6)$$

**Onde:**

$\mathbf{H}$  representa o campo magnético.

$\mathbf{B}$  representa a densidade de fluxo.

$\mathbf{a}$  e  $\mathbf{b}$  são parâmetros para ajuste de curva

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{(1-b*B)}{a} \quad (7)$$

**Onde:**

*H* representa o campo magnético.

*B* representa a densidade de fluxo.

*a* e *b* são parâmetros para ajuste de curva

*μ* representa a permeabilidade do aço silício.

A curva de magnetização λ-i deverá ser obtida a partir da curva B-H e relacionando as áreas e comprimentos das colunas do núcleo. Segundo o trabalho (HOIDALEN et al., 2007), as perdas do núcleo podem ser ajustadas numa curva de exponenciais crescentes.

$$Perdas \left[ \frac{W}{kg} \right] = \left( \frac{f}{50} \right) \times 1,5 \times (d \times B^2 + e \times B^{10}) \quad (8)$$

Para o ferrosilício utilizado no estudo de caso deste projeto os parâmetros foram encontrados como sendo:

$$a=6$$

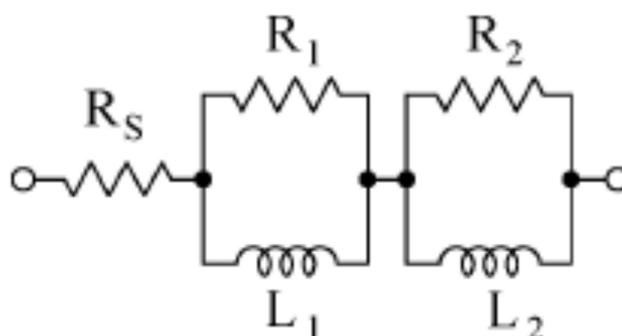
$$b=0,5$$

$$d=0,23$$

$$e=0,00125$$

### 3.2.5. Resistências dependentes da frequência

As resistências elétricas apresentadas pelos condutores de cobre dos transformadores de potência possuem uma variação com a frequência sendo os efeitos dominantes o efeito *skin* e o efeito de proximidade. O primeiro é causado por uma não uniformidade do campo magnético produzido pelas correntes dentro do condutor, tendo como característica ficar menos uniforme conforme a frequência aumenta. Dessa forma, a corrente elétrica tende a circular pela superfície do condutor, apresentando-se um aumento proporcional da resistência com a frequência. O efeito de proximidade acontece pela interação de campos magnéticos de origem externa e a presença de mais de uma camada nos enrolamentos agrava esse tipo de perda. O efeito *skin* é dominante até certa faixa de frequências, a partir do qual o efeito de proximidade passa a prevalecer (MORK et al., 2007a). Para considerar corretamente esses efeitos, o ATP utiliza um circuito série de Foster de segunda ordem como mostrado a seguir.



**Figura 15 - Circuito equivalente para representar a resistência nas diferentes frequências.**

Para fazer uso desse detalhe no ATP, entra-se com dados de projeto tais como: número de condutores, condutividade do material, dimensão radial e axial dos condutores singelos, número de camadas e número de grupos de condutores em paralelo. Adicionalmente, deve-se

requisitar o uso de parâmetros com dependência em frequência, através de uma caixa de seleção. Para o caso estudado neste trabalho foram inseridos os seguintes dados de projeto:

$$\text{Condutância} = 4,77 \times 10^7 \text{ [S/m]}$$

$$\text{Número de condutores paralelos BT} = 172$$

$$\text{Número de condutores paralelos AT} = 30$$

$$\text{Dimensão radial de condutor BT} = 1,75 \text{ [mm]}$$

$$\text{Dimensão radial de condutor AT} = 1,5 \text{ [mm]}$$

$$\text{Dimensão axial de condutor BT} = 6,8 \text{ [mm]}$$

$$\text{Dimensão axial de condutor AT} = 6,1 \text{ [mm]}$$

$$\text{Comprimento médio da espira} = 4,1 \text{ (BT)} / 5,2 \text{ (AT)} \text{ [m]}$$

### 3.2.6. Acoplamento capacitivo

Os efeitos capacitivos sempre são importantes, principalmente nas altas frequências, e devem ser incluídos no modelo. As capacitâncias que são consideradas no modelo híbrido incluem capacitâncias entre enrolamentos, entre enrolamentos e massa e entre enrolamentos e núcleo. Esses parâmetros encontram-se concentrados, entretanto são divididos em duas partes, nos inícios e nos finais de cada enrolamento, para uma melhor distribuição dos efeitos. Ainda pode-se citar a capacitância entre fases, que também é considerada (MORK et al., 2007a). As principais capacitâncias citadas podem ser visualizadas na figura [16] seguinte.

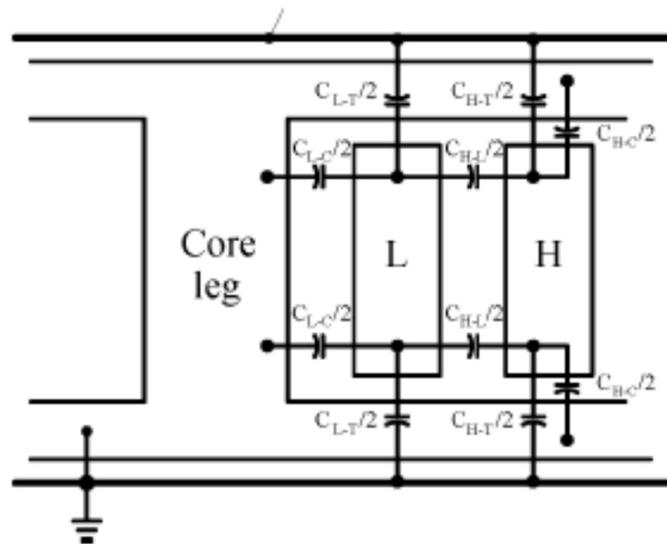


Figura 16 - Capacitâncias consideradas no modelo híbrido.

Através de dados de projeto é possível conhecer os valores de capacitância, no entanto no cálculo das capacitâncias entre enrolamentos e entre enrolamentos e núcleo, pode assumir-se ambas as partes metálicas como sendo capacitores cilíndricos concêntricos (MORK et al., 2007a). O cálculo dá-se por:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r * h}{\ln \frac{d2}{d1}} \quad (9)$$

Nessa equação (9),  $\epsilon_0$  é a permissividade elétrica do vácuo,  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa do meio isolante e a variável  $h$  representa a altura dos enrolamentos cilíndricos. A distância  $d1$  representa o diâmetro interno do enrolamento de alta tensão, enquanto  $d2$  representa o diâmetro externo do enrolamento de baixa tensão. Aplicando-se ao caso de estudo obtêm-se:

$\epsilon_r = 2,6$  ; sendo aproximado para uma combinação de óleo e papelão.

$h = 2,16\text{m}$  ; sendo a altura dos enrolamentos

O cálculo de  $d2$  e  $d1$  pode ser obtido pela rotina do ATP através dos mesmos parâmetros já fornecidos para o cálculo da dispersão onde:

$$d2 = \text{Diâmetro}_{\text{exter}_{BT}} = \text{Diâmetro}_{\text{núcleo}} + 2 * \text{canal}_{N-BT} + 2 * \text{radial}_{BT} \quad (10)$$

$$d1 = \text{Diâmetro}_{\text{exter}_{BT}} + 2 * \text{canal}_{AT-B} \quad (11)$$

ou de acordo com a notação utilizada pelo ATP,

$$d2 = Dn + 2 * a1 + 2 * b1 \quad (12)$$

$$d1 = Dn + 2 * a1 + 2 * b1 + 2 * a2 \quad (13)$$

### 3.3. DESCRIÇÕES FINAIS DO MODELO HÍBRIDO

O modelo híbrido combina as principais características de diferentes abordagens para representação e modelagem de transformadores. Isso é feito de uma maneira tal que, diferentes configurações de enrolamentos e núcleos podem ser simuladas, criando um modelo universal. O modelo pode ser aplicado a diferentes tipos de ligações, sejam elas estrela, triângulo ou zigue-zague, uma vez que as ligações são feitas através de seus terminais externos. O modelo híbrido já está desenvolvido para simulação de transitórios em baixas e médias frequências e a sua aplicação é direta em fenômenos como excitação, *inrush*, surtos de manobras e ferro-ressonância. Pelo fato desse modelo incluir os efeitos capacitivos, motiva-se neste trabalho verificar até onde o modelo pode responder bem com o aumento da frequência. Os próprios autores de (MORK et al., 2007a) deixam como nota de futuro trabalho o aprimoramento dos efeitos capacitivos, com a inclusão de mais capacitâncias, para poder representar de forma mais exata o comportamento dos TDPs perante transitórios de alta frequência.

#### 4. MODELO SIMPLIFICADO PARA ALTAS FREQUÊNCIAS (AF)

Este capítulo descreve o modelo simplificado para altas frequências que é estudado neste trabalho, o qual é comparado com os resultados reais e com os resultados obtidos com o modelo híbrido. O modelo simplificado utiliza a topologia básica RLC de um modelo de 60Hz, porém considera as capacitâncias entre enrolamentos, e as capacitâncias série e terminais. É importante registrar, desde já, que pelo fato de estudar o comportamento dos TDPs às altas frequências (>10kHz) o modelo simplificado tem o ramo de excitação ausente, pois considera-se que a importância da modelagem do núcleo é válida somente para baixas e médias frequências. Dito modelo pode ser considerado como uma versão simplificada do modelo proposto em (CHIMKLAY et al., 1995) e descrito na seção 2.3.2.4. No modelo de (CHIMKLAY et al., 1995), o ramo da impedância de curto-circuito é obtido através dos resultados dos ensaios e da utilização da técnica conhecida como *vector fitting*. No entanto, o modelo simplificado estudado neste trabalho apresenta mais uma simplificação em relação ao proposto pelos autores de (CHIMKLAY et al., 1995), dado que a impedância de curto-circuito é simplificada por um ramo RL em paralelo com a capacitância série do enrolamento. Neste capítulo serão apresentados os elementos desse modelo e a determinação dos mesmos para o transformador utilizado no estudo de caso.

##### 4.1. CAPACITÂNCIAS PARALELAS

O modelo simplificado inclui um conjunto de capacitâncias paralelas ao enrolamento, que constituirão caminhos alternativos ao enrolamento principal para surtos de alta frequência. Essas capacitâncias são as capacitâncias dos enrolamentos contra a massa, as capacitâncias entre enrolamentos e as capacitâncias terminais devidas as buchas dos

enrolamentos. Conforme já observado na revisão geral sobre modelagem, uma melhor representação é obtida ao se dividir as capacitâncias entre os extremos do enrolamento.

