

**MARCONI JANUÁRIO**

**MODELAGEM DE TRANSFORMADORES EM  
FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA**

**FLORIANÓPOLIS**

**2007**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MODELAGEM DE TRANSFORMADORES EM  
FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

**MARCONI JANUÁRIO**

Florianópolis, Abril de 2007.

# **MODELAGEM DE TRANSFORMADORES EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA**

Marconi Januário

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

---

Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Orientador

---

Nelson Sadowski, Dr.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Patrick Kuo-Peng, Dr.  
Presidente

---

Marcelo Grafulha Vanti, Dr.  
Co-orientador

---

Nelson Jhoe Batistela, Dr.

---

Sérgio Henrique Lopes Cabral, Dr.

---

Walter Pereira Carpes Jr., Dr.

À Tia Elza (Elzinha).  
Eu agradeço muito por ter feito parte de sua vida.

# Agradecimentos

À Mãe Natureza.

Aos meus pais, Alberto e Adelma, que me deram um grande suporte para consolidar este trabalho.

À Adriana, minha companheira perfeita. Obrigado por ter aturado este potro redomão.

Aos meus sogros, Adão e Maria.

Agradeço muito ao Vanti, meu amigo, padrinho e conselheiro. Vanti, tu és daqueles Gaúchos antigos que sabem encilhar e o lado de montar!

Ao professor Patrick Kuo-Peng por ter acreditado em mim.

Aos professores, Jhoe e Walter, que colaboram na realização deste trabalho.

Ao Sérgio Cabral, pelas longas conversas no MSN e aos inúmeros conselhos.

Aos bolsistas de iniciação científica, Ricardo e Sílvia.

Aos demais professores do GRUCAD e a Celly, que me receberam muito bem quando cheguei neste laboratório.

Ao tio Silvano, que sempre me aconselha...

Aos amigos e primos, André Kauling, Betana, Camila, Diego Osório, Joni, Lins, Márcio Nagel, Marcos (Cachorro Loco), Nádia, Paulo, Rafael, Robson, Rodrigo Ávila, Rodrigo Salvador, Cléber (Vilsão), por vocês serem meus amigos e quase meus irmãos.

Aos amigos e colegas, que fiz aqui no GRUCAD, André, Bazzo, Bruno (Chico), Claudinei, Jean Viane, João, Juliano, Pastor Fisch, Rigoni (valeu pela resposta no MOMAG), Schulter, Sérgio Ávila, Uilha Hamada e aos muitos outros não citados.

Ao engenheiro Rubens Nascimento, da empresa TRACTEBEL, pela parceria durante este trabalho.

Aos cidadãos brasileiros, que pagam muitos impostos e que através do CNPO ajudaram financiar este trabalho.

# Mensagem

*Um país que crianças elimina; E não ouve o clamor dos esquecidos;  
Onde nunca os humildes são ouvidos; E uma elite sem Deus é que domina;  
Que permite um estupro em cada esquina; E a certeza da dúvida infeliz;  
Onde quem tem razão passa a servis; E maltratam o negro e a mulher;  
Pode ser o país de quem quiser; Mas não é, com certeza, o meu país.*

*Um país onde as leis são descartáveis; Por ausência de códigos corretos;  
Com noventa milhões de analfabetos; E multidão maior de miseráveis;  
Um país onde os homens confiáveis não têm voz, não têm vez, nem diretriz;  
Mas corruptos têm voz, têm vez, têm bis, e o respaldo de um estímulo  
incomum;  
Pode ser o país de qualquer um; Mas não é, com certeza, o meu país.*

*Um país que os seus índios discrimina; E a Ciência e a Arte não respeita;  
Um país que ainda morre de maleita, por atraso geral da Medicina;  
Um país onde a Escola não ensina; E o Hospital não dispõe de Raios X;  
Onde o povo da vila só é feliz; Quando tem água de chuva e luz de sol;  
Pode ser o país do futebol; Mas não é, com certeza, o meu país!*

*Um país que é doente; Não se cura; Quer ficar sempre no terceiro mundo;  
Que do poço fatal chegou ao fundo; Sem saber emergir da noite escura;  
Um país que perdeu a compostura; Atendendo a políticos sutis;  
Que dividem o Brasil em mil brasis; Para melhor assaltar, de ponta a ponta;  
Pode ser um país de faz de conta; Mas não é, com certeza, o meu país!*

*Um país que perdeu a identidade; Sepultou o idioma Português;  
Aprendeu a falar pornô e Inglês; Aderindo à global vulgaridade;  
Um país que não tem capacidade; De saber o que pensa e o que diz;  
E não sabe curar a cicatriz; Desse povo tão bom que vive mal;  
Pode ser o país do carnaval; Mas não é, com certeza, o meu país!*

**(O meu País - João de Almeida Neto)**

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

## **MODELAGEM DE TRANSFORMADORES EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA**

**Marconi Januário**

Abril/2007

Orientador: Patrick Kuo-Peng

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos

Palavras-chave: Transformador, Modelagem e Resposta em Frequência.

Número de Páginas: 91

Os transformadores desempenham um papel importante nos sistemas elétricos. Ao longo do tempo as técnicas de construção e de aplicação dos transformadores evoluíram, revelando problemas de funcionamento e operação. Assim, dentro dos problemas causados por distúrbios de alta frequência, cresceu o interesse das instituições acadêmicas, centros de pesquisa e de fabricantes na modelagem dos transformadores, com objetivo do estudo de transitórios elétricos no mesmo ou no sistema ao qual ele está conectado.

Esta dissertação apresenta uma revisão bibliográfica sobre transformadores, uma fundamentação sobre transitórios eletromagnéticos contemplando os tipos de modelos de transformadores divididos por faixa de frequência e métodos de aquisição de resposta em frequência. Neste enfoque, duas linhas de trabalho foram desenvolvidas nesta dissertação. A primeira delas é sobre o estudo e modelagem do transformador para baixas e médias frequências, cujos parâmetros são determinados a partir da sua resposta em frequência medida e dos seus dados construtivos. O modelo leva em conta também os efeitos não-lineares e dependentes da frequência dos enrolamentos e dos materiais ferromagnéticos, bem como as capacitâncias parasitas dos enrolamentos. A segunda linha é sobre o modelo de transformador para altas frequências, em que os parâmetros do modelo são determinados utilizando as respostas em frequência experimentais em conjunto com uma ferramenta de algoritmo genético. Duas formas de modelagens são abordadas: a resposta em frequência da impedância e a função de transferência de tensão do transformador.

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

# **MODELING OF TRANSFORMERS IN FUNCTION OF THE FREQUENCY**

**Marconi Januário**

April/2007

Advisor: Patrick Kuo-Peng, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: Transformer, Modeling and Frequency Response

Number of Pages: 91

Electric transformers play an important role in electrical systems. Along the time the construction techniques as well as applicability of transformers have been developed, but revealing operation problems. For this reason, the interest of the academic institutions, research centers and manufacturers in the modeling of the transformers grew up, aiming to study transients generated by the transformer itself or by the system connected to it.

This work presents a review about transformers, basic concept on electromagnetic transients, the types of transformers models divided by frequency range and the acquisition methods of the frequency response. Two mains works have been developed. The first one is about the study of low and medium frequencies model of the transformer, whose parameters are determined from its measured frequency response and its constructive data. This model also takes into account the non-linearity and the frequency dependency of the windings and the magnetic material as well as the parasitic capacitance of the windings. The second work is about the high frequencies transformer model, in which the parameters of the model are determined using the experimental frequency response and a genetic algorithm tool. Two kinds of models are presented: the frequency response of the impedance and the voltage transfer function of the transformer.

# SUMÁRIO

Lista de Figuras .....	x
Lista de Tabelas .....	xiv
Lista de Siglas.....	xv
Capítulo 1 .....	1
Introdução Geral.....	1
1.1 Motivação e Relevância do Trabalho .....	1
1.2 Objetivo do Trabalho.....	3
Capítulo 2 .....	5
Estado da Arte .....	5
2.1 Introdução.....	5
2.2 Breve história dos Transformadores.....	5
2.3 Transitórios Eletromagnéticos .....	8
2.3.1 Sobretensão e sobrecorrente .....	8
2.3.2 Faixa de frequência dos transitórios .....	9
2.4 Modelagem de Transformadores .....	10
2.4.1 Modelo completo .....	12
2.4.2 Modelagem de transformadores para baixas e médias frequências.....	13
2.4.2.1 Matriz de representação (modelo BCTRAN).....	14
2.4.2.2 Componente Saturável do Transformador (Modelo STC) .....	15
2.4.2.3 Modelo Baseado na Topologia.....	16
2.4.3 Modelagem para altas frequências .....	18
2.4.3.1 Modelos tipo Caixa Preta (Black-Box) .....	19
2.4.3.2 Modelos Físicos.....	21
2.4.3.3 Modelos Detalhados .....	22
2.5 Considerações Finais .....	24
Capítulo 3 .....	26
Resposta em Frequência (RF).....	26
3.1 Introdução .....	26
3.2 Métodos de Levantamento da Resposta em Frequência.....	26
3.2.1 Aquisição no domínio do tempo.....	27
3.2.2 Aquisição no domínio da frequência.....	28

3.2.3	Normalização da relação de transformação.....	30
3.2.4	Vantagens e desvantagens de cada método de aquisição .....	31
3.3	Considerações Finais .....	34
Capítulo 4	.....	35
Modelo para Baixas e Médias Frequências	.....	35
4.1	Introdução .....	35
4.2	Efeitos Não-Lineares e Dependentes (Variantes) com a Frequência .....	36
4.3	Capacitâncias .....	38
4.4	Modelo de Baixas e Médias Frequências do Transformador .....	40
4.4.1	Modelagem do ramo magnetizante.....	41
4.4.2	Modelagem da indutância de dispersão, efeito pelicular e de proximidade dos enrolamentos .....	42
4.4.3	Estimação da capacitância dos enrolamentos.....	44
4.4.4	O modelo .....	44
4.5	Validação do Modelo.....	45
4.5.1	Obtenção dos dados experimentais.....	45
4.5.2	Transformador estudado .....	47
4.5.3	Comparação das respostas do modelo com as experimentais .....	48
4.5.4	Simulação da corrente de <i>Inrush</i> .....	50
4.6	Considerações Finais .....	52
Capítulo 5	.....	54
Modelo para Altas Frequências	.....	54
5.1	Introdução .....	54
5.2	Determinação dos Parâmetros do Modelo .....	54
5.2.1	Modelo da resposta em frequência da impedância do transformador .....	54
5.2.2	Modelo da função de transferência de tensão do transformador .....	58
5.3	Algoritmo Genético .....	65
5.4	Determinação de Parâmetros de Modelos de Transformadores Utilizando AG .....	67
5.4.1	Resposta em frequência da impedância do transformador .....	67
5.4.2	Resposta em frequência da função de transferência do transformador .....	71
5.5	Simulação com Resposta ao Degrau .....	75
5.6	Considerações Finais .....	76
Conclusão	.....	77