A capacitância do enrolamento contra a massa é o resultado da capacitância formada pelas partes metálicas do enrolamento contra toda a estrutura metálica aterrada do transformador. Nos transformadores de potência, o núcleo e o tanque encontram-se aterrados formando essa estrutura. Analisando a definição básica de capacitâncias, pode-se dizer que a capacitância é proporcional a área das placas e a permissividade elétrica, e por outro lado é inversamente proporcional à distância entre as placas. O cálculo quantitativo, entretanto, exige uma formulação mais elaborada, podendo ser encontrado na literatura de (RIES, 2007). Para o transformador de 525MVA estudado, obtiveram-se os seguintes valores:

$$C_{BT-MASSA} = 6724pF \quad (14)$$

$$C_{AT-MASSA} = 1277pF \quad (15)$$

As capacitâncias entre os enrolamentos de baixa e alta tensão são interpretadas como dois cilindros concêntricos separados pela distância radial do canal de isolamento entre eles, como apresentada na seção 3.2.6 para o modelo híbrido. Como resultado para o caso de estudo, obtém-se:

$$C_{BT-AT} = 2987pF \quad (16)$$

As buchas dos transformadores de potência são elementos cujo propósito é realizar a ligação segura dos enrolamentos internos e os equipamentos ou linhas externas ao

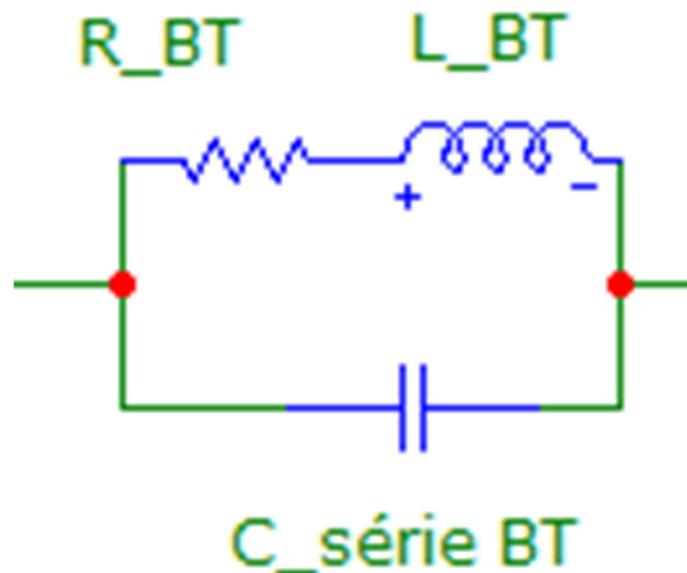
transformador. Assim, forma-se naturalmente uma capacitância entre o condutor central da bucha e a terra, através do meio isolante presente na bucha e o próprio ar. Essa capacitância é obtida com maior exatidão através de ensaios, sendo disponibilizada pelos fabricantes. Para o transformador em questão tem-se:

$$C_{BUCHA-AT} = 370pF \quad (17)$$

$$C_{BUCHA-BT} = 280pF \quad (18)$$

#### 4.2. IMPEDÂNCIA DE CURTO-CIRCUITO

O ramo responsável por representar a impedância de curto-circuito é formado por um elemento RL série em paralelo com uma capacitância. Pode-se imaginar que para cada elemento fundamental, representado por uma espira ou um disco do enrolamento, existirão dois caminhos paralelos para a circulação de corrente sendo o primeiro deles formado pela resistência e indutância do segmento. Por outro lado, a capacitância entre o disco/espira e seus adjacentes irá constituir um caminho paralelo à circulação convencional de 60Hz e a admitância desse último irá crescer com a frequência. A figura [13] representa esse ramo para o enrolamento de baixa-tensão de forma concentrada, sendo  $R_{BT}$  a resistência do enrolamento de BT,  $L_{BT}$  a indutância de dispersão e  $C_{série\_BT}$  a capacitância série.



**Figura 17 - Parâmetros concentrados representando a impedância de curto-circuito.**

A capacitância que se encontra em paralelo ao ramo RL é chamada de série, pois está em série com a continuação do enrolamento. Para o cálculo da mesma deve-se encontrar a capacitância entre cada espira/disco conforme documentado em (RIES, 2007). Uma vez encontrada a capacitância entre cada par de elementos fundamentais, deve-se calcular uma capacitância equivalente, conforme a equação (19):

$$\frac{1}{C_{eq.}} = \frac{1}{C1} + \frac{1}{C2} + \dots + \frac{1}{Cn} \quad (19)$$

Com esse procedimento obtém-se:

$$C_{série-A} = 152,4 \text{ pF} \quad (20)$$

$$C_{série-B} = 12,95 \text{ pF} \quad (21)$$

O ramo RL é formado pela resistência do enrolamento em série com a indutância de dispersão. Para o transformador de 525MVA temos:

$$R_{AT} = 0,21060\Omega \quad (22)$$

$$R_{BT} = 0,00256\Omega \quad (23)$$

$$L_{AT} = 0,049H \quad (24)$$

$$L_{BT} = 0,24mH \quad (25)$$

#### 4.3. TRANSFORMADOR IDEAL

O elemento restante do modelo simplificado para altas frequências é um transformador ideal, utilizado para reproduzir a relação de tensões nominais entre os enrolamentos de baixa e alta tensão. Para efeitos de simulação, teve-se que considerar as ligações e o número de espiras de cada enrolamento para obter-se a relação de transformação do transformador estudado. A relação obtida entre a tensão de fase da baixa-tensão e a tensão de fase da alta-tensão foi obtida como sendo:

$$a = \frac{V_{f-BT}}{V_{f-AT}} = 0,1204905 \quad (26)$$

#### 4.4. REPRESENTAÇÃO FINAL DO MODELO PARA AF

Agrupando todos os elementos apresentados até aqui, chega-se na versão final do modelo simplificado para altas frequências (AF). Na figura [18] apresenta-se uma versão monofásica obtida através dessa abordagem.

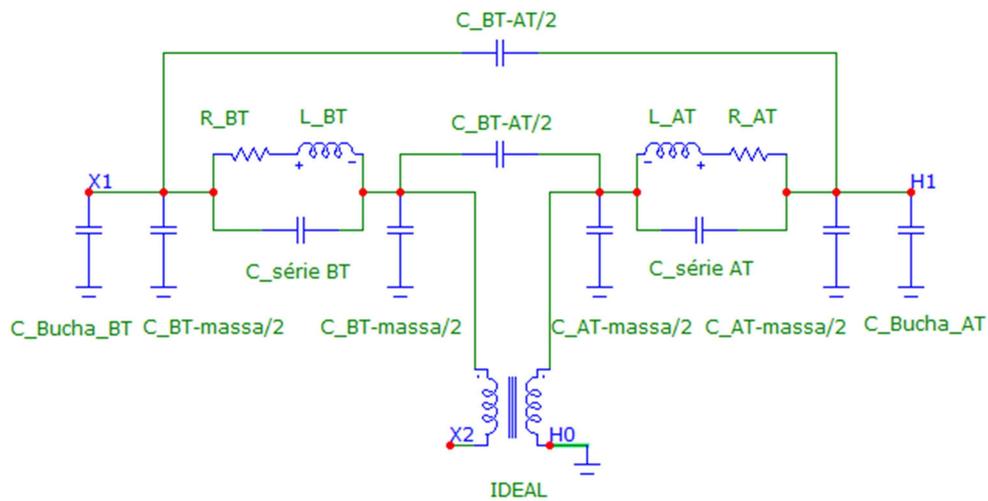


Figura 18 - Representação do modelo simplificado para AF.

## 5. SIMULAÇÕES E ANÁLISE DOS RESULTADOS

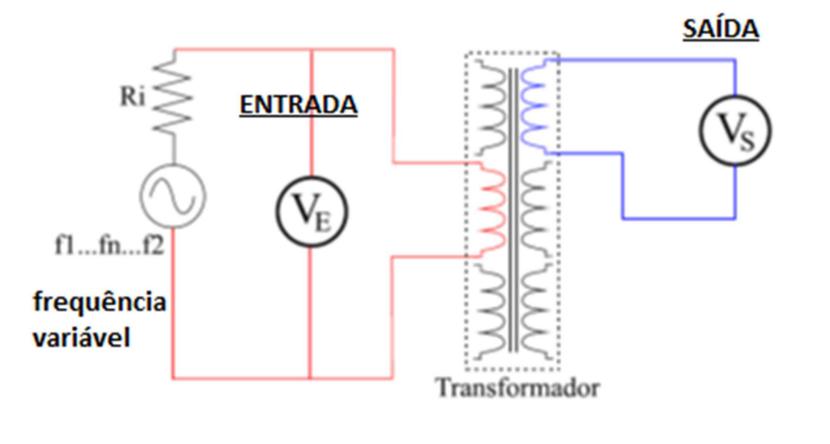
Nesse capítulo é apresentado o conjunto de simulações desenvolvidas e é feita uma análise dos resultados de cada modelo em comparação com os resultados reais de ensaio. O transformador que serve como estudo neste trabalho foi submetido a ensaios de Resposta em Frequência (FRA – *Frequency Response Analysis*) ao término de sua fabricação. As simulações foram efetuadas através do software ATP/EMTP versão 5.1p2, seguindo os mesmos procedimentos dos ensaios FRA feitos em fábrica, os quais serão revisados neste capítulo. Apesar do ensaio de resposta em frequência não representar diretamente um fenômeno transitório, ele é o ensaio disponível na atualidade que fornece maiores informações sobre o comportamento do transformador através das faixas de frequências. Diante disso, poder-se-á analisar a resposta do modelo híbrido para baixas e médias frequências, enquanto o modelo simplificado será analisado para altas frequências. Entretanto, também objetiva-se verificar quais os limites de resposta de cada modelo, determinando até quais faixas de frequências os modelos considerados fornecem boas respostas.

### 5.1. METODOLOGIA DOS ENSAIOS DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

A análise de resposta em frequência (FRA) é uma técnica para estudo de sistemas lineares onde busca-se a resposta de uma saída em função de uma entrada. A entrada constitui-se de uma onda senoidal pura que terá sua frequência variada dentro de uma determinada faixa de interesse onde, supõe-se uma saída também senoidal ao se considerar o sistema como linear. Sabe-se que o transformador de potência possui também elementos não lineares, sendo o comportamento do núcleo a principal resposta não linear. No caso dos ensaios FRA aplicados em fábrica, a não linearidade do núcleo é minimizada pela baixa amplitude da onda senoidal aplicada. A escolha desse conjunto de saída vs. entrada

determinará sob qual ponto de vista essa relação estará sendo determinada. Por exemplo, a busca da saída num enrolamento de alta-tensão em função da entrada no enrolamento de baixa-tensão é conhecida como um ensaio FRA do tipo *relação de tensão*. Por outro lado, a medição de resposta entre os extremos de um mesmo enrolamento é uma técnica conhecida como *análise de redes* ou *impedância terminal*, sendo a mais difundida e utilizada no mercado (AGUIAR, 2007). Ambos os métodos são detalhados na sequência.

O método de FRA do tipo *relação de tensão* caracteriza-se por ter uma aplicação de entrada coincidente com o primário e uma medida da saída coincidente com o secundário do transformador. Nessa situação, é de se esperar que a 50/60Hz a relação de entrada e saída coincida com a relação nominal de tensões do transformador. A figura [19] mostra o esquema elétrico desse ensaio.



**Figura 19 - Ensaio FRA do tipo relação de tensões.**

Segundo o trabalho de (AGUIAR, 2007), esse ensaio é o mais simples de ser realizado além de ser bastante utilizado para diagnóstico de transformadores de potência. Entretanto, essa metodologia possui desvantagens relacionadas a não obtenção de informações nas baixas frequências e à difícil modelagem do transformador a partir dessas respostas. Cita-se ainda o ocasional surgimento de tensões elevadas no secundário diante de

uma ressonância em determinada frequência, devendo ser considerado para a segurança de operadores e proteção dos equipamentos de medição envolvidos no ensaio.

O ensaio de FRA do tipo *análise de redes* é caracterizado pela aplicação do sinal de entrada sob um extremo do enrolamento, enquanto a saída é medida no outro extremo através de uma resistência de  $50\Omega$ . Dessa maneira, o resultado obtido é uma medida indireta da impedância do enrolamento ( $Z$ ) onde o terminal de aterramento é a referência para o circuito de medição. Os resultados são apresentados em termos de ganho e ângulo conforme as equações (27) e (28).

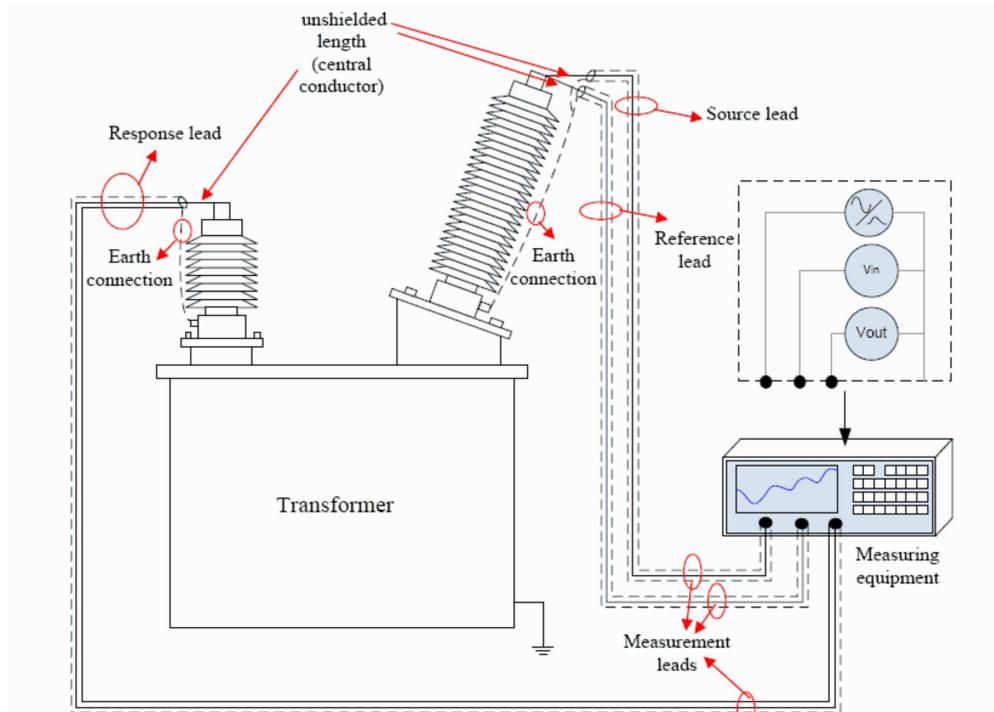
$$K = 20 \times \log_{10} \frac{V_s}{V_e} = 20 \times \log_{10} \frac{50\Omega}{Z+50\Omega} \text{ db} \quad (27)$$

$$\theta = \hat{\text{ângulo}}, V_s - V_e [^\circ] \quad (28)$$

Esta técnica é a mais difundida na indústria e existe um grande banco de ensaios realizado dessa maneira (AGUIAR, 2007). Quando comparada com a técnica de relação de tensões, essa possui as seguintes vantagens:

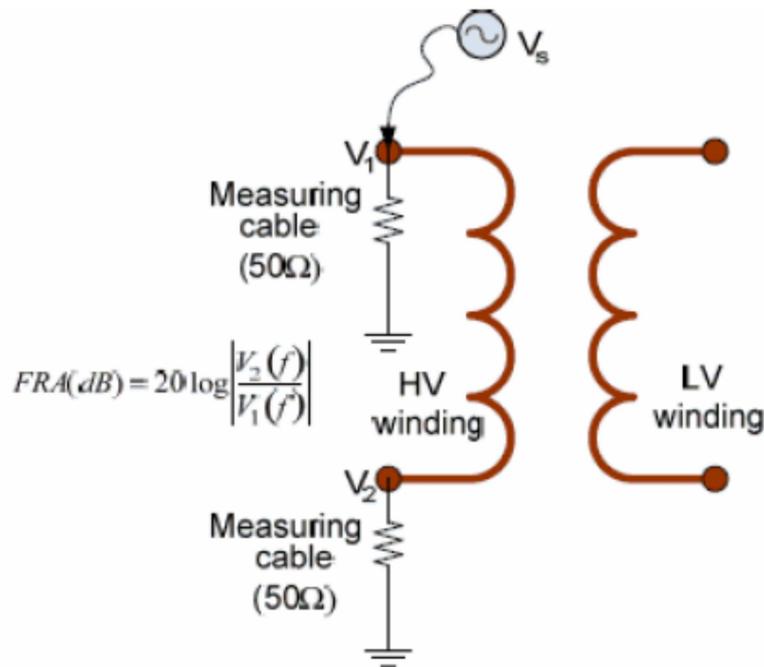
- maior quantidade de informações nas baixas frequências.
- comportamento mais linear dos resultados, facilitando um posterior modelamento.
- não induz altas-tensões, considerando-se uma entrada de baixa amplitude.

A figura [20] mostra um esquema de medição para ensaio FRA do tipo análise de redes.



**Figura 20 - Ensaio FRA do tipo análise de redes (impedância terminal).**

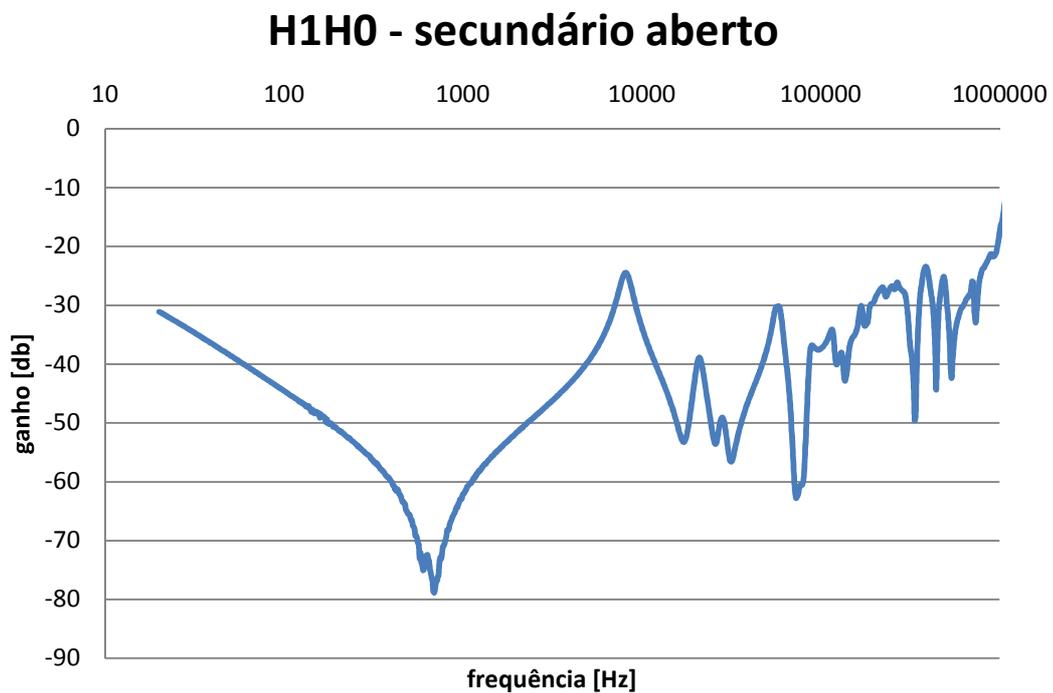
Nos ensaios de fábrica realizados pela Alstom Grid em Canoas o sinal de entrada é uma onda senoidal de 10V rms, sendo sempre utilizado o método de *análise de redes* (impedância terminal). A frequência do sinal é variada na faixa típica de interesse de 20Hz a 1MHz. Pode-se ainda realizar duas variações neste tipo de ensaio FRA onde o enrolamento que não está recebendo o sinal de entrada pode ser deixado em aberto ou em curto-circuito. No caso do curto-circuito, esse também será referido no primário, de forma que os efeitos do ramo de excitação (núcleo) não estarão presentes. A figura [21] mostra um exemplo de configuração com secundário em aberto.



**Figura 21 - Configuração com secundário em aberto.**

No transformador trifásico de 525MVA estudado neste trabalho foram realizados ensaios com secundário em aberto, aplicando-se uma tensão de entrada tanto na Alta Tensão (AT) quanto na Baixa Tensão (BT). Ainda, foi realizado um ensaio com secundário em curto-circuito com medição da impedância vista do lado da AT.

A figura [22] traz o resultado do ensaio de resposta em frequência aplicando-se a tensão de entrada no terminal de fase H1 de AT e medindo-se a saída no terminal de neutro H0, com o secundário (BT) em aberto. Pode-se notar que o gráfico mostra os resultados para uma faixa de frequência de 20Hz até 1MHz. Nas seções seguintes, esse e outros resultados serão utilizados para verificação dos modelos.