Referências .....80

## LISTA DE FIGURAS

2.1	Foto do transformador original de Faraday (COLTMAN [1]).....	5
2.2	Foto do transformador original patenteado por Gaulard e Gibbs (HARLOW [16]).....	6
2.3	Transformador feito por Stanley e utilizado na estação de energia em Great Barrington (COLTMAN [1]).....	6
2.4	Aspectos construtivos de transformadores, (a) Transformador a seco, (b) Transformador de distribuição, (c) Transformador para aplicação industrial; (d) Transformador de força .....	7
2.5	Resposta em frequência da impedância de entrada de um transformador (PLEITE et al. [23]) .....	11
2.6	Transformador trifásico representado para uma larga faixa de frequência (POPOV et al. [13]) .....	13
2.7	Característica da resposta em frequência da impedância de uma das fases do transformador para diferentes valores da indutância de magnetização (POPOV et al. [13]).....	13
2.8	Esquema ilustrativo do modelo básico BCTRAN para um transformador de dois enrolamentos com núcleo não-linear apresentado externamente (MARTINEZ et al. [7]).....	15
2.9	Representação do circuito estrela de um transformador monofásico de N enrolamentos (MARTINEZ et al. [7]).....	15
2.10	Transformador monofásico no formato <i>Shell</i> (MARTINEZ et al. [7]) .....	16
2.11	Circuito equivalente sugerido por MARTINEZ et al. [7] para o transformador monofásico da figura 2.10 .....	17
2.12	(a) Transformador monofásico com dois enrolamentos em corte vertical, em (b) seu circuito magnético equivalente (YACAMINI et al. [33]) .....	18
2.13	Representação do transformador por um quadripolo .....	20
2.14	Segmento genérico entre duas espiras de um enrolamento contínuo (CABRAL [2]).	22
2.15	Modelo detalhado com indutâncias próprias e mútuas (RAHIMPOUR et al. [9]).....	23
2.16	Modelo de um transformador monofásico proposto por NODA et al. [14] .....	24
3.1	(a) Medição da função de transferência de tensão entre enrolamentos e em (b) medição da impedância ou admitância do enrolamento (VAESSEN [42]).....	28

3.2	Fluxograma para a realização da medição no domínio do tempo (RAHIMPOUR et al. [9]).....	28
3.3	Aspecto físico do analisador comercial de impedância Hewlett Packard HP 4284A .	29
3.4	Resposta em frequência enrolamento primário com o secundário em aberto de um transformador monofásico. (a) Magnitude em ohms e (b) fase em graus .....	29
3.5	(a) Relação da tensão de saída pela tensão de entrada; (b) defasagem angular entre tensão de saída e a tensão de entrada; em função da frequência .....	30
3.6	Tensões aplicadas nos enrolamentos de alta em delta e a baixa em estrela. Tensões de fase e tensões de linha (HERSZTERG [54]) .....	31
3.7	Aquisição feita no domínio do tempo, baixa resolução no domínio da frequência.....	32
4.1	Corrente induzida provocada pela a oposição ao campo magnético (HOLMBERG [74]) .....	36
4.2	Distribuição de corrente num condutor, simulado com uma frequência de 10 kHz (HOLMBERG [74]) .....	37
4.3	Aspecto construtivo de um enrolamento com os isolantes utilizados (DA SILVA [83]) .....	39
4.4	Adição das capacitâncias aos circuitos dos modelos (os índices a, b e c estão referidos aos efeitos mencionados no texto) (ADIELSON et al. [84]).....	39
4.5	Forma de arranjo de medição das capacitâncias de um transformador (NODA et al. [14]) .....	40
4.6	Circuito equivalente Foster paralelo para a representação do núcleo .....	42
4.7	Circuito Foster série proposto por DE LEON et al. [81].....	43
4.8	Circuito equivalente Foster Série para a representação dos efeitos nos enrolamentos .....	43
4.9	Representação do circuito do modelo proposto para baixas e médias frequências.....	45
4.10	Transformador utilizado .....	45
4.11	Disposição dos enrolamentos do transformador e seus terminais. Medição da resposta em frequência do primário (a) com o secundário em aberto e (b) com o secundário em curto-circuito .....	46
4.12	Resposta das medições dos terminais em aberto e em curto-circuito realizados nos enrolamentos primário e secundário. (a) a magnitude em ohms e (b) a fase em graus .....	47

4.13	Respostas em freqüência experimental e de simulação modelo para a impedância do enrolamento do primário com o secundário em curto-circuito. (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus .....	49
4.14	Respostas em freqüência experimental e de simulação do modelo para a impedância do enrolamento do secundário com o primário em curto-circuito. (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus .....	49
4.15	Resposta em freqüência da impedância do primário comparando as respostas experimentais com as de simulação do modelo em (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.....	50
4.16	Resposta em freqüência da impedância do secundário comparando as respostas experimentais com as de simulação do modelo em (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.....	50
4.17	Modelo proposto representando as não-linearidades das indutâncias do ramo magnetizante.....	51
4.18	Curva de magnetização do material ferromagnético .....	51
4.19	Correntes de <i>inrush</i> experimental e simulada nos terminais primário do transformador .....	52
5.1	Conjunto de circuitos para representar a resposta em freqüência da impedância .....	54
5.2	Resposta em freqüência da impedância medida (magnitude em ohms).....	56
5.3	Resposta em freqüência da impedância medida e analítica, (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.....	58
5.4	Circuito divisor de tensão utilizado para representar a função de transferência .....	58
5.5	Resposta experimental da função de transferência da relação tensão (saída pela entrada) em função da freqüência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus .....	60
5.6	Rede de circuitos equivalente usado na representação da impedância $Z_2(s)$ .....	60
5.7	Resposta em freqüência da impedância calculada com a equação [5.17] conhecendo $Z_1(s)$ . (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da freqüência...	62
5.8	Respostas em freqüência da impedância $Z_2(s)$ . (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da freqüência.....	64
5.9	Respostas da função de transferência da relação tensão (saída pela entrada) em função da freqüência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.....	65
5.10	Procedimento de cálculo usado na determinação dos parâmetros.....	69

5.11	Comparação das respostas experimental, analítica e AG. (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.....	70
5.12	Comparação das respostas em frequência da impedância $Z_2(s)$ obtidas por meio analítico e por AG referenciadas com a experimental. (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência .....	72
5.13	Comparação das respostas da função de transferência da relação de tensão obtida experimentalmente, por meio analítico e por meio de AG em função da frequência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus. ....	73
5.14	Comparação das respostas em frequência da impedância $Z_2(s)$ obtidas por meio analítico e por AG referenciadas com a experimental. (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência .....	74
5.15	Comparação das respostas da função de transferência da relação de tensão obtida experimentalmente, por meio analítico e por meio de AG em função da frequência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus .....	74
5.16	Circuito usado no ATP para a simulação do degrau .....	75
5.17	Resposta ao degrau de 5 volts experimental e do modelo.....	75
5.18	Resposta ao degrau de 15 volts experimental e do modelo.....	76

## LISTA DE TABELAS

2.1	Origem dos transitórios elétricos e suas frequências associadas, valores mais comuns (POVH et al. [22]) .....	10
3.1	Nomenclatura utilizada para normalização da tensão (HERSZTERG [54]).....	30
4.1	Dados para determinação dos parâmetros .....	48
4.2	Parâmetros determinados.....	48
5.1	Frequência de ressonância, amplitude, frequência de corte superior e inferior das oito ressonâncias da resposta em frequência da impedância do transformador .....	56
5.2	Parâmetros determinados analiticamente para a resposta em frequência da impedância do transformador .....	57
5.3	Frequência de ressonância, amplitude, frequência de corte superior e inferior e a parte real da impedância no ponto de mínimo para as duas ressonâncias da impedância $Z_2(s)$ .....	63
5.4	Parâmetros determinados analiticamente para a resposta em frequência da impedância $Z_2(s)$ .....	64
5.5	Parâmetros determinados pelo AG para a resposta em frequência da impedância do transformador .....	70
5.6	Parâmetros determinados pelo AG para a resposta em frequência da impedância $Z_2(s)$ .....	71
5.7	Parâmetros determinados analiticamente e com a ferramenta de AG para a resposta em frequência da função de transferência $H(s)$ .....	73

## LISTA DE SIGLAS

- AG – Algoritmo Genético;
- ATP – *Alternative Transient Program*;
- CIGRÉ – *International Council on Large Electric Systems*;
- DC – *Direct Current* (Corrente Contínua);
- FRA – *Frequency Response Analysis*;
- FFT – *Fast Fourier Transform* (Transformada rápida de Fourier);
- IRM – *Impulse Reduced Method* (Método de Impulso Reduzido);
- SFRA – *Sweep Frequency Response Analysis* (Análise da Resposta em Frequência por Varredura);
- IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*;
- EMTP – *Electromagnetic Transient Program*;
- RF – Resposta em frequência;
- RLC – Resistor, indutor e capacitor;
- RLCG – Resistor, indutor, capacitor e admitância;
- RLCM – Resistor, indutância própria, capacitância e indutância mútua;
- SFRA – *Sweep Frequency Response Analysis* (Método da Resposta de Varredura em Frequências);

# CAPÍTULO 1

## Introdução Geral

### 1.1. Motivação e Relevância do Trabalho

O transformador é um dos principais equipamentos do sistema elétrico. Ele tem a responsabilidade de tornar a transmissão e/ou a distribuição de energia elétrica técnica e economicamente viável, reduzindo as perdas nos condutores oriundas da corrente elétrica (COLTMAN [1]). Desta maneira seu papel no sistema elétrico é de importância essencial. Mesmo tendo a característica de ser um equipamento robusto, desde o início do seu uso o transformador demonstrou também ser vulnerável às freqüentes e severas solicitações resultantes dos transitórios elétricos inerentes à operação dos sistemas elétricos (CABRAL [2]).

Por questões econômicas, os transformadores são projetados e construídos para trabalharem condições constantes, de maneira a não sofrerem alteração ou distúrbios abruptos de tensão e correntes durante a sua operação. Muitas vezes o regime permanente não pode ser mantido em virtude de eventos que venham a acontecer no sistema em que os transformadores estão acoplados, o que ocasiona sobretensões e sobrecorrentes nos sistemas e nos equipamentos. Estas alterações ou distúrbios, conhecidos também como transitórios, acabam exigindo esforços nos transformadores muito além do que foram projetados para o regime permanente (GREENWOOD [3] e ARAÚJO et al. [4]).