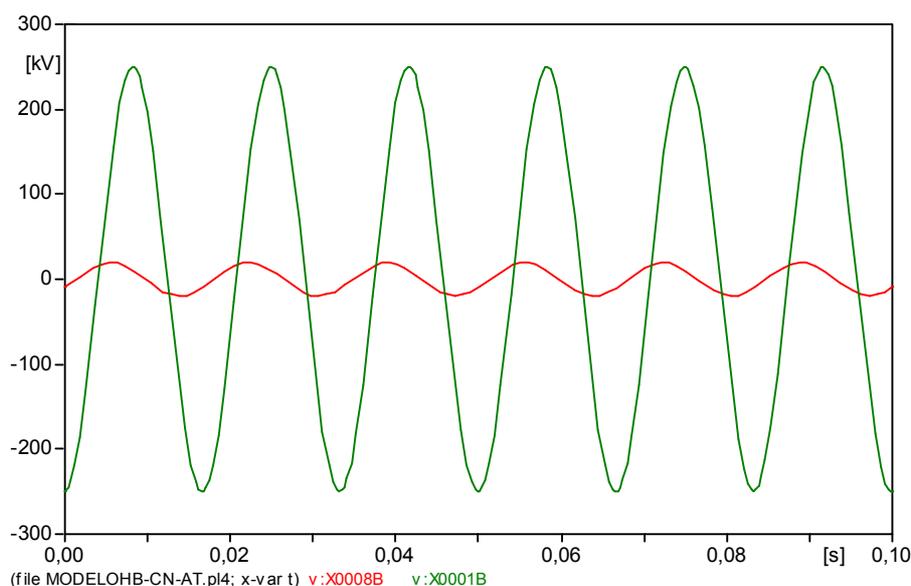


**Figura 22 - Resultado real de ensaio FRA para o transformador de 525MVA, valores medidos em fábrica.**

## 5.2. SIMULAÇÕES PARA O MODELO HÍBRIDO

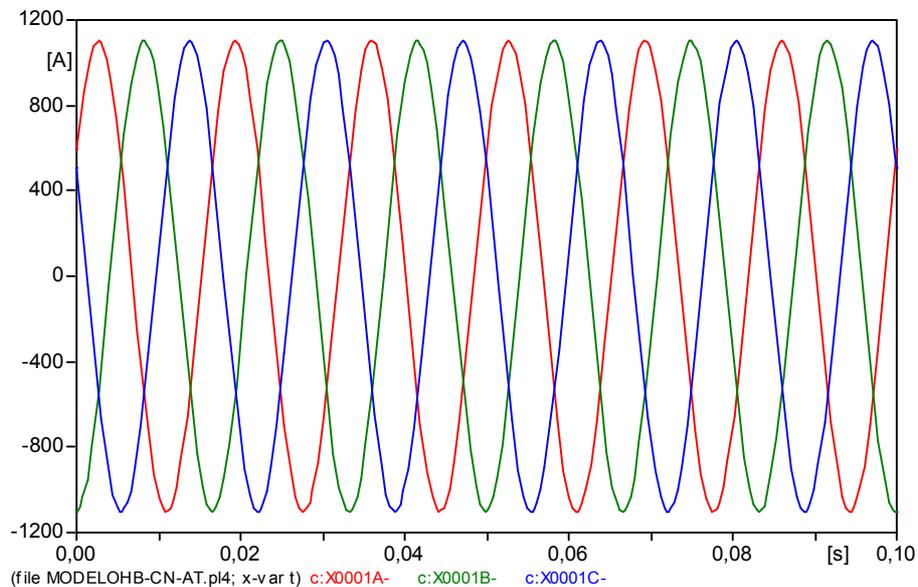
Conforme detalhado no capítulo 3, o modelo híbrido representa o estado da arte para simulações de transitórios com faixas de frequências até 5kHz. Neste capítulo, serão apresentadas as simulações realizadas para o modelo híbrido através do software ATP/EMTP. Vale salientar que, aos efeitos de comparação, as informações utilizadas no modelo híbrido disponível no ATP foram obtidas do transformador de 525MVA utilizado como estudo de caso neste trabalho.

A primeira verificação mostrada na figura [23] corresponde à simulação do transformador operando em regime nominal, sendo alimentado pelo lado de BT.



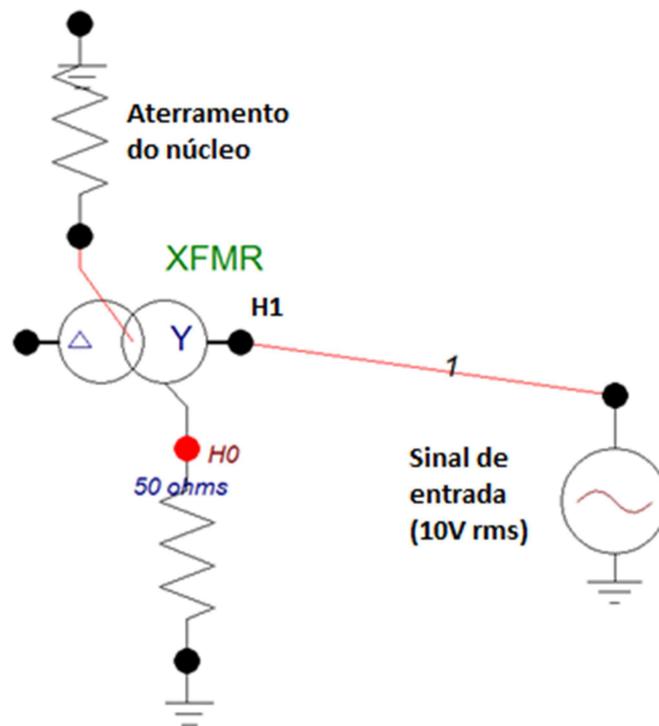
**Figura 23 - Operação do modelo híbrido em plena carga. AT em verde e BT em vermelho.**

Podem-se verificar as relações de tensões nominais (24-345kV em YNd1) através do gráfico. As simulações correspondem à operação do transformador a plena carga e fator de potência unitário. Foram apresentados na figura os resultados para fase central do transformador. Na figura [24] são mostradas as correntes nas 3 diferentes fases do enrolamento de alta-tensão, quando o transformador opera em plena carga.



**Figura 24 - Correntes nas 3 fases da AT do modelo híbrido: Fase A (vermelho), Fase B (verde) e Fase C (azul).**

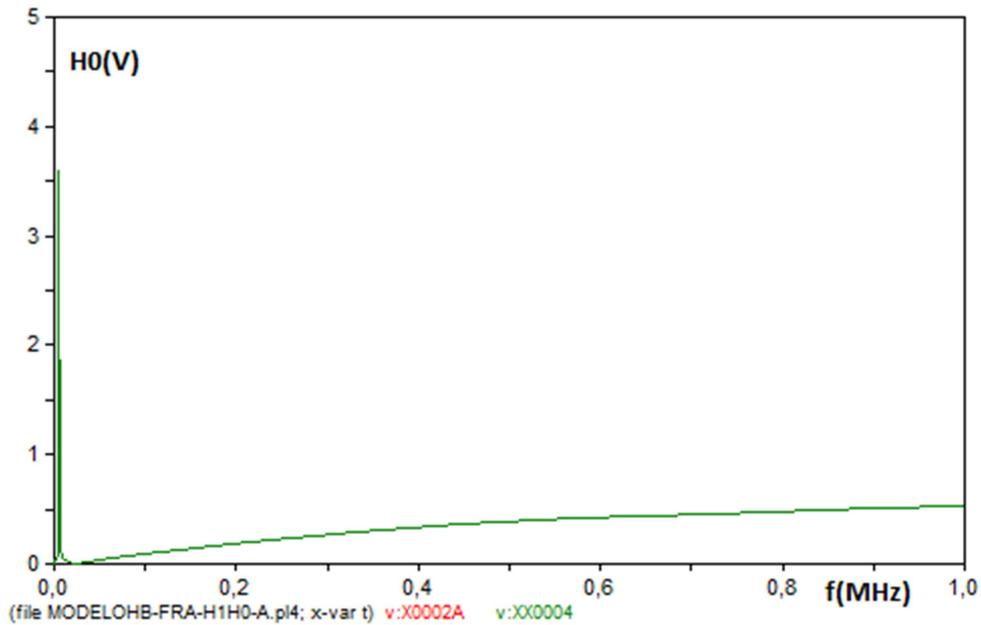
Com essas verificações de regime permanente concluídas, deram-se prosseguimentos aos ensaios de resposta em frequência. Os ensaios de resposta em frequência no ATP foram realizados de forma a reproduzir-se a mesma metodologia dos ensaios reais realizados em fábrica, conforme descrito na seção anterior. No software ATP pode-se utilizar a ferramenta *frequency scan* para variar de forma automática a frequência das fontes de tensão e/ou fontes de corrente presentes no sistema. Dessa forma, a frequência da fonte de tensão foi variada de 10Hz a 1MHz para as simulações aqui desenvolvidas.



**Figura 25 - Circuito para ensaio FRA utilizando o modelo híbrido.**

Na figura [25] mostra-se o esquemático representando um dos ensaios de resposta em frequência onde aplica-se uma fonte de tensão senoidal na fase A de alta-tensão (H1). Essa fonte de tensão possui amplitude de 14,142 V e frequência variável. Vale salientar que o terminal de neutro da alta-tensão (H0) encontra-se aterrado através de um resistor de 50Ω. Ainda, mostra-se o secundário em aberto e o aterramento do núcleo através de um elemento de baixa impedância dado que o aterramento sólido do núcleo não pode ser feito diretamente para este modelo. Para efeitos de simulação, considera-se um valor de impedância muito pequeno (na faixa de micro-ohms) como impedância de aterramento aos fins de simular um aterramento sólido. O software fornece os resultados das tensões em H1 e H0 para todo o espectro de frequência. Na figura [26] está representada a tensão de saída de H0 em função da frequência, enquanto a entrada em H1 não é mostrada por ser constante. Pode-se notar que a

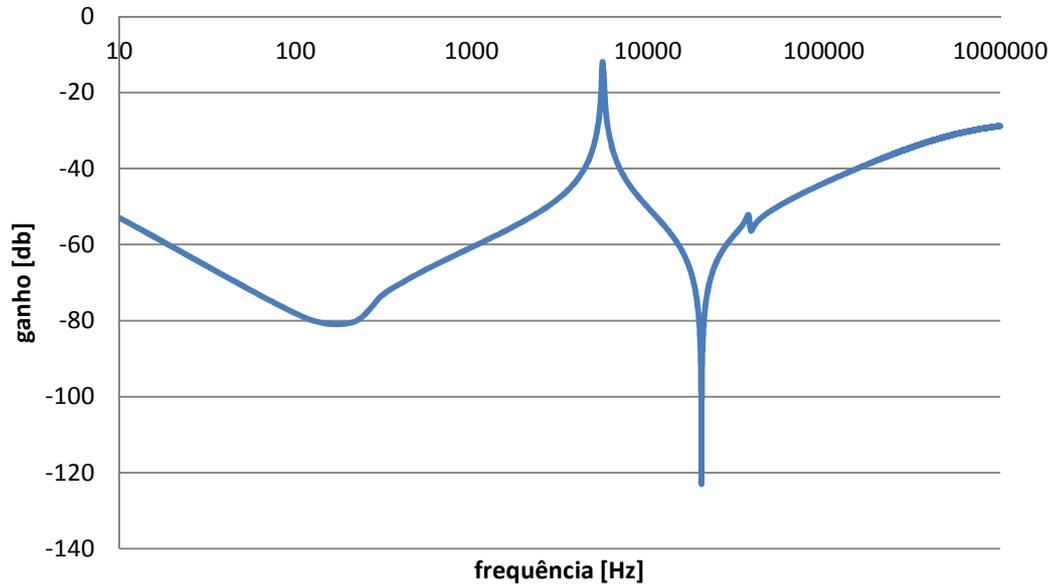
saída varia com a frequência e possui a maior ressonância para as faixas das baixas frequências.



**Figura 26 - Resultado da tensão de saída em  $H_0$  conforme a variação da frequência de entrada.**

Utilizando-se da exportação dos dados de simulação para o software Excel e da equação (27) encontra-se o ganho em db para este ensaio, representado na figura [27].

### Modelo Híbrido (H1H0 - secundário aberto)

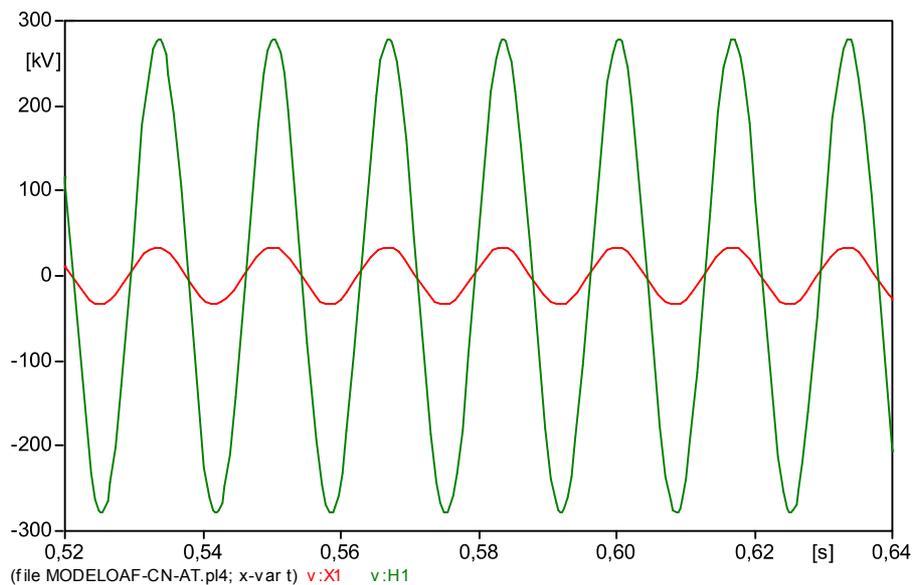


**Figura 27 - Resultado da simulação de FRA no modelo híbrido.**

Assim, apresenta-se o resultado para o ensaio de resposta em frequência do modelo híbrido aplicando-se uma tensão de frequência variável na AT e deixando-se o secundário em aberto. Também foram realizados os ensaios de aplicação na alta-tensão com secundário em curto-circuito e aplicação na baixa-tensão com secundário em aberto.

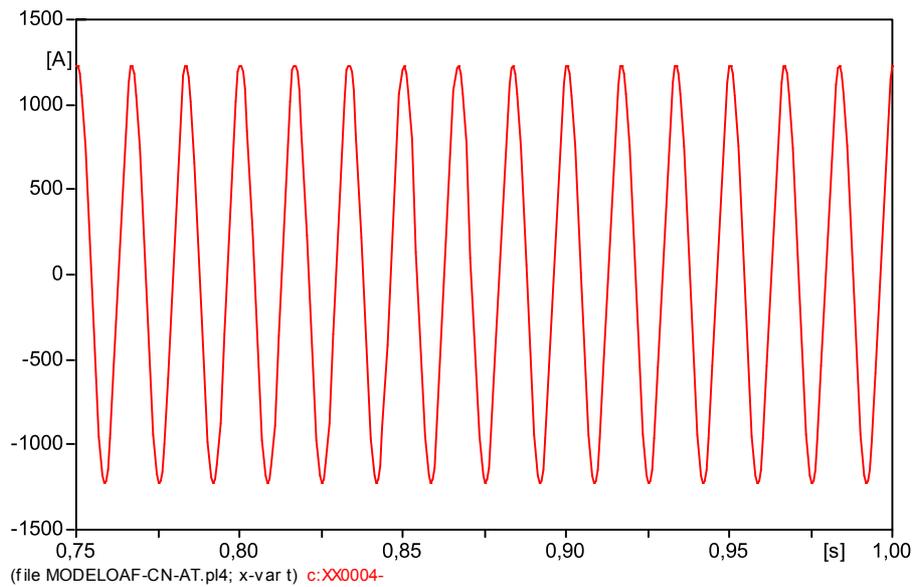
### 5.3. SIMULAÇÕES PARA O MODELO SIMPLIFICADO EM AF

Nesta seção são apresentadas as simulações para o modelo simplificado detalhado e calculado no capítulo 4 para o transformador de 525MVA estudado. Este modelo omite a representação do núcleo justamente por se tratar de altas frequências. Como primeira verificação, foram utilizados os parâmetros calculados e apresentados no capítulo 4 e verificou-se o comportamento do transformador em regime permanente e potência plena. As tensões de fase dos enrolamentos de alta e baixa tensão são mostradas na figura [28].



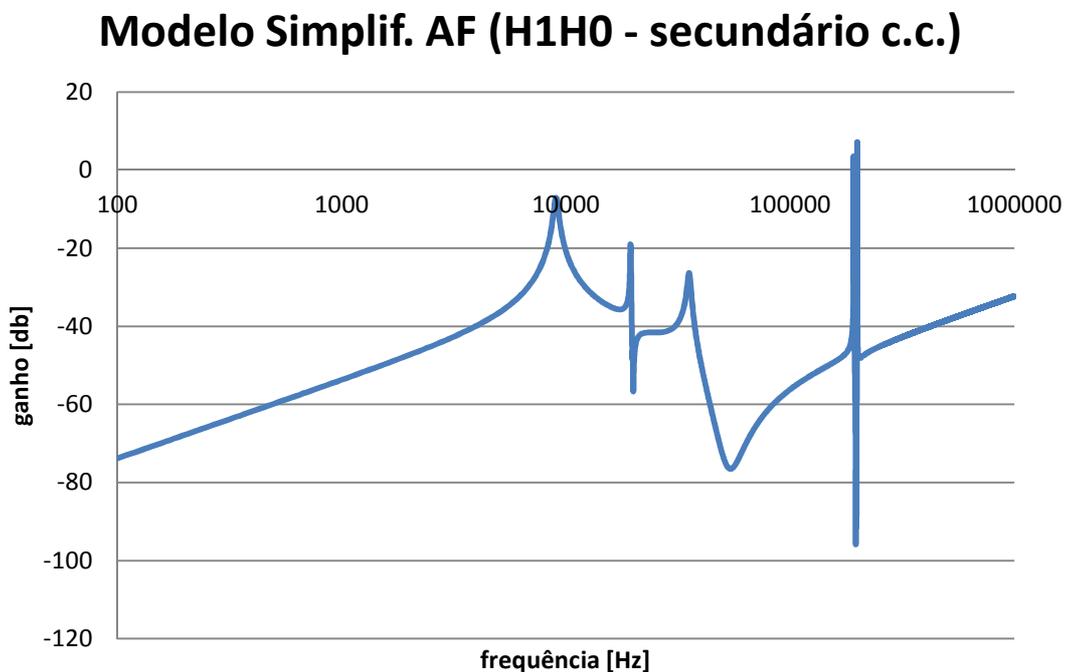
**Figura 28 - Simulação do modelo simplificado a plena carga, tensões da AT em verde e tensões da BT em vermelho.**

Podem-se verificar as relações de tensões nominais (24-345kV em YNd1) através do gráfico. As simulações correspondem à operação do transformador a plena carga e fator de potência unitário. A seguir, na figura [29], mostra-se a corrente de uma das fases do enrolamento de alta-tensão.



**Figura 29 - Corrente da fase A em plena carga, modelo simplificado.**

Com a verificação de operação nominal concluída, prosseguiu-se para os ensaios de resposta em frequência. Assim como foi feito para o modelo híbrido, realizaram-se os ensaios FRA com o mesmo método que é encontrado na prática, ou seja, utilizou-se o método de análise de redes (impedância terminal) com secundário em aberto ou em curto-circuito. Na figura [30] apresentam-se os resultados para aplicação da tensão de entrada no lado de alta-tensão com o lado de baixa-tensão curto-circuitado.



**Figura 30 - Resultado de simulação de FRA para o modelo simplificado de AF.**

Apresentam-se assim, os resultados para o ensaio de resposta em frequência do modelo simplificado em alta frequência, aplicando-se na alta-tensão e deixando-se o secundário em curto. Também foram realizados os ensaios de aplicação na alta-tensão com secundário em aberto e aplicação na baixa-tensão com secundário em aberto.

## 5.4. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Nesta seção são analisados os resultados dos ensaios FRA dos modelos e comparados com os resultados reais que foram medidos no transformador estudado. As análises e comparações são divididas inicialmente em faixas de frequências, segundo o apresentado em (JANUARIO, 2007), a saber:

-baixas frequências correspondem a frequências até a faixa industrial de 50/60Hz.

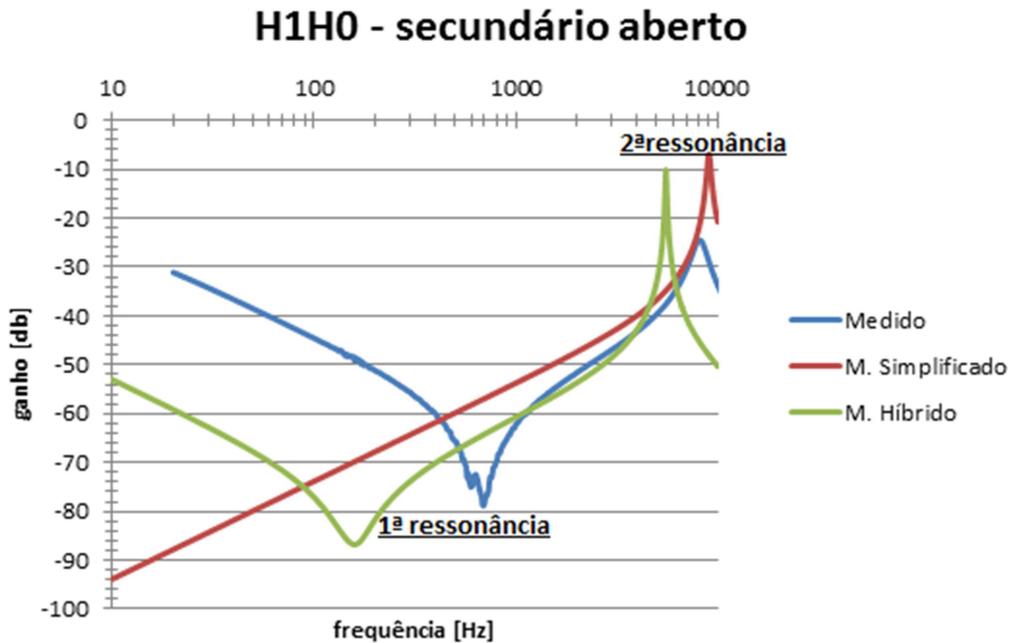
-médias frequências correspondem a frequências acima de 50/60Hz até algumas dezenas de kHz.

-altas frequências são aquelas acima de 10kHz.

Apesar das distinções entre baixas, médias e altas frequências, serão analisadas em forma conjunta as respostas para baixas e médias frequências, onde se pretende comparar o comportamento do modelo híbrido com o real e espera-se uma melhor resposta do modelo híbrido em relação ao modelo simplificado que não é completo para essa faixa. Para as altas frequências (>10kHz), se pretende comparar, principalmente, o comportamento do modelo simplificado em altas frequências com os resultados reais, embora também deseja-se verificar o limite de atuação do modelo híbrido, uma vez que espera-se maior capacidade de resposta por incluir acoplamentos capacitivos.

### 5.4.1. Análise para baixas e médias frequências (<10kHz)

Para este espectro de frequências, utilizou-se no ATP um passo de simulação com incremento de 10Hz. Nessa condição, comparam-se os dois modelos entre si e com os resultados reais em ensaios com secundário aberto, dado que um secundário em curto-circuito omitiria informações em baixa frequência. Na figura [31] apresentam-se os resultados com aplicação da tensão de ensaio em uma das fases de alta-tensão (fase A) encontrando-se o enrolamento de baixa-tensão em aberto.



**Figura 31 - Resultados para baixas e médias frequências com aplicação da tensão na AT.**

A primeira verificação que pode ser feita é o comportamento não satisfatório da resposta do modelo simplificado nas baixas frequências (<50/60Hz), que já era esperado pela falta de representação do núcleo deste modelo. Isso evidencia a necessidade de uma correta representação do núcleo para estudo de fenômenos transitórios que incluam esta faixa de frequências, como descrito no capítulo de modelagem geral.