Trabalhos sobre transformadores que utilizam técnicas de modelagem e ferramentas numéricas para a representação do comportamento do equipamento frente aos eventos a que possa ser submetido são amplamente abordados na literatura (VAN DER SLUIS [5], MARTINEZ et al. [6], MARTINEZ et al [7], DE LEON et al. [8] e RAHIMPOUR et al. [9]). Estes são temas de estudo dos centros de pesquisas das instituições acadêmicas e dos fabricantes devido à importância (física e financeira) que o transformador possui dentro do sistema elétrico de energia. Em decorrência aos variados tipos e formas construtivas dos transformadores, das diversas maneiras em que são empregados, dos tipos de cargas conectados a eles (lineares e não-lineares), do seu carregamento, tem-se a necessidade de um estudo para cada caso de transitório a ser analisado. No decorrer do tempo, inúmeros trabalhos foram produzidos, de onde surgiram modelos visando uma melhor representação dos transformadores. Alguns desses modelos

são representados a partir da utilização dos dados construtivos e físicos (CABRAL [2], SHIBUYA et al. [10] e DEGENEFF [11]). Outros usam as respostas em frequência dos transformadores para a representação dos modelos (RAHIMPOUR et al. [9] e GUSTAVSEN et al. [12]). E ainda, alguns mesclam a modelagem utilizando os dados construtivos e físicos com os dados das respostas em frequência (POPOV et al. [13], NODA et al. [14] e GHAREHPETIAN et al. [15]).

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

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

Uma abordagem que mescla a utilização dos dados construtivos e físicos com os dados das respostas em frequência é interessante por apresentar resultados que podem ser aplicados tanto para os aspectos internos como para o ponto de vista dos terminais. Assim, podem ser estudadas, por exemplo, sobretensões em enrolamentos e/ou sobretensões transferidas para aos terminais.

Os trabalhos abordados na literatura (MARTINEZ et al. [6], MARTINEZ et al. [7], DE LEON et al. [8] e RAHIMPOUR et al. [9]) dividem os modelos de transformadores em faixas de frequências (baixas, médias e altas frequências) e pelo tipo de abordagem (baseado na topologia construtiva, na análise modal, etc.). Os modelos para baixas frequências abordam as não-linearidades como a saturação e a histerese do material ferromagnético, utilizando parâmetros determinados através de ensaios clássicos e se preocupando apenas em representar o transformador para os fenômenos que englobam a faixa de 0 até 100Hz. Os modelos para médias frequências tratam de fenômenos que estão englobados desde a frequência industrial até alguns quilohertz. Nesta faixa, os parâmetros relacionados aos enrolamentos e ao material ferromagnético incluem efeitos não-lineares, possuindo geralmente dependência com a frequência. Nesta faixa de frequências, as capacitâncias presentes nos transformadores devem ser consideradas. Muitos modelos para

as altas frequências (acima de alguns quilohertz) desprezam as perdas no ferro (CABRAL [2], RAHIMPOUR et al. [9] e GUSTAVSEN et al. [12]). Desta maneira, estes modelos são considerados e tratados de maneira linear.

Neste o trabalho, procura-se contribuir para a modelagem de transformadores sob aspectos de baixas, médias e altas frequências visando o desempenho dos transformadores vistos pelos seus terminais.

## **1.2. Objetivo do Trabalho**

Esta dissertação tem por objetivo desenvolver modelos de transformadores de potência. Nestes modelos, os transformadores são representados por um conjunto de parâmetros concentrados, que são determinados a partir de dados construtivos dos transformadores e/ou a partir de ensaios.

Para facilitar o entendimento do trabalho, a dissertação está dividida da seguinte maneira:

No capítulo 2 são apresentadas uma revisão bibliográfica sobre transformadores e uma fundamentação sobre transitórios eletromagnéticos (causas e efeitos). São também descritos os tipos de modelos encontrados na literatura para a representação dos transformadores frente aos transitórios, destacando suas divisões pelo tipo de abordagem e por faixa de frequência de aplicação.

No capítulo 3 são descritos os métodos de aquisição da resposta em frequência encontrados na literatura. São também abordadas as vantagens e desvantagens de cada método.

No capítulo 4, um modelo de transformador para a faixa de baixas e médias frequências é apresentado. Neste modelo, o comportamento não-linear e a dependência da resistência elétrica dos enrolamentos e do material ferromagnético em função da frequência junto com a estimação da capacitância parasita dos enrolamentos são descritos. A modelagem é realizada utilizando os dados construtivos de um transformador e a sua resposta em frequência medida. Para validar o modelo, são comparadas as respostas em frequência do modelo com as experimentais.

No capítulo 5, são apresentados modelos de transformador para altas frequências. Os parâmetros do modelo são determinados utilizando as respostas em frequência experimentais do transformador. Duas formas de modelagem são apresentadas neste

capítulo: a resposta em frequência da impedância e a função de transferência de tensão do transformador.

Por fim, no capítulo 6 são feitas as considerações finais e as conclusões gerais do trabalho realizado e apresentam-se as sugestões para a continuidade do trabalho.

## CAPÍTULO 2

### Estado da Arte

#### 2.1. Introdução

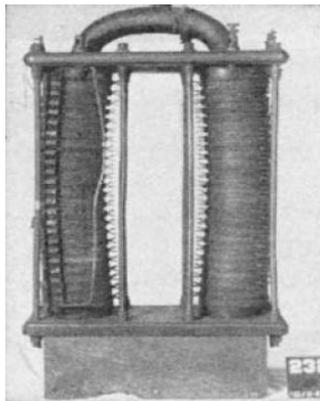
Um levantamento histórico sobre os transformadores é descrito na primeira parte deste capítulo. Posteriormente são apresentadas as fundamentações sobre transitórios, destacando os tipos e classes de frequências em que estão incluídos. Em seguida são descritos os tipos de modelos encontrados na literatura para a representação dos transformadores frente aos transitórios, destacando suas divisões pelo tipo de abordagem e por faixa de frequência em que se encontram.

#### 2.2. Breve História dos Transformadores

O transformador teve sua invenção datada em 28 de agosto de 1831, por Michael Faraday, o transformador inventado é visto na figura 2.1 (COLTMAN [1]). A ausência de aplicação fez com que o experimento de Faraday ficasse obscuro por quase 50 anos. Por volta de 1880, Thomas Edison promoveu a idéia de um sistema de eletrificação e de iluminação nas cidades fazendo com que ressurgisse a aplicabilidade do transformador (HARLOW [16]). Em 1882 o francês Lucien Gaulard e o inglês John Gibbs utilizaram o transformador em um sistema de iluminação elétrica. Nestes sistemas, as lâmpadas eram conectadas em série. O equipamento foi patenteado com o nome de Gerador Secundário (*Secondary Generator*) (HARLOW [16]), ver figura 2.2.

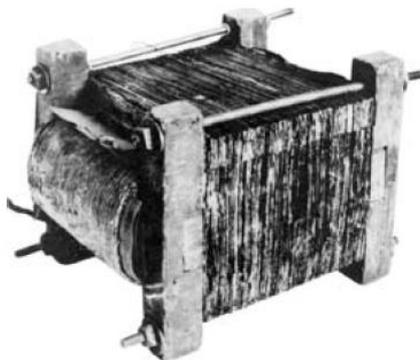


Figura 2.1 – Foto do transformador original de Faraday (COLTMAN [1]).



**Figura 2.2 – Foto do transformador original patenteado por Gaulard e Gibbs (HARLOW [16]).**

Em 1884, George Westinghouse contratou o engenheiro William Stanley, que conhecia as idéias de Gaulard e Gibbs. Stanley encorajou Westinghouse a produzir novas patentes de transformadores. Em 1885, Stanley criou um transformador para ser usado com circuitos ligados em paralelo, que permitia ligar ou desligar cada lâmpada do conjunto de iluminação. No ano de 1886, Westinghouse iniciou a construção da primeira linha de transmissão em Great Barrington, no estado norte americano de Massachusetts, onde um gerador (25 hp de potência e tensão de 500 Volts) foi instalado a aproximadamente 2 quilômetros da cidade. A distribuição de energia era feita por um transformador localizado no centro da cidade, que reduzia a tensão de 500 para 100 Volts. O transformador utilizado é visto na figura 2.3 (COLTMAN [1] e HARLOW [16]).



**Figura 2.3 – Transformador feito por Stanley e utilizado na estação de energia em Great Barrington (COLTMAN [1]).**

Após a utilização do transformador em Great Barrington, o crescimento do sistema de corrente alternada nas décadas posteriores foi muito intenso. No início de 1900, o metalúrgico inglês Robert Hadfield, a partir de vários experimentos, determinou como as propriedades do material ferromagnético poderiam ser afetadas com a adição de outros materiais. Hadfield descobriu que as propriedades do ferro eram melhoradas adicionando silício e conseqüentemente as perdas elétricas poderiam ser diminuídas. Era o início de

uma série de melhorias nos materiais que são usados nos transformadores até hoje. Por volta de 1930, o metalúrgico norte americano Norman Goss criou uma nova técnica para a fabricação do aço silício. A técnica usada por Goss combinava a laminação e o tratamento térmico para auxiliar a orientação dos domínios magnéticos. Desta forma, as perdas do material ferromagnético foram diminuídas e o valor da permeabilidade relativa foi aumentado (COLTMAN [1]). As pesquisas realizadas sobre os materiais ferromagnéticos ao longo do tempo fizeram com que os transformadores se tornassem mais eficientes. Ainda hoje este é um tema de grande importância para os fabricantes, as siderúrgicas e os centros de pesquisa.

Com o passar do tempo, diferentes tipos construtivos de transformadores foram fabricados para suprir a demanda de potência e as várias necessidades do mercado. Na figura 2.4 são vistos diferentes tipos de transformadores para diversas aplicações.



**Figura 2.4 – Aspectos construtivos de transformadores, (a) Transformador a seco, (b) Transformador de distribuição, (c) Transformador para aplicação industrial; (d) Transformador de força.**

O estudo da modelagem dos transformadores cresceu juntamente com a evolução das técnicas de construção e da sua aplicabilidade. As instituições acadêmicas, centros de pesquisa e fabricantes estão em busca constante pela melhor forma de representar os transformadores. Dessa forma, os danos gerados internamente e nos sistemas em que estão acoplados são prevenidos e mais bem compreendidos.

## 2.3. Transitórios Eletromagnéticos

Os sistemas de energia elétrica (linhas de transmissão, transformadores, bancos de capacitores, disjuntores) em grande parte do tempo estão trabalhando em regime permanente, ou seja, sem que haja variações bruscas que modifiquem a periodicidade requerida. Embora haja esta periodicidade, os sistemas elétricos de potência são projetados para suportar algumas solicitações extremas de tensão e corrente denominadas respectivamente, sobretensões e sobrecorrentes (ARAÚJO et al. [4]). As sobretensões e as sobrecorrentes são chamadas de transitórios eletromagnéticos, pois se caracterizam por serem passageiras. Esses transitórios têm origem, formas e magnitudes diversas.

O esforço (mecânico e/ou da isolamento) a que o equipamento será submetido é a consequência principal dos transitórios. Por questões econômicas, o grau de esforço é proporcional ao seu custo. Desta forma, o equipamento que será utilizado deve passar por uma análise prévia. Nesta análise, a magnitude, a forma e a duração dos possíveis transitórios a que os transformadores estarão expostos são estudadas por meio de simulações e/ou ensaios, a fim de que se tenha uma avaliação sobre a qualidade e a robustez do equipamento frente às solicitações.

Os transitórios eletromagnéticos são classificados quanto à origem (correntes de *inrush*, ferrorressonância, faltas, surtos, chaveamentos, etc.) e/ou quanto à faixa de frequência intrínseca ao fenômeno causador. Nos trabalhos de GREENWOOD [3], ARAÚJO et al. [4] e VAN DER SLUIS [5] são apresentados de maneira mais abrangente as causas e efeitos dos transitórios eletromagnéticos nos sistemas de potência. Neles são apresentados os equacionamentos dos principais fenômenos.

### 2.3.1. Sobretensão e sobrecorrente

As sobretensões são definidas como tensões transitórias, variáveis com o tempo. O valor máximo é superior ao valor de crista das tensões de operação normal do sistema e as sobrecorrentes são fenômenos que estão interligados com as sobretensões (ARAÚJO et al. [4]). As sobretensões são em geral classificadas em três categorias específicas:

- Sobretensões de manobras;
- Sobretensões atmosféricas;
- Sobretensões temporárias.

As sobretensões de manobras estão relacionadas com a mudança de topologia do sistema. As ocorrências ou eliminações de faltas, ligação ou desligamento de cargas (chaveamentos) são enquadrados nesta classificação.

As sobretensões atmosféricas são caracterizadas por apresentarem uma alta taxa de crescimento de curta duração, em geral de alguns microssegundos, e uma taxa de decrescimento de dezenas de microssegundos.

Os fenômenos de sobretensões temporárias são oscilantes e com duração relativamente longa e fracamente amortecidas ou não-amortecidas. As amplitudes são menores que os outros tipos de sobretensões, mas também causam danos ao isolamento dos equipamentos. Eventos como manobras (corte ou rejeição de carga), faltas (curto-circuito monofásico), fenômenos não-lineares (ferroressonância) são exemplos de causas de sobretensões temporárias (ARAÚJO et al. [4]).

As sobrecorrentes são originadas de duas formas: da energização de transformadores e/ou reatores ou da energização de banco de capacitores. Os transformadores e/ou reatores quando são energizados geram valores de correntes (corrente de *Inrush*) que atingem até 10 vezes o valor da corrente nominal. As correntes de *Inrush* são constituídas de conteúdos harmônicos. Estas são responsáveis pelos equipamentos entrarem em ressonância com os demais componentes do sistema, gerando sobretensões (ARAÚJO et al. [4]). As correntes oriundas da energização dos bancos de capacitores têm alta taxa de distorção harmônica e causam sobretensões de frequência elevada nos terminais dos transformadores (GREENWOOD [3] e GIRGIS et al. [17]).

Trabalhos que descrevem as causas e os efeitos oriundos de transitórios eletromagnéticos são encontrados nos artigos de SHIBUYA et al. [10], MARTI et al. [18], DAS [19], DE HERDT et al. [20], CHENG et al. [21] e POVH et al. [22].

### **2.3.2. Faixa de frequência dos transitórios**

O sinal gerado no transitório é constituído por diversas frequências. Estas frequências geralmente estão presentes nas ocorrências de cada fenômeno. Assim, o transitório é classificado pelo fenômeno que o originou e por sua faixa espectral.

Os transitórios elétricos em sistemas de potência estão dispostos em uma faixa espectral que inicia em DC (zero hertz) e se estende até 100MHz. Em alguns casos possuem frequências mais elevadas (POVH et al. [22]). Na tabela 2.1 são mostradas classificações dos transitórios eletromagnéticas em função de sua faixa de frequência.

**Tabela 2.1 – Origem dos transitórios elétricos e suas frequências associadas, valores mais comuns (POVH et al. [22]).**

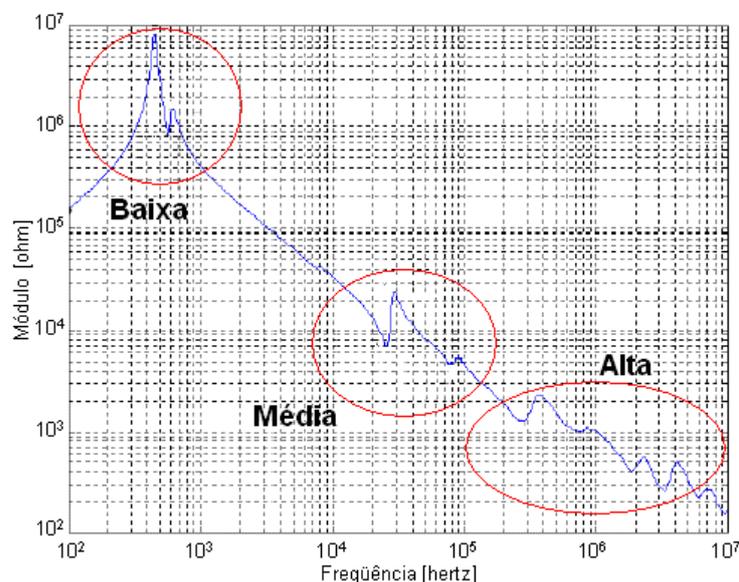
<b>Origem</b>	<b>Faixa de Frequência</b>
Energização de transformador e ferrorressonância	(DC) 0,1 Hz – 1 kHz
Rejeição de carga	0,1 Hz – 3 kHz
Falta clara	50/60 Hz – 3 kHz
Falta inicial	50/60 Hz – 20 kHz
Energização de linha	50/60 Hz – 20 kHz
Religamento de linha	(DC) 50/60 Hz – 20 kHz
Tensão de restabelecimento transitória: Faltas em terminais Faltas em linhas curtas	50/60 Hz – 20 kHz 50/60 Hz – 100 kHz
Fechamento múltiplo de disjuntor	10 kHz – 1 MHz
Surtos atmosféricos e faltas em subestações.	10 kHz – 3 MHz
Chaves e faltas GIS ( <i>Gas Insulated Switchgear</i> )	100 kHz – 100 MHz

No trabalho de CABRAL [2], é dito que os transitórios frente à modelagem de transformadores podem ser subdivididos em Transitórios Elétricos a Frequência Industrial e Transitórios Elétricos Rápidos. A razão está no fato de que, para cada um desses tipos de transitórios, o modelo de circuito do transformador possui características específicas. Assim, os modelos de transformadores para transitórios em frequência industrial (baixas e médias frequências) devem retratar os fenômenos de energização de transformadores e de ferrorressonância. Portanto a curva de magnetização, o laço de histerese, os efeitos dependentes da frequência (dos enrolamentos e do núcleo ferromagnético) e as capacitâncias dos circuitos em conjunto (bancos de capacitores, linhas de transmissão e distribuição) são dados necessários para a análise da ocorrência dos fenômenos transitórios em questão. Para os transitórios rápidos (altas frequências), o circuito que modela o transformador deve representar os efeitos das capacitâncias parasitas existentes, enquanto as não-linearidades e os efeitos dependentes da frequência dos materiais empregados têm influência menor.

#### **2.4. Modelagem de Transformadores**

O modelo completo de um transformador requer que os enrolamentos sejam claramente representados, bem como os acoplamentos mútuos, indutivos e capacitivos. O seu desenvolvimento para um largo espectro de frequência é difícil, devido aos tipos de enrolamentos e também ao fato de que alguns parâmetros são não-lineares e dependentes da frequência (DE LEON et al. [8] e de POPOV et al. [13]).

No trabalho de PLEITE et al. [23] é mostrada a análise da resposta em frequência da impedância de entrada de um transformador. Nela são vistas várias ressonâncias (ver figura 2.5). O primeiro conjunto de ressonâncias localizado no início do espectro (baixas frequências) tem forte influência do circuito magnético. As ressonâncias localizadas a seguir (média frequência) são determinadas por parâmetros dos enrolamentos em si e as ressonâncias localizadas no final do espectro (altas frequências) são geradas pelas capacitâncias parasitas entre os enrolamentos. É bom ter em mente que a ressonância é devida a uma capacitância e a uma indutância envolvidas. A resistência elétrica tem um efeito de amortecimento. Assim, por exemplo, o circuito magnético tem a ver com uma indutância. Na baixas frequências, esta indutância estará agindo com uma capacitância.



**Figura 2.5 – Resposta em frequência da impedância de entrada de um transformador (PLEITE et al. [23]).**

A modelagem do transformador pode ser feita compreendendo todas as faixas do espectro ou apenas para uma faixa de frequência específica. A modelagem de transformadores é dividida da seguinte forma:

- Modelo completo, em que os efeitos dos parâmetros elétricos do transformador abrangem as faixas de baixas, médias e altas frequências;
- Modelo de baixas frequências, caracterizado principalmente por contemplar a indutância de magnetização (frequência industrial 50-60Hz);
- Modelo de baixas até médias frequências, composto principalmente pelo efeito das correntes induzidas e das não-linearidades dos materiais (frequência industrial 50-60Hz até início das altas frequências, dezenas de quilohertz);

- Modelo de altas frequências, representando principalmente as capacitâncias que estão associadas ao transformador (transitórios rápidos).

No decorrer desta seção são apresentados os modelos de transformadores que representam modelos completo, baixas, médias e altas frequências. Estes são classificados como sugerem MARTINEZ et al. [6], MARTINEZ et al. [7], DE LEON et al. [8] e RAHIMPOUR et al. [9].

#### 2.4.1. Modelo completo

Nos trabalhos de DE LEON et al. [8] e de POPOV et al. [13] são apresentados modelos completos de transformadores. O modelo proposto por DE LEON et al. [8] considera todos os fenômenos inerentes ao transformador. As perdas devidas às correntes induzidas nas lâminas do material ferromagnético e nos enrolamentos são representadas através de circuitos dependentes da frequência. A magnetização do núcleo é modelada por uma função não-linear entre fluxo e a corrente. As capacitâncias (entre os enrolamentos e entre enrolamento e terra) são determinadas a partir de cálculo analítico utilizando dados construtivos.