Já o modelo híbrido apresenta uma tendência de comportamento bem semelhante aos resultados reais para as faixas de baixas e início de médias frequências (<1kHz), através do decaimento da resposta em [db], seguida de uma ressonância. Aqui, vale lembrar a equação (27) correspondente ao ganho em [db], para analisarmos esse decaimento:

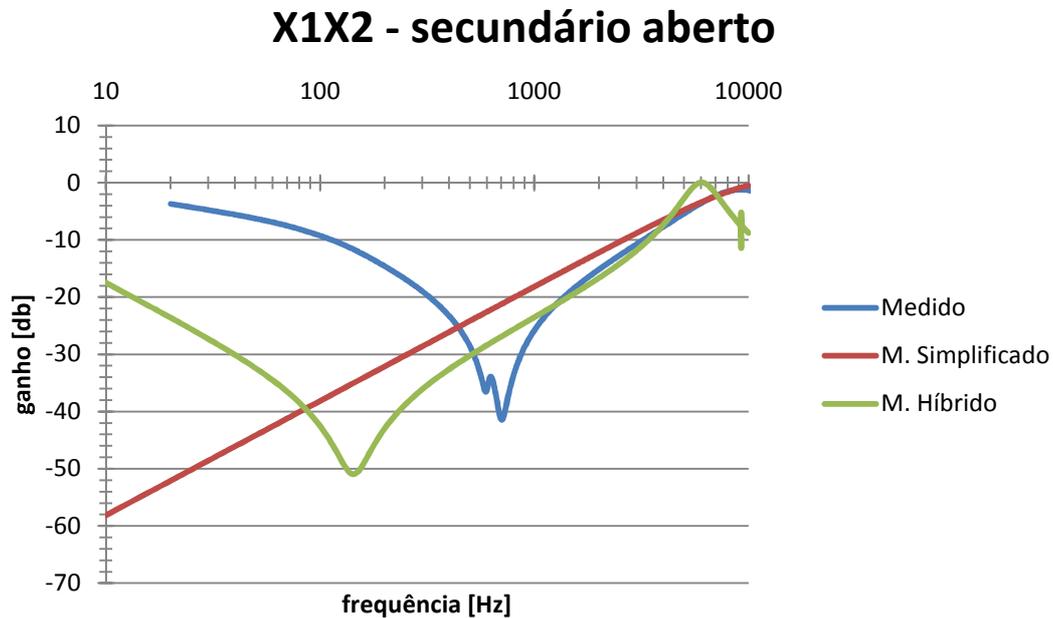
$$K = 20 \times \log_{10} \frac{V_s}{V_e} = 20 \times \log_{10} \frac{50\Omega}{Z + 50\Omega} [db]$$

Observa-se na equação acima que esse decaimento de ganho, corresponde a um incremento da impedância terminal  $Z$ , vista do lado de alta-tensão. Isso sugere uma predominância indutiva nessa faixa, onde o modelo híbrido também apresentou essa característica até próximo de 120Hz. Entretanto, a partir dessa frequência, acontece a primeira ressonância do modelo híbrido, enquanto que para o ensaio FRA sob o transformador real só inicia-se por volta de 500Hz. Este tipo de ressonância, onde o ganho passa de uma situação de decaimento para uma de incremento, corresponde a uma situação em frequência, tal que um comportamento capacitivo passa a prevalecer sobre o indutivo resultando em caminhos de baixa impedância através das capacitâncias. Por outro lado, para explicar o deslocamento da frequência de ressonância são sugeridas duas possíveis imprecisões de cálculo do modelo híbrido através dos dados de projeto, sendo elas: um superdimensionamento no cálculo das capacitâncias paralelas totais e/ou um subdimensionamento nos cálculos das indutâncias de dispersão e do modelo do núcleo. Uma diferenciação no cálculo das resistências é descartada, pois se realizou um ensaio com valores típicos que produziu resultados semelhantes. Cita-se ainda mais uma tentativa de ensaio, onde se reduziu a permissividade elétrica do meio isolante entre enrolamentos, na hipótese de que esse seria o fator de superdimensionamento das capacitâncias. Nesta alternativa, se alterou a permissividade relativa de 2,6 (composição

óleo e papelão) para 2,2 (óleo mineral), identificando-se resultados ligeiramente melhores, porém ainda quase tão deslocados em frequência como o ensaio original.

Após a primeira ressonância, o modelo híbrido passa a responder muito bem na faixa de 800Hz até quase 4kHz, onde as curvas FRA do modelo híbrido e do TDP real praticamente coincidem. Essa faixa é caracterizada por um incremento do ganho do sinal, correspondendo a uma diminuição da impedância terminal devido à ação das capacitâncias paralelas.

Prosseguindo com a análise, para frequências acima de 4kHz e limitadas a 10kHz, o modelo híbrido mais uma vez apresenta comportamento semelhante ao real, entretanto sua ressonância parece acontecer “antecipada” em frequência novamente. Essa ressonância possivelmente é resultado de uma interação entre um maior número de elementos que constituem o modelo híbrido sendo satisfatório o fato de ela estar presente. Os resultados das simulações de resposta em frequência também foram obtidos para uma aplicação da tensão de ensaio no enrolamento de baixa-tensão com secundário em aberto. Qualitativamente, foram verificados os mesmos comportamentos, conforme pode ser observado na figura [32].



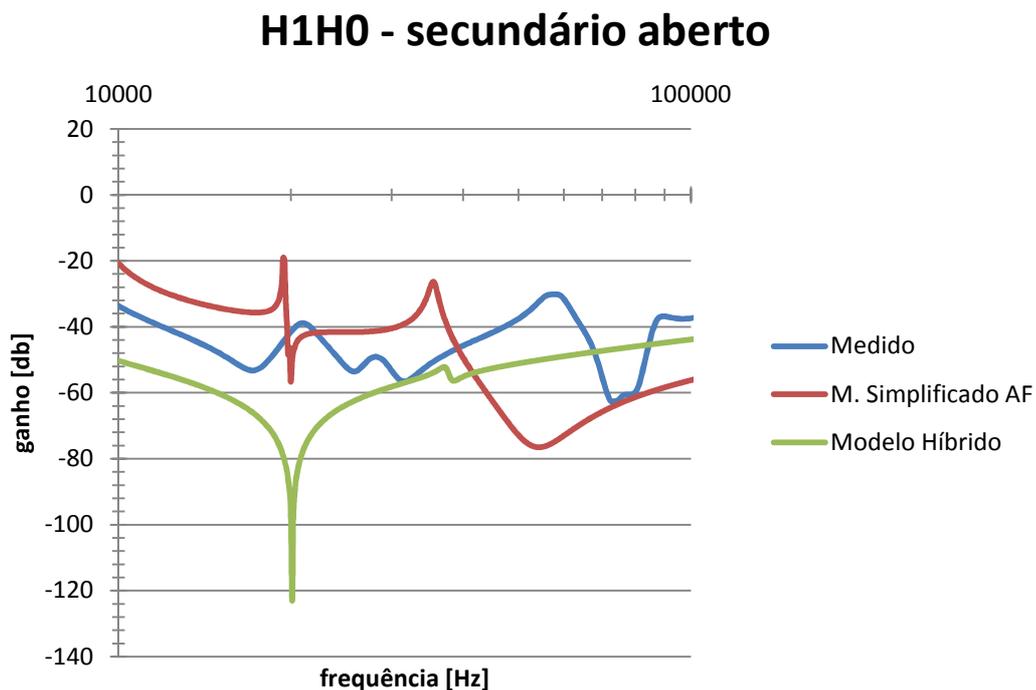
**Figura 32 - Resultados para baixas e médias frequências, aplicando-se na BT.**

O modelo simplificado não é adequado para baixas frequências. Já o modelo híbrido obteve desempenho razoável na faixa de baixas e médias frequências, apresentando as mesmas tendências de comportamento que o transformador real de 525MVA e com o mesmo número de ressonâncias. Isso foi verificado para medida de impedância tanto do lado de alta-tensão como baixa-tensão, entretanto, o modelo híbrido apresenta seus pontos de ressonância deslocados. Como possível causa, sugere-se que os cálculos dos parâmetros do modelo não são realizados de forma totalmente satisfatória quando da entrada de dados através de projeto.

#### 5.4.2. Análise para altas frequências (>10kHz)

Nesta seção são mostrados e analisados os resultados dos ensaios FRA para frequências maiores que 10kHz. Apesar das simulações terem um alcance máximo de 1MHz, primeiramente são analisados os resultados até 100kHz, uma vez que o modelamento para frequências superiores a essa é de alta complexidade, e espera-se que nenhum dos dois modelos em estudo tenha capacidade para representar o transformador nessa faixa. As simulações foram obtidas através de um incremento de frequência a passos de 100Hz.

A figura [33] traz o resultado para uma aplicação em H1 e saída em H0, para um enrolamento de baixa-tensão (secundário) em aberto.



**Figura 33 - Resultados para altas frequências, aplicando-se na AT.**

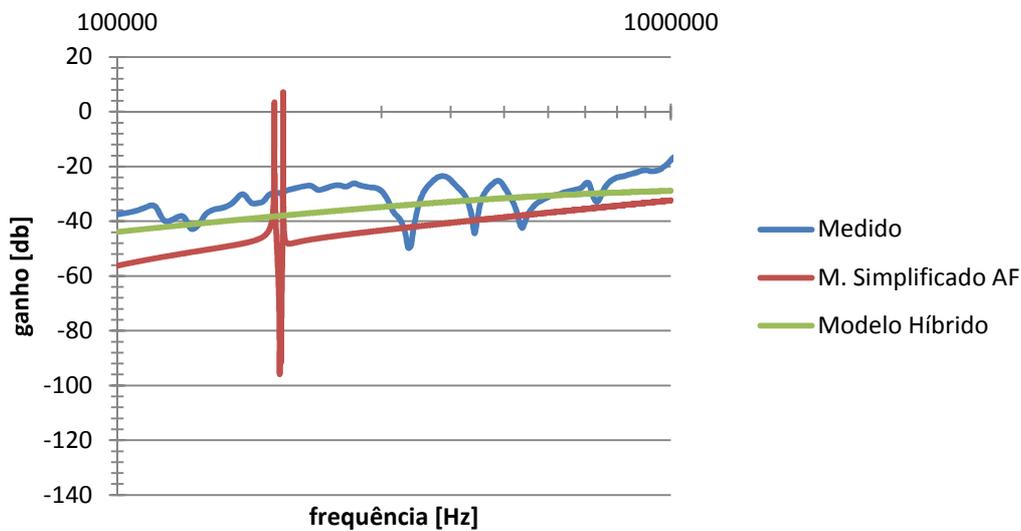
A primeira observação a ser feita é o surpreendente bom resultado do modelo híbrido para a faixa de 10-18kHz. Apesar de uma aparente diferença constante de ganho em relação ao ensaio real, o modelo híbrido não apresentou ressonâncias nessa faixa e o comportamento de leve declínio do ganho representa uma prevalência indutiva. Pode-se dizer o mesmo para o

modelo simplificado nessa faixa, entretanto este apresentou um ganho acima do medido, ou seja, uma impedância menor vista do terminal de H1 para H0. Em média o modelo simplificado apresenta um ganho de 12db maior que o real, enquanto o modelo híbrido apresenta um ganho de 14db menor que o real para essa faixa. Entretanto, ao analisarem-se as tendências, fica evidente que a resposta apresentada pelo modelo simplificado é na verdade a mais adequada, pois sua próxima ressonância (próxima de 20kHz) possui a mesma característica da medida com o aumento do ganho. Isto é uma inversão da prevalência indutiva para capacitiva. Por outro lado, a ressonância presente nesse ponto para o modelo híbrido demonstra uma característica inversa e com um ganho inesperado de valor menor que -120db. O modelo híbrido ainda apresenta um comportamento mais próximo ao real na faixa de 30kHz até 36kHz. Para as frequências acima de 36kHz, pode-se dizer que nenhum dos modelos avaliados obteve uma resposta satisfatória, dado o fato que não coincidem o número de ressonâncias e as suas localizações em frequência.