Um exemplo de modelo completo de um transformador trifásico pode ser encontrado no trabalho de POPOV et al. [13]. Este modelo é determinado a partir da resposta em frequência da impedância dos terminais de entrada e dos dados construtivos. A figura 2.6 mostra o circuito proposto por POPOV et al. [13]. O ramo magnetizante (visto na figura 2.6 como *core*) é modelado por parâmetros dependentes da frequência contemplando também o efeito não-linear do material ferromagnético. As demais ressonâncias são representadas por conjunto de parâmetros concentrados tipo RLCG (resistor, indutor, capacitor e admitância). Também são vistas as capacitâncias  $C_R$ ,  $C_S$  e  $C_T$ , responsáveis pela ressonância que ocorre com o ramo magnetizante em cada fase, e as capacitâncias dos terminais com a terra  $C_{TR}$ . A figura 2.7 mostra o comportamento da resposta em frequência do modelo proposto para alguns valores da indutância de magnetização. A indutância de magnetização depende do valor da indução.

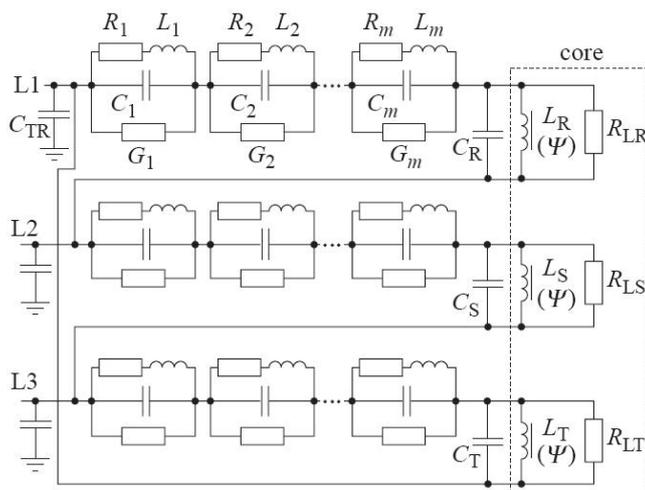


Figura 2.6 – Transformador trifásico representado para uma larga faixa de frequência (POPOV et al. [13]).

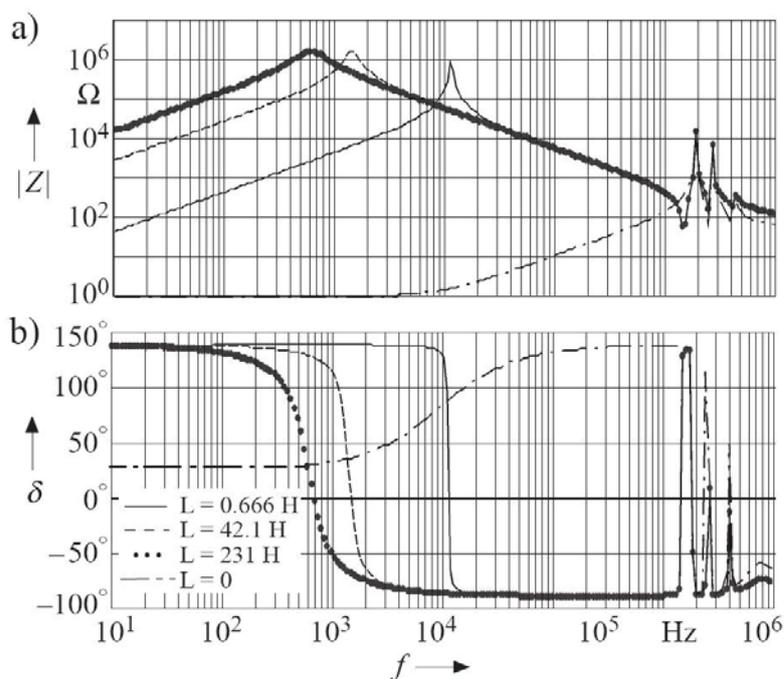


Figura 2.7 – Característica da resposta em frequência da impedância de uma das fases do transformador para diferentes valores da indutância de magnetização (POPOV et al. [13]).

#### 2.4.2. Modelagem de transformadores para baixas e médias frequências

A modelagem para baixas e médias frequências é dividida em duas partes distintas: a representação dos fenômenos eletromagnéticos dos enrolamentos em si e a representação do núcleo de ferro. A modelagem do enrolamento é linear e a do núcleo é não-linear, mas ambas são dependentes da frequência. Os modelos podem ser diferentes, dependendo do transitório ao qual o transformador é submetido. A seguir são apresentados os quatro grupos mais utilizados de modelos de transformadores para baixas e médias frequências sugeridos por MARTINEZ et al. [6], MARTINEZ et al. [7] e DE LEON et al. [8].

### 2.4.2.1. Matriz de Representação (modelo BCTRAN)

A sigla BCTRAN é oriunda do modelo disposto pelos programas de simulação de transitórios eletromagnéticos - EMTP (*Eletromagnetic Transient Program*).

A equação de regime permanente de um transformador polifásico é expressa pela equação [2.1]:

$$[V] = [Z][I] \quad [2.1]$$

onde  $[V]$  é a matriz que representa a tensão nos terminais,  $[Z]$  a matriz impedância e  $[I]$  a matriz da corrente. Para cálculos de transitórios é utilizada a equação [2.2]:

$$[v] = [R][i] + [L][di/dt] \quad [2.2]$$

onde,  $[R]$  é a matriz resistência,  $[L]$  matriz indutância e  $[di/dt]$  a matriz que representa a variação temporal das correntes. Estes parâmetros são derivados dos testes de excitação. Neste tipo de modelagem, os acoplamentos fase-fase também são incluídos, mas os diferentes tipos de núcleo e os fenômenos transitórios dos enrolamentos não podem ser representados (BRANDWAJN et al. [24]). Por outro lado, embora elas sejam em geral desprezadas em algumas medições de excitação, as impedâncias de curto-circuito representam algumas das principais características dos transformadores. Para estes problemas a solução é a inclusão de uma matriz admitância  $[Y]$ , dada por [2.3]. Os elementos da matriz  $[Y]$  são obtidos diretamente pelo ensaio de curto-circuito padrão.

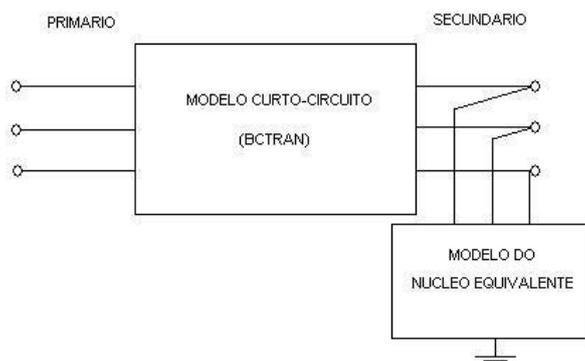
$$[I] = [Y][V] \quad [2.3]$$

O transformador pode também ser descrito por [2.4].

$$[di/dt] = [L]^{-1}[v] - [L]^{-1}[R][i] \quad [2.4]$$

Este tipo de modelagem é linear. Os parâmetros incluídos no modelo, em geral para estudos e simulações, são obtidos pela placa do equipamento e/ou por ensaios à frequência da rede de energia elétrica (ensaios de circuito aberto e curto-circuito). Quando a simulação com núcleos saturados é desejada, pode-se excluir a excitação linear da matriz impedância e substituí-las nos terminais em forma de elementos não-lineares, como é visto na figura 2.8. Este tipo de inclusão de indutor não-linear é utilizável em simulações com programas do tipo EMTP.

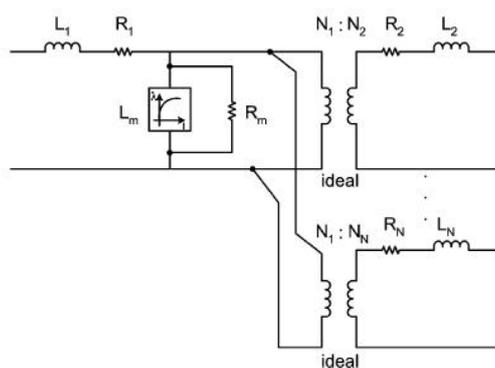
Este método de modelagem é válido teoricamente para a frequência em que os dados foram obtidos e tem exatidão para frequências muito abaixo de 1kHz (MARTINEZ et al. [7]). Para frequências entre a frequência comercial até 1kHz, este modelo nem sempre é válido devido à influência direta dos efeitos de correntes induzidas e dos efeitos não-lineares dos materiais.



**Figura 2.8 – Esquema ilustrativo do modelo básico BCTRAN para um transformador de dois enrolamentos com núcleo não-linear apresentado externamente (MARTINEZ et al. [7]).**

#### 2.4.2.2. Componente Saturável do Transformador (Modelo STC)

No modelo com componente saturável do transformador um transformador monofásico de  $N$  enrolamentos pode ser representado por um circuito em estrela como mostra a figura 2.9.



**Figura 2.9 – Representação do circuito estrela de um transformador monofásico de  $N$  enrolamentos (MARTINEZ et al. [7]).**

O ramo primário é tratado como um ramo  $RL$  desacoplado, representando as perdas no enrolamento e o fluxo disperso. Os demais enrolamentos são tratados como um transformador de dois enrolamentos. A equação que rege um transformador monofásico com  $N$  enrolamentos é a mesma que a equação [2.4]. Os efeitos de saturação e histerese são modelados por um indutor não-linear  $L_m$  e as perdas do núcleo por uma resistência  $R_m$

adicionados ao ponto estrela da mesma maneira que é feita para a Matriz de Representação (modelo BCTRAN). Porém, nem sempre esta é a correta topologia de conexão e nos casos de 3 enrolamentos são encontrados problemas de instabilidade numérica, como é destacado por MARTINEZ et al. [7], HENRIKSEN [25] e CHERRY [21]. Este modelo pode ser estendido para transformadores trifásicos, adicionando os parâmetros de impedância de seqüência zero (MARTINEZ et al. [6]).

### 2.4.2.3. Modelo Baseado na Topologia

Estes modelos, nos quais destaca-se muito mais a estrutura do equipamento analisado, são muito mais complexos que os anteriores. Por isso, os pesquisadores têm maior interesse neste tipo de representação. Este grupo é dividido em dois tipos: modelos baseados na dualidade e modelos geométricos.

- **Modelos Baseados na Dualidade.**

Neste modelo, os circuitos magnéticos do transformador são representados por circuitos elétricos usando o princípio da dualidade (CHERRY [26], BASTOS [27], SLEMON [28], DICK et al. [29], ARTURI [30], NARANG et al. [31] e MORK [32]). Assim, os efeitos de saturação de cada perna do núcleo, do acoplamento magnético entre fases e os efeitos de dispersão são representados como indutâncias lineares e não-lineares, enquanto a resistência dos enrolamentos, perdas no núcleo e as capacitâncias entre enrolamentos e terminais são adicionadas através do seu circuito elétrico equivalente. Na figura 2.10 é mostrado um núcleo magnético de um transformador monofásico no formato *Shell* com enrolamentos concêntricos. Nela são mostrados o fluxo concatenado  $\Phi_C$ , o fluxo disperso pelos enrolamentos de baixa tensão  $\Phi_{LC}$  e o fluxo disperso pelos enrolamentos de alta tensão  $\Phi_{HC}$ .

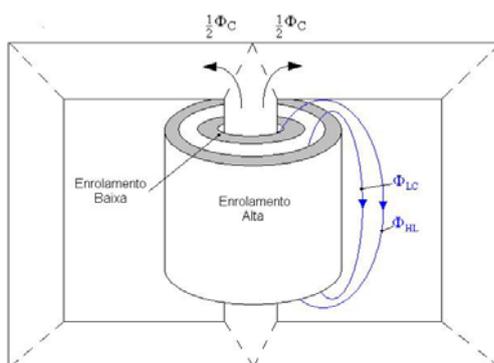


Figura 2.10 – Transformador monofásico no formato *Shell* (MARTINEZ et al. [7]).

Na figura 2.11 é feita a representação para o circuito dual deste transformador, no qual o fluxo disperso é modelado com indutâncias lineares  $L_{HX}$  e  $L_{LC}$ , e o fluxo concatenado com uma indutância não-linear  $L_M$ . As perdas do núcleo e dos enrolamentos de alta e baixa tensão são representadas, respectivamente, pelas resistências  $R_C$ ,  $R_H$  e  $R_L$ . As capacitâncias entre os enrolamentos por  $C_{HL}$  e entre os terminais de alta e baixa tensão por  $C_H$  e  $C_L$  (MARTINEZ et al. [7]).

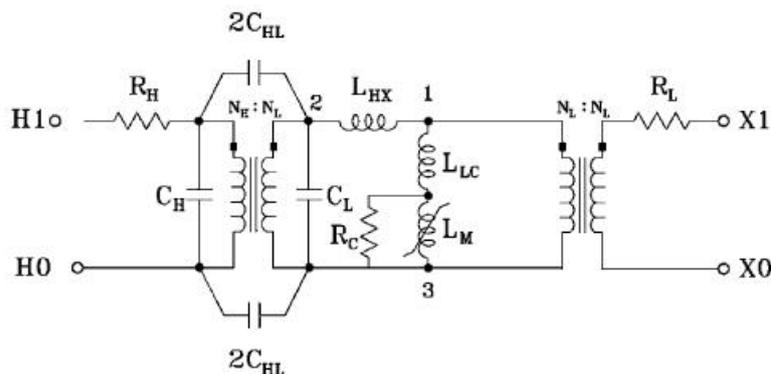


Figura 2.11 – Circuito equivalente sugerido por MARTINEZ et al. [7] para o transformador monofásico da figura 2.10.

- **Modelos Geométricos**

Este tipo de modelagem é baseado na seguinte formulação:

$$[v] = [R][i] + [Nd\phi/dt] \quad [2.5]$$

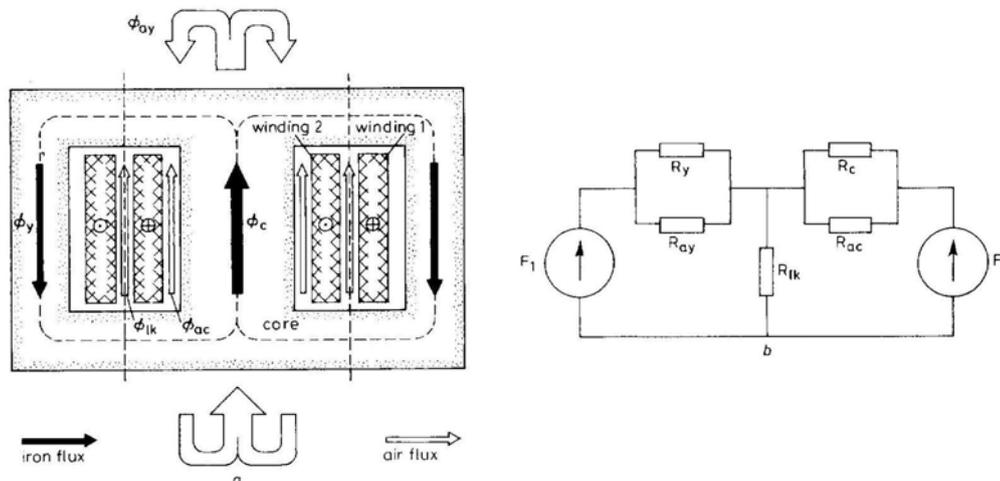
onde  $[v]$  é a matriz que representa as tensões nos terminais,  $[R]$  é a matriz resistência,  $[i]$  é a matriz das correntes e  $[Nd\phi/dt]$  é a matriz da variação temporal dos fluxos concatenados. O acoplamento entre equações magnéticas e elétricas é feito de acordo com a topologia do núcleo. Nesta abordagem, qualquer tipo de configuração de transformador pode ser modelada. A figura 2.12 (a) apresenta um corte vertical de um transformador monofásico de dois enrolamentos. Na figura 2.12 (b) é feita a representação do transformador através de circuitos magnéticos utilizando as fontes magnetomotrizes  $\mathfrak{F}$ , relutâncias do circuito  $\mathfrak{R}$  e o fluxo magnético  $\phi$ , obedecendo à equação [2.6].

$$\mathfrak{F} = \mathfrak{R}\phi \quad [2.6]$$

Através da lei circuital de Ampère, a força magnetomotriz  $\mathfrak{F}$  é dada pelo produto da corrente  $i$  com o número de espiras  $N$ , expressa na equação [2.7].

$$\mathfrak{F} = Ni \quad [2.7]$$

A união da equação [2.5] com a equação magnética dada por [2.6] é feita através da lei de Ampère dada em [2.7].



**Figura 2.12 – (a) Transformador monofásico com dois enrolamentos em corte vertical, em (b) seu circuito magnético equivalente (YACAMINI et al. [33]).**

No trabalho de YACAMINI et al. [33], todas as relutâncias e as fontes magnetomotrizes existentes nos transformadores abordados nesta referência são representadas, com vários tipos de transformadores de diversas topologias de núcleo e de enrolamentos.

Outras referências sobre Modelos Geométricos são encontradas nos trabalhos de ARRILLAGA et al. [34], HATZIARGYRIOU et al. [35], CHEN [36], DOLINAR et al. [37], LIN et al. [38], ELLEUCH et al. [39], CHEN et al. [40] e HATZIANTONIU et al. [41].

### 2.4.3. Modelagem para altas frequências

Os modelos descritos na literatura que representam os transformadores frente aos transitórios rápidos (acima de alguns quilohertz) omitem ou representam superficialmente o comportamento não-linear do ramo magnetizante. Cada modelo possui uma característica específica de aplicabilidade. Alguns são produzidos para estudos de sobretensões em enrolamentos, outros são usados na representação de tensões induzidas nos terminais e outros são usados no registro das assinaturas da resposta em frequência dos transformadores.

Os trabalhos realizados por RAHIMPOUR et al. [9] e GUSTAVSEN et al. [12] classificam os modelos de transformadores para altas frequências da seguinte maneira:

- Modelos tipo caixa preta (*Black-Box*):

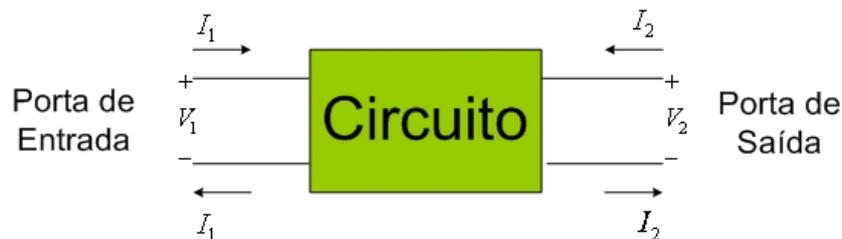
- Baseados na análise modal (VAESSEN [42]);
- Descrição através de pólos e zeros (MARTI et al.[43]);
- Modelos Físicos:
  - Modelos de linhas de transmissão com  $n$  fases (SHIBUYA et al. [10]);
- Modelos detalhados:
  - Modelos baseados na indutância própria e mútua (RAHIMPOUR et al. [9]);
  - Modelos baseados na geometria (detalhados e reduzidos) (DEGENEFF [11]);
  - Modelos baseados na topologia (NODA et al. [14]).
- Modelos híbridos:
  - Combinação do modelo caixa preta com o modelo físico (GHAREHPETIAN et al. [15]);

#### **2.4.3.1. Modelos tipo Caixa Preta (Black-Box)**

Os modelos tipo caixa preta analisam o transformador a partir de seus terminais. Esta forma de modelagem é uma das mais encontrada na literatura. Métodos numéricos e computacionais para a determinação dos parâmetros dos modelos são requeridos. Nesta abordagem, as formas construtivas dos equipamentos não são levadas em conta.

As aquisições dos dados são realizadas através de analisadores de impedância e/ou osciloscópios. Os sinais injetados nos transformadores são produzidos por geradores de impulso (domínio do tempo) ou por geradores de sinais (domínio da frequência). Os dados obtidos nos ensaios podem ser de tensão, corrente e impedância em função da frequência.

Uma das formas de representação desse tipo de modelagem é feita através de quadripolos (redes de 2 portas ou redes de 4 terminais de acesso) (DARYANANI [44]). Por exemplo, a figura 2.13 mostra um quadripolo com a tensão  $V_1$  e corrente  $I_1$  de entrada e, para a saída, a tensão  $V_2$  e a corrente  $I_2$ .



**Figura 2.13 – Representação do transformador por um quadripolo.**

Os quadripolos são representados por impedâncias, admitâncias ou parâmetros híbridos. No caso do quadripolo da figura 2.13, as equações representadas por impedâncias são descritas em [2.8] e [2.9].

$$V_1(s) = Z_{11}(s)I_1(s) + Z_{12}(s)I_2(s) \quad [2.8]$$

$$V_2(s) = Z_{21}(s)I_1(s) + Z_{22}(s)I_2(s) \quad [2.9]$$

onde,  $Z_{11}(s)$  e  $Z_{22}(s)$  são as impedâncias de entrada e saída do quadripolo, respectivamente,  $Z_{12}(s)$  e  $Z_{21}(s)$  são as impedâncias de transferência do quadripolo.

A função de transferência tipo  $H(s)$ , vista na equação [2.10], é definida como a tensão de saída  $V_{out}$  dividida pela tensão de entrada  $V_{in}$  aplicada em um quadripolo em função da frequência. Os valores dos coeficientes  $a_i$  e  $b_i$ , a ordem do polinômio do denominador e do denominador são parâmetros a serem determinados (DARYANANI [44]).

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \dots + b_0} \quad [2.10]$$

Na modelagem de transformadores, as respostas em frequência (funções das impedâncias, funções de transferência de tensão, etc.) são representadas por parâmetros elétricos. Isto é feito utilizando a teoria da síntese de circuitos (DARYANANI [44]). Na determinação numérica dos parâmetros de cada função (impedância, admitância, híbrida e transferência de tensão) é requerida uma ampla e vasta aplicação de métodos numéricos.