A seguir prossegue-se com a análise para frequências superiores a 100kHz onde a figura [34] mostra o comportamento dos modelos para essa faixa de frequências. Pode-se notar que o modelo híbrido não apresenta qualquer tipo de ressonância nessa faixa mostrando que ele não possui elementos adequados para simular fenômenos de altas frequências.

O modelo simplificado para altas frequências ainda apresenta uma sucessão de três ressonâncias por volta de 200kHz, no entanto, não apresenta semelhança com os resultados reais. Como fator positivo, registra-se que o valor do ganho de ambos os modelos avaliados aproxima-se, em média, ao ganho registrado pelo ensaio FRA para o transformador real.

### H1H0 - secundário aberto



**Figura 34 - Resultados dos ensaios FRA para frequências desde 100kHz até 1MHz.**

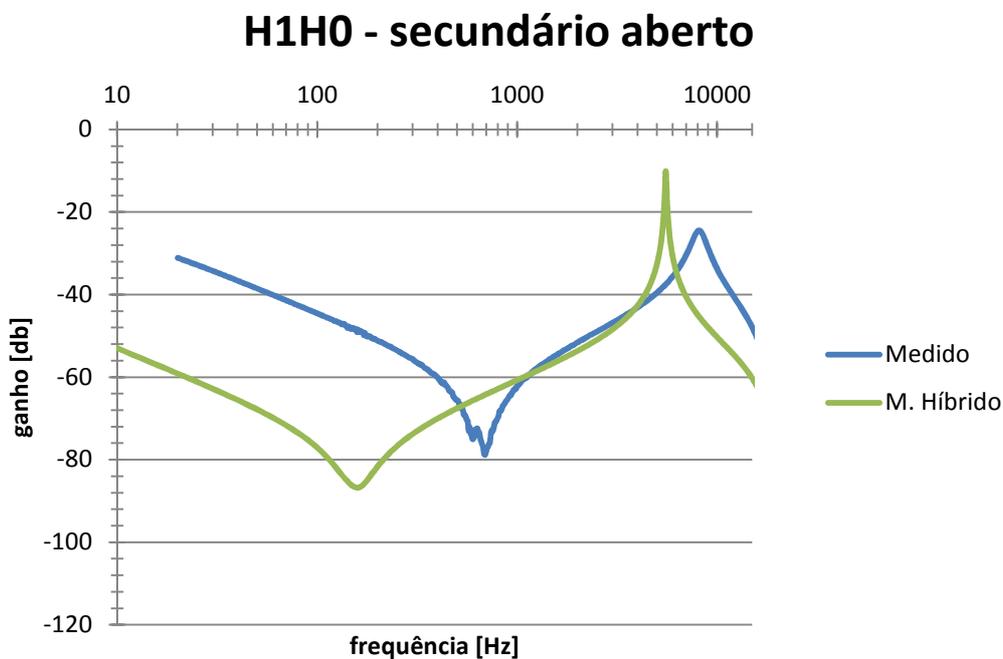
#### 5.4.3. Adequação dos modelos para baixas, médias e altas frequências.

De acordo com este estudo de caso, conclui-se que o modelo híbrido poderia representar o comportamento do transformador real em fenômenos transitórios de até uma ou duas dezenas de kHz, por segurança estima-se 15kHz.

Já o modelo simplificado AF pode representar o transformador real para estudos de transitórios de até 20kHz, segundo este estudo de caso. Para frequências acima disso, nenhum modelo pode ser considerado como adequado. Registra-se apenas que para frequências acima de 200kHz ambos os modelos apresentam uma prevalência capacitiva. Esse comportamento é coerente com uma técnica de grande simplificação utilizada por

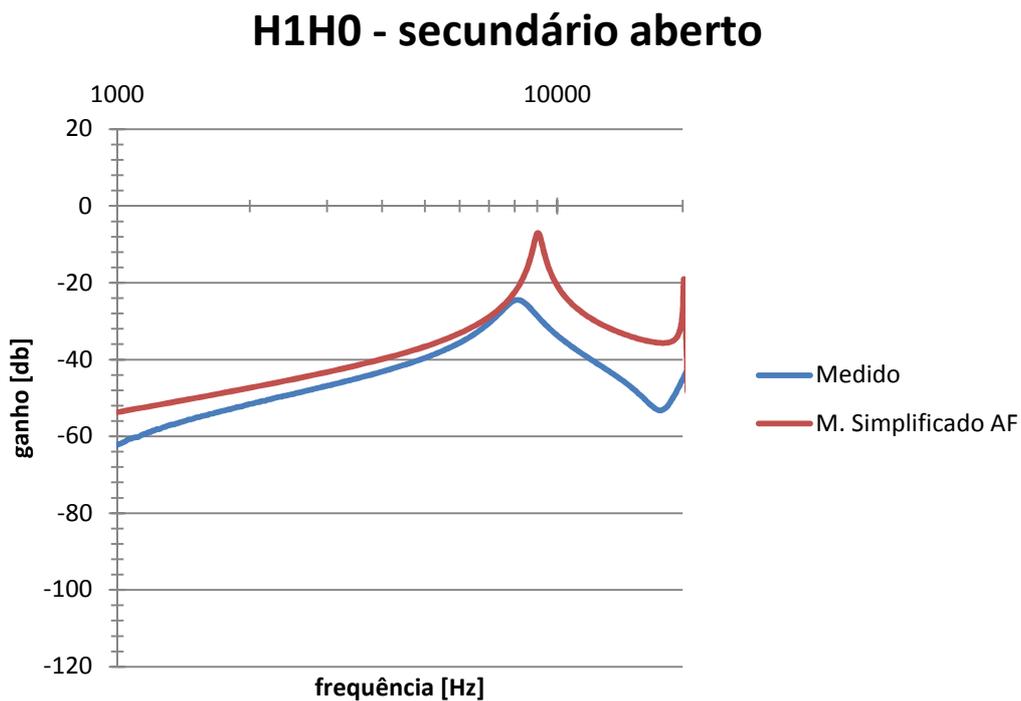
profissionais da área, que consiste de representar o transformador apenas como um capacitor nessa faixa de frequências. Entretanto, essa abordagem simplificada não é suficiente para estudos mais detalhados. Dessa forma, deve-se registrar que para essa faixa de frequências ainda devem-se procurar soluções de modelos que possam representar o transformador em fenômenos transitórios associados a essa faixa.

Realizando uma avaliação geral e específica para o modelo híbrido, conclui-se que este é adequado para estudos transitórios que envolvam fenômenos eletromagnéticos nas faixas de 0Hz a 15kHz, de acordo com o estudo de caso. Entretanto, uma investigação detalhada sobre o deslocamento dos pontos de ressonâncias deverá ser desenvolvida em trabalhos futuros. A figura [35] apresenta uma das simulações de resposta em frequência realizada para esta faixa.



**Figura 35 - Faixa de adequação do modelo híbrido.**

Por fim, para o modelo simplificado em altas frequências, conclui-se que o mesmo é adequado para estudos transitórios que envolvam fenômenos eletromagnéticos nas faixas de 1kHz a 20kHz, de acordo com o estudo de caso. Uma das simulações do modelo simplificado AF operando nessa faixa de frequência é apresentada pela figura [36].



**Figura 36 - Faixa de adequação para o modelo simplificado em AF.**

## 6. CONCLUSÕES FINAIS

De acordo com a motivação deste trabalho, foram verificados modelos de transformadores que possam cobrir o espectro de baixas, médias e altas frequências. A análise dos resultados mostra que soluções para essas faixas são alcançadas com o emprego do modelo híbrido e do modelo simplificado para altas frequências. Esses modelos podem ser aplicados para estudos de transformadores que estejam ainda em fase de projeto, permitindo assim futuras modificações nos cálculos. Entretanto, foram observadas limitações em cada um dos modelos avaliados.

Como primeira limitação, reforça-se o fato de que o modelo híbrido apresenta deslocamentos em frequência em suas respostas. Esse fator demanda um estudo mais detalhado para obterem-se conclusões sobre as hipóteses detalhadas a seguir. A primeira questiona se o procedimento interno de cálculo dos parâmetros, realizado pelo modelo híbrido do ATP a partir de dados de projeto não possui divergências. A segunda hipótese questiona se a interface atual para entrada de dados de projeto está desenvolvida o suficiente para aplicação de projetos de forma geral. Essa última hipótese vem formulada pelo fato de, por exemplo, não ser encontrada no bloco híbrido do ATP diferenciação entre tipos de enrolamentos, ou de seu número de camadas.

Apesar dessa limitação do modelo híbrido e/ou de sua aplicação a projetos gerais, sabe-se que o modelo é adequado para estudos de respostas transitórias em eventos tais como excitação, energização (inrush), chaveamentos e ferro-ressonância, como foram registradas nos trabalhos (MORK et al., 2007a) e (MORK et al., 2007b).

Como segunda limitação, registra-se o fato do modelo simplificado para altas frequências não apresentar bons resultados para frequências maiores que 20kHz. Assim sendo, é provável que esse modelo não seja adequado para representar o comportamento de

TDPs perante faltas em linhas curtas, surtos atmosféricos e chaveamentos em subestações isoladas a gás, por exemplo. Dessa forma, outros modelos mais elaborados que representem o transformador em diversos fenômenos transitórios que envolvam um espectro de altas frequências são necessários para uma correta simulação.

Apesar dessa limitação do modelo simplificado para altas frequências e considerando-se os resultados do estudo de caso desse trabalho, conclui-se que ele é adequado para representar a resposta do transformador aos demais tipos de faltas e surtos de tensão de frente lenta, como um surto de manobra.

## 6.1. TRABALHOS FUTUROS

Salientando as importâncias técnicas e econômicas dos TDPs nos sistemas elétricos, destaca-se aqui o fato de desenvolver e/ou utilizar modelos mais detalhados que possam ampliar a capacidade de respostas transitórias dos transformadores a faixas de frequências maiores que 20kHz. Nesse sentido e considerando a forma de abordagem utilizada no desenvolvimento do modelo híbrido, as seguintes propostas de trabalhos são sugeridas:

- extensão da abordagem do modelo híbrido para representação de transformadores de potência submetidos a eventos transitórios com frequências superiores a 15kHz.

- avaliação das possíveis causas dos deslocamentos em frequência apresentados pelos pontos de ressonâncias do modelo híbrido em relação ao transformador de potência real.

Para a representação dos transformadores nas altas frequências sugere-se:

- o aprimoramento do modelo simplificado em AF com a inclusão de novos elementos dependentes da frequência e o desenvolvimento de modelos mais detalhados para as altas frequências.