No trabalho de VAESSEN [42] é apresentado um método para desenvolver modelos de transformadores para altas frequências aplicados em programas de transitórios eletromagnéticos tipo EMTP. O modelo feito por Vaessen é de um transformador monofásico, mas não leva em conta a saturação do núcleo magnético por ser um modelo de

altas frequências. Na determinação dos parâmetros do modelo são utilizados programas de ajuste de curva com a técnica numérica dos mínimos quadrados (*Least Mean Square*).

No modelo proposto por MARTI et al. [43] os elementos das matrizes admitâncias são aproximados através do método de ajuste que utiliza funções racionais. A aproximação é realizada determinando as constantes, os pólos e os zeros das funções. Os dados resultantes são comparados com os dados experimentais. Trabalho semelhante é realizado por GUSTAVSEN et al. [12], GUSTAVSEN et al. [45] e GUSTAVSEN et al. [46]. Nestes, é apresentada a metodologia de obtenção das respostas em frequência dos terminais de transformadores trifásicos via uma placa de aquisição de sinais. A determinação numérica das funções é feita através do método *Vector Fitting*, o qual também determina os parâmetros elétricos equivalentes das respostas em frequência.

No trabalho de LIMA et al. [47] são realizadas comparações dos métodos propostos na literatura para o ajuste das funções racionais aplicadas à modelagem de transformadores. Os seguintes métodos são comparados: o algoritmo de *Golub*, a Decomposição Singular do Valor (*Singular Value Decomposition – SVD*), *Vector Fitting*, *Levenberg-Marquardt* e o *Full Newton*. O trabalho detalha as técnicas apresentadas e destaca que estas podem ser estendidas para a modelagem de linhas de transmissão e para o desenvolvimento de redes de circuitos equivalentes. Trabalhos que estão disponíveis na literatura e abordam a modelagem tipo Caixa Preta são também encontrados em KANASHIRO et al. [48], ZANETTA JR. et al. [49] e HASMAN [50], MILLER [51], SHEHU et al. [52] e NOCEDAL et al. [53]. Nestes são apresentadas outras formas de determinação de parâmetros e são simulados transitórios de forma a validar os modelos.

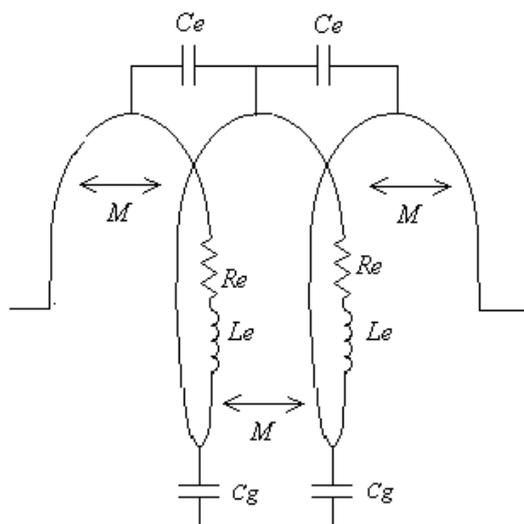
#### **2.4.3.2. Modelos Físicos**

Os modelos físicos são baseados na geometria dos enrolamentos, nas propriedades físicas dos materiais e nos seus conjuntos de circuitos equivalentes (RAHIMPOUR et al. [9]). No trabalho de HERSZTERG [54] é dito que o transformador pode ser tratado como uma linha de transmissão longa, considerando a natureza distribuída de seus parâmetros.

De acordo com SHIBUYA et al. [55] e SHIBUYA et al. [56], durante o chaveamento de um disjuntor, principalmente do tipo GIS (*Gas Insulated Switchgear*), o transitório ocorrido pode gerar oscilações de tensão dentro do transformador. O método mais comum de análise destas oscilações é feito através da representação dos enrolamentos

por linhas de transmissão monofásicas. As características de altas frequências do transformador são calculadas usando as constantes distribuídas ao longo da geometria dos enrolamentos.

No trabalho de CABRAL [2], o estudo da distribuição e a transferência dos surtos de tensão nos enrolamentos de transformadores são realizados a partir do método TLM (*Transmission Line Modelling*). O enrolamento contínuo é representado pela associação série de diversos segmentos elementares, de forma análoga a uma linha de transmissão. Na figura 2.14 são vistos dois segmentos elementares, onde  $C_e$  é a capacitância entre espiras,  $C_g$  é a capacitância à terra,  $L_e$  é a auto-indutância série,  $M$  é a indutância mútua entre espiras e  $R_e$  é a resistência elétrica série. Estes parâmetros são calculados utilizando os dados construtivos e a disposição dos enrolamentos dentro do transformador.



**Figura 2.14 – Segmento genérico entre duas espiras de um enrolamento contínuo (CABRAL [2]).**

### 2.4.3.3. Modelos Detalhados

No trabalho de RAHIMPOUR et al. [9] é apresentada a modelagem baseada nas indutâncias próprias e mútuas através de parâmetros distribuídos. Este tipo de modelagem retrata mais apropriadamente o comportamento do campo magnético. Porém as seguintes considerações são necessárias:

- O modelo detalhado RLCM (resistores, indutâncias próprias, capacitâncias e indutâncias mútuas) é exclusivamente determinado pelas dimensões geométricas e sua validade vai de alguns kHz até aproximadamente 1MHz.

- o A descrição baseada na geometria dos enrolamentos habilita uma descrição simples das falhas no dielétrico dos enrolamentos e a determinação da localização das falhas.

O circuito equivalente utilizado na modelagem via indutâncias próprias e mútuas é apresentado na figura 2.15, proveniente de RAHIMPOUR et al. [9].

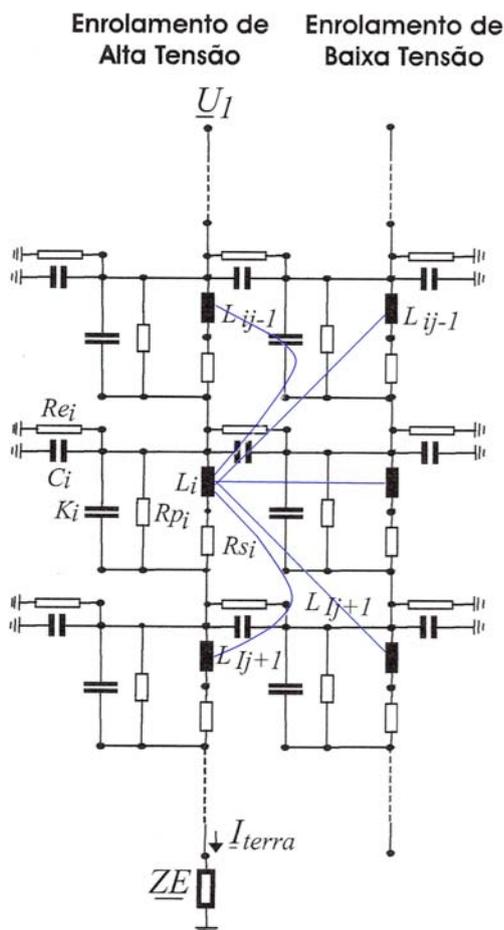


Figura 2.15 – Modelo detalhado com indutâncias próprias e mútuas (RAHIMPOUR et al. [9]).

Nos trabalhos de DEGENEFF [11] e DEGENEFF et al. [57] e DEGENEFF et al. [58] é apresentada a metodologia para determinação das impedâncias interna e dos terminais dos transformadores levando em conta a geometria do transformador. A modelagem proposta necessita de informações muito detalhadas do equipamento, como por exemplo, o diâmetro do fio de cobre e o diâmetro da isolação (esmalte, verniz etc.), o que torna a modelagem muito complexa.

NODA et al. [14] propõe a modelagem de um transformador monofásico utilizando a medição da resposta em frequência dos terminais através de vários arranjos. A partir do conhecimento da disposição da topologia dos enrolamentos dentro do equipamento, os

parâmetros do modelo são determinados através das medições das respostas em frequência dos terminais. A figura 2.16 proveniente de NODA et al. [14] apresenta o modelo proposto, onde todos os parâmetros descritos são determinados pelos dados das respostas em frequência.

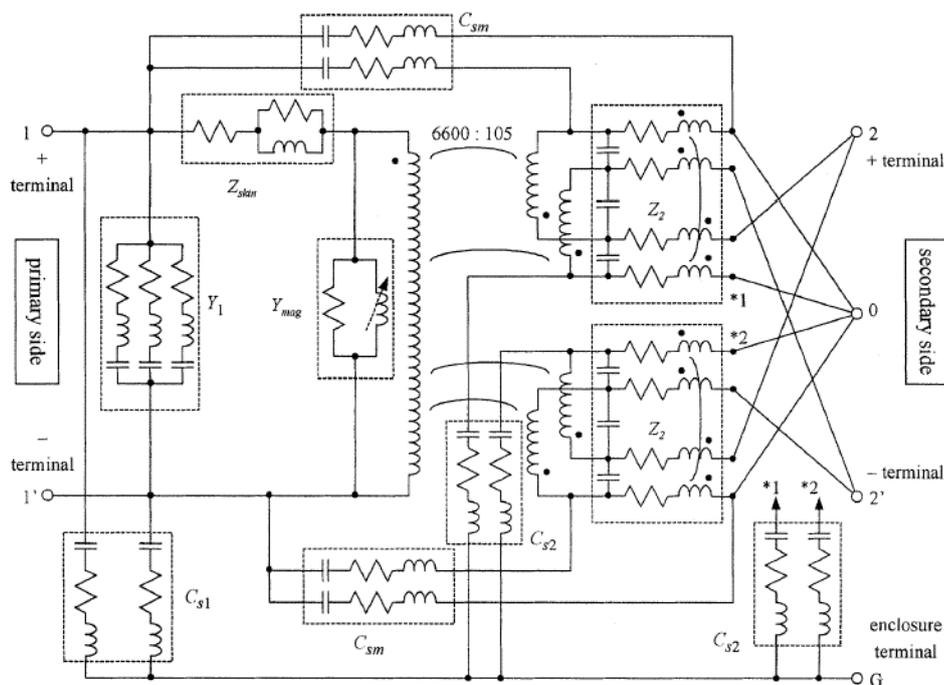


Figura 2.16 – Modelo de um transformador monofásico proposto por NODA et al. [14].

## 2.5. Considerações Finais

O capítulo abordou um breve histórico sobre transformadores, no qual foram mostradas a sua origem, a sua funcionalidade e sua importância.

Uma introdução sobre os transitórios eletromagnéticos foi realizada. Fenômenos de transitórios foram classificados quanto a sua origem e faixa de frequência. Entretanto, o estudo dos transitórios eletromagnéticos é amplo, não sendo um objetivo deste trabalho. Para o estudo correto dos transitórios eletromagnéticos é necessário o uso de programas de simulação associados à análise física do sistema.