## REFERÊNCIAS

- ADIELSON, T.; CARLSON, A.; MARGOLIS, H. B. et. al. Resonant Overvoltages in EHV Transformers –Modeling and Application. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Piscataway, NJ, v. PAS-100, p. 3563-3572, July 1981.
- AGUIAR, E. R.; Análise de resposta em frequência aplicada em transformadores de potência. **Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica**. Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2007.
- ALSTOM GRID, **Guia para medições de Resposta em Frequência – SFRA**. Sala Prova da Alstom Grid TCT, Canoas, Brasil, 2010.
- AVILA-ROSALES J.; ALVARADO, F. L. Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Piscataway, NJ, v. PAS-101, n. 11, p. 4281-4288, Nov. 1982.
- BJERKAN, EILERT. **High frequency modeling of power transformers, Stresses and diagnostics**. Tese de doutorado. Norwegian University of Science and Technology. Trondheim, Noruega, 2005.
- BONNEVILLE POWER ADMINISTRATION. **Alternative Transient Program: ATP-EMTP**. Portland, OR, 2007.
- CABRAL, S. L. E. **Análise de Transitórios Elétricos em Transformadores Através do Método TLM**. 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2003.
- CHEN, X.; VENKATA, S. S. A Three-Phase Three-Winding Core Type Transformer Model for Low-Frequency Transient Studies. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 12, n. 2, p. 775-782, Apr. 1997.
- CHERRY, E. C.; The Duality Between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuit. In: PHYSICAL SOCIETY, 1949 **Proceedings...** [S.l.], v. 62, p. 101-111, 1949.
- CHIMKLAI, S.; MARTI, J. R. Simplified Three-phase Transformer Model for Electromagnetic Transients Studies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 10, n. 3, p. 1316-1325, July 1995.
- DE LEON, F.; SEMLYEN, A. Reduce Order Model for Transformer Transients. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 7, n. 1, p. 361-369, Jan. 1993.
- DE LEON, F.; SEMLYEN, A. Complete Transformer Model for Electromagnetic Transients, **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 9, n. 1, Jan. 1994.
- EBNER, A. **Transient Inrush Currents due to Closing Time- and Residual Flux Measurement- Deviations if Controlled Switching is Used**. ETZ Zürich, Switzerland: High Voltage laboratory, 2007.

FOLKERS, R. **Determine Current Transformer Suitability Using EMTP Models**. WA USA: Schweitzer Engineering Laboratories, Inc. Pullman, 1999.

GREENE, J. D.; GROSS, C. A. Nonlinear Modeling of Transformers. **IEEE Transactions on Industry Application**, Piscataway, NJ, v. 24, n. 3, p. 434-438, June 1988.

HARLOW, J. H. **Electric Power Transformer Engineering**. 2<sup>nd</sup> Edition. New York, CRC Press, 2007. ISBN: 978-0-8493-9186-6.

HASMAN, T. Reflection and Transmission of Traveling Waves on Power Transformer. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 12, n. 4, p. 1648-1689, Oct. 2002.

HAYKIN, S.; VEEN, B. V. **Sinais e Sistemas**. Porto Alegre, RS, Brasil: Bookman, 2001.

HERSZTERG, K. S. **Desenvolvimento de um Modelo Matemático para Enrolamentos de Transformadores: uma abordagem analítica da resposta em frequência**. 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2004.

HOIDALEN H. K.; MORK B. A.; GONZALES F.; ISHCENKO D.; NICOLA C.; **Implementation of the Hybrid Transformer Model in ATPDraw**. NTNU, Trondheim, Noruega.

JANUARIO, M. **Modelagem de Transformadores em Função da Frequência**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2007.

KANASHIRO, A. G.; PIANTINI, A.; BURANI, G. F. **Modelo de Transformador de Distribución Trifásico para Estudios de Máximos de Tensión (Peaks) Ocasionados por Descargas Atmosféricas**. Disponível em: <<http://www.scielo-test.conicyt.cl/>>. Acesso em: dezembro de 2008.

KEMA, N. V. Transformer Model for High Frequency. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 3, n. 4, p. 1761-1768, Oct. 1988.

KUMAR, N. P.; et al. Identification of Winding Faults in Power Transformer by Low Voltage Impulse Test and Neutral Current Method Using Wavelet Transform Approach. In: ANNUAL REPORT CONFERENCE ON ELECTRICAL INSULATION AND DIELECTRIC PHENOMENA, 2005, Nashville, TN, USA. **Proceeding of the IEEE** [S.1.], ISSN 0-7803-9257-4/05, v. 1, p. 140-143, Oct. 2005.

KUNAKORN, A.; NGAOPITAKKUL, A.; NGAMROO, I. Discrimination Between External Short Circuit and Internal Faults in Transformer Windings Using Discrete Wavelet Transforms. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 2005. **Proceeding of IEEE**, [S.1.], v. 1, p. 448-452, Oct. 2005.

LI, Q.; CHAN TAT WAI, D. Investigation of Transformer Inrush Current Using A Dyadic Wavelet. **IEEE Catalogue N: 98EX137**, 0-7803-4495-2, p.426-429, 1998.

LIN, C. E.; CHENG, C. L.; HUANG, C. L.; YEH, J. C. Investigation of Magnetizing Inrush Current in Transformer. Part I: Numerical Simulation. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 8, n. 1, p. 246-254, Jan. 1993.

LING, P. C. Y.; BASAK, A. Investigation of Magnetizing Inrush Current in a Single-Phase Transformer. **IEEE Transaction on Magnetics**, Piscataway, NJ, v. 24, n. 6, p. 3217-3222, Nov. 1988.

LING, P. C. Y.; BASAK, A. A New Detection for Realisation of Magnetising Inrush Current in Transformer. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON VOLUME, 1989. **Proceeding of IEEE**, [S.1.], p. 239-243, Apr. 1989.

MALLAT, D. C. A theory for multi resolution signal decomposition: The wavelet representation. **IEEE Transaction on Patter Anal. Machine Intelligence**, [S.1.], v. 11, p. 674-693, July 1989.

MARTI, L. Simulation of Transient in Underground Cables with Frequency-Dependent Modal Transformation Matrices. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 3, n. 3, p. 1099-1110, 1988.

MARTINEZ, E. V.; PÉREZ RODRÍGUEZ, J. A. Aplicación de RNA en la Identificación de Corrientes de Inrush en Transformadores. **Ingenierías**, [S.1.], Piscataway, NJ, v. VI, n.20, p. 24-33, Jul./Sep. 2003.

MARTINEZ, J. A.; MORK, B. A. Transformer Modeling for Low- and Mid- Frequency Transient –A Review. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 20, n. 2, p. 1625-1632, Apr. 2005.

MARTINEZ, J. A.; et al. Parameter Determination for Modeling System Transients -Part III: transformers. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 20, n. 3, p. 2051-2062, July 2005.

MAO, P. L.; BO, Z. Q.; AGGARWAL, R. K.; LI, R. M. Identification of Electro-magnetic Transients in Power Transformer System Using Artificial Neural Network. In: POWER SYSTEM TECHNOLOGY, -POWERCOM, 1998. **Proceeding of IEEE**, [S.1.], ISSN 0-7803-4754-4/98, v. 2, p. 880-884, Aug. 1998.

MILLER, E. K. **Smart Curve Fitting**. **IEEE Potentials**, [S.1.], v. 21, n. 1, p. 20-23, Feb.-Mar. 2002.

MORCHED, A.; MARTI, L.; OTTEVANGERS, J. A High-Frequency Transformer Model for the EMTP. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 8, n. 3, p. 1615-1626, July 1993.

MORK B. A.; GONZALEZ F.; ISHCENKO D.; STUEHM D. L.; MITRA J. Hybrid Transformer Model for Transient Simulation—Part I: Development and Parameters, **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, Jan. 2007.

MORK B. A.; GONZALEZ F.; ISHCENKO D.; STUEHM D. L.; MITRA J. Hybrid Transformer Model for Transient Simulation—Part II: Laboratory Measurements and benchmarking, **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 22, n. 1, Jan. 2007.

MONSEF, H.; LOTFIFARD, S. Internal fault current identification based on wavelet transform in power transformer. **Electric Power System Research**, [S.1.], v. 77, p. 1637-1645, 2007.

NGAOPITAKKUL, A.; KUNAKORN, A. Internal Fault Classification in Transformer Winding Using Combination of Discrete Wavelet Transforms and Back-propagation Neural Networks. **International Journal of Control, Automation and Systems**, [S.1], v. 4, n. 3, p. 365-371, June 2006.

NODA, T.; NAKAMOTO, H.; YOKOYAMA, S. Accurate Modeling of Core-Type Distribution Transformer for Electromagnetic Transient Studies. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 17, n. 4, p. 969-976, Oct. 2002.

OLIVEIRA, M. O.; BRETAS, A. S. Modelagem de Transformadores para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos. **VI Workspot: Foz do Iguaçu, PR, Brasil, 2010.**

OLIVEIRA, M. O.; BRETAS, A. S. Proteção Diferencial de Transformadores Trifásicos utilizando a transformada Wavelet. **Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica**, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, Brasil, 2009.

PEREZ, L. G.; FLECHSIG, A. J.; MEADOR, J. L.; OBRADOVIC, Z. Training an Artificial Neural Network to Discriminate Between Magnetizing Inrush and Internal Faults. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 9, n. 1, p. 434-441, Jan. 1994.

POPOV, M.; VAN DER SLUIS, L. PAAP, G. C. A Simplified Transformer Model for the Simulation of Fast Surges and Adequate Protection Measures. In: IEEE POWER ENGINEERING POVH, D. et al. Calculation of Transient Phenomena. In: ATHENS POWER TECH CONFERENCE, 1993, Athens. **Proceedings...** Athens, Greece, v. 2, p. 738-743, Sep. 1993.

POVH, D. et al. Calculation of Transient Phenomena. In: ATHENS POWER TECH CONFERENCE, 1993, Athens. **Proceedings...** Athens, Greece, v. 2, p. 738-743, Sep. 1993.

RAHIMPOUR, E.; CHISTIAN, J.; FESER, K. Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 18, n. 2, p. 493-505, Apr. 2003.

RIES, W. **Transformadores: fundamentos para o projeto e cálculo.** Porto Alegre: EDI-PUCRS, 2007. 420 p. ISBN: 987-85-7430-645-2.

ROCHA, ANGÉLICA DA COSTA OLIVEIRA; et al.; Interação entre Transformadores e o Sistema Elétrico com Foco nos Transitórios Eletromagnéticos de Alta Frequência. **Grupo de Trabalho Conjunto JWG A2/C4-03.** Brochura técnica. Cigré-Brasil.

SALEH, S. A.; RAHMAN, M. A. Modeling and Protection of a Three-Phase Power Transformer Using Wavelets Packet Transform. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 20, n. 2, p. 1273-1282, Apr. 2005.

SHEHN, E.; KONRAD, A.; MARTI, L. Optimization Algorithm for Transformer Admittance Curves. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 41, n. 10, p. 4039-4041, Oct. 2005.

VAESSEN, P. T. M. Transformer Model for High Frequencies. **IEEE Transaction on Power Delivery**, Piscataway, NJ, v. 3, n. 4, p. 1761-1768, Oct. 1988.

ZANETTA JR, L. C.; PEREIRA, C. E. M.; SOARES, R. M. **Desenvolvimento de Ferramenta Computacional para Estudos de Transitórios de Alta Freqüência em Transformadores**. PEA-USP: Engenharia Elétrica da Escola Politécnica da Universidade de São Carlos, 2002.

ZCERNORUCKI, M. V., **Representação de Transformadores em Estudos de Transitórios Eletromagnéticos**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da Universidade da São Paulo. São Paulo, 2007.