No capítulo foram apresentados modelos de transformadores abrangendo toda a faixa de frequência (Modelo Completo) e/ou através da divisão por baixas, médias e altas frequências. As características de cada abordagem foram destacadas. Para a obtenção dos parâmetros de cada modelo são necessários os dados construtivos e/ou os dados coletados através de ensaio (por exemplo, a aquisição da resposta em frequência). A forma de

aquisição de dados utilizando resposta em frequência será abordada com mais detalhes no próximo capítulo.

## CAPÍTULO 3

### Resposta em Freqüência (RF)

#### 3.1. Introdução

A utilização da Resposta em Freqüência (RF) tem como objetivo principal descrever o comportamento dos transformadores para uma larga faixa de freqüências, geralmente de 10Hz a 20MHz. A RF pode representar o comportamento da impedância do enrolamento medido ou a relação da tensão de saída pela da entrada, dependendo do tipo de análise a ser feita.

O tema sobre RF é atual. Isto pode ser observado nos artigos de RAHIMPOUR et al. [9], GUSTAVSEN et al. [12], VAESSEN [42], MARTI et al. [43], e SOYSAL [59], onde a RF é usada para diversos fins, por exemplo:

- Modelagem de transformadores para transitórios eletromagnéticos, principalmente os transitórios rápidos;
- Diagnóstico de transformadores, falhas oriundas de envelhecimento do material isolante;
- Análise de possíveis deslocamentos dos enrolamentos, por exemplo, provocados durante o transporte do transformador;
- Análise das ressonâncias naturais existentes no equipamento ensaiado;
- Registro da assinatura do transformador quando construído para comparação futura.

A padronização da análise da RF (técnicas de medição, procedimentos, interpretação dos dados, etc.) encontra-se em elaboração pelo IEEE (PC57.149 – “Guide for the Application and Interpretation of Frequency Response Analysis for Oil Immersed Transformers”) e pelo CIGRÉ (A2.26 – “Mechanical condition assessment of transformer windings: guidance, FRA standardization, further improvements”).

#### 3.2. Métodos de Levantamento da Resposta em Freqüência

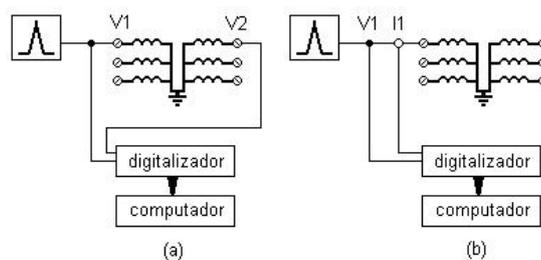
O princípio básico da medição da RF é medir a impedância ou admitância dos enrolamentos e/ou as magnitudes da tensão dos terminais dos transformadores em função da freqüência (TORRES [60]). Existem duas formas distintas de medição da RF: através

do domínio do tempo ou do domínio da frequência. A aquisição dos dados é realizada em campo ou em laboratório. Na maioria das vezes, as medidas são realizadas com o transformador desligado do sistema. Em certos casos o transformador pode estar conectado e energizado (HERSZTERG [54], LEIBFRIED et al. [61]). Os dois métodos utilizados para realizar a RF são o Método de Resposta ao Impulso (IRM) no domínio do tempo e o Método da Resposta de Varredura em Frequências (SFRA) no domínio da frequência (TORRES [60]). A sigla FRA é comumente usada para designar a Análise de Resposta em Frequência e às vezes pode ser confundida com RF (TORRES [60]). A FRA é entendida como a técnica de determinação dos possíveis danos ou falhas utilizando a leitura das RF's dos transformadores.

### **3.2.1. Aquisição no domínio do tempo**

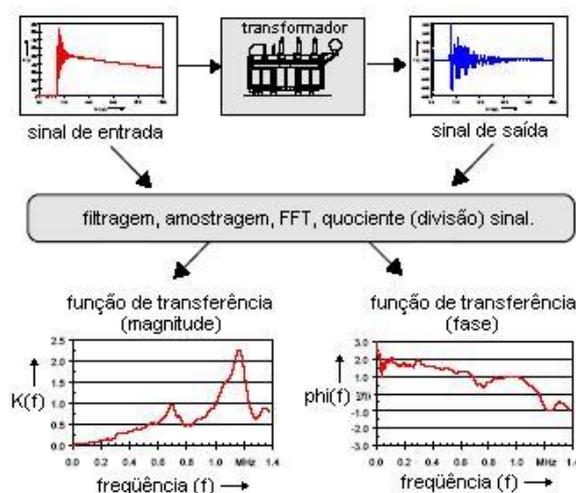
A aquisição no domínio do tempo é caracterizada pela aplicação de um impulso de tensão nos terminais do transformador, onde o sinal aplicado e o sinal de resposta são adquiridos (RAHIMPOUR et al. [9] e FESER et al. [62]). Os primeiros empregos da técnica datam dos anos 60, feitos por W. Leich e L. Tyminski. Eles desenvolveram o Método de Impulso Reduzido para detectar deformação nos enrolamentos de transformadores. Posteriormente em 1976, a empresa Doble, uma das maiores empresas do setor elétrico da época, ressaltou a importância do método descrito pelo pesquisador Richenbacher. Nesta época as obtenções das RF's eram feitas a partir de excitações com ondas rápidas, por exemplo, impulso com tempo de subida e descida, respectivamente, de 1,2 e 50 nanossegundos (HERSZTERG [54]).

TORRES [60] descreve que o Método de Resposta ao Impulso (IRM) consiste em injetar um impulso de baixa tensão nos terminais do enrolamento do transformador a ser analisado. Os sinais de entrada e saída são medidos, filtrados e mostrados no domínio do tempo. Em seguida, são transcritos para o domínio da frequência via a Transformada Rápida de Fourier (FFT) e, enfim, a função buscada é calculada. Como já mencionado nas seções anteriores, estas funções podem representar a relação de tensão, impedância ou admitância dos enrolamentos. A figura 3.1 (a) mostra a forma de medição do método IRM para a relação de tensão entre enrolamentos e a figura 3.1 (b) a medição da impedância ou admitância através do método (VAESSEN [42]).



**Figura 3.1 – (a) Medição da função de transferência de tensão entre enrolamentos e em (b) medição da impedância ou admitância do enrolamento (VAESSEN [42]).**

A figura 3.2 descreve um fluxograma para a realização da medição no domínio do tempo (RAHIMPOUR et al. [9]).



**Figura 3.2 – Fluxograma para a realização da medição no domínio do tempo (RAHIMPOUR et al. [9]).**

### 3.2.2. Aquisição no domínio da frequência

Esta técnica de medição é conhecida como SFRA (Sweep Frequency Response Analysis) – Análise da Resposta em Frequência por Varredura. A sua primeira utilização data de 1978 e foi realizado por Dick e Erven através da aplicação de ondas senoidais em frequências discretas nos enrolamentos de transformadores a fim de se obter suas possíveis deformações e falhas nas isolações (HERSZTERG [54]).

Da mesma maneira que a aquisição no domínio do tempo, as aquisições no domínio da frequência são feitas tanto para relação de tensão, quanto para impedância ou admitância dos enrolamentos.

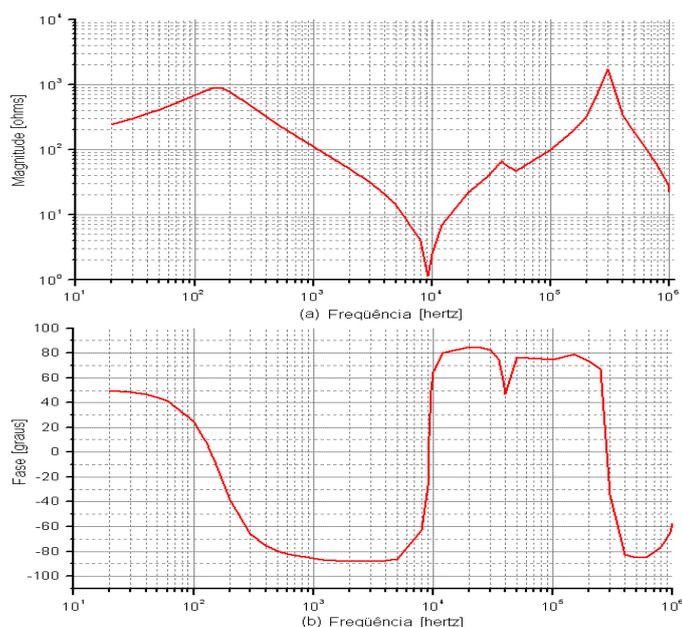
A medição da impedância dos terminais utiliza uma ponte de medição com frequência variável, conhecida como analisador de impedância. Dependendo do tipo de analisador, a faixa de frequência pode variar entre 10Hz a 20MHz. A variação de

freqüência pode ser feita manualmente, ou pelo método de varredura, em que o próprio analisador varia a freqüência e registra os dados medidos. A figura 3.3 apresenta o aspecto físico de um analisador comercial de impedância.



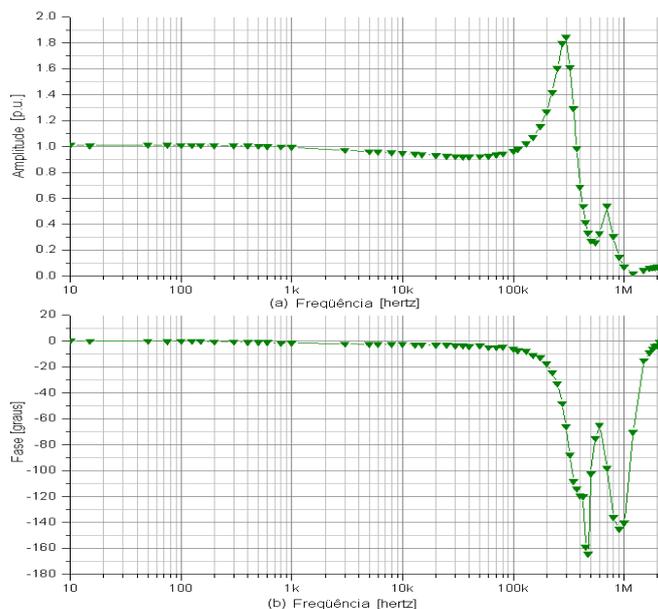
**Figura 3.3 – Aspecto físico do analisador comercial de impedância Hewlett Packard HP 4284A.**

Na figura 3.4 é visto um exemplo de medição realizada através de um analisador de impedância da RF da impedância do enrolamento primário de um transformador monofásico com os terminais do secundário em aberto. Nas figuras 3.4 (a) e 3.4 (b) são apresentadas, respectivamente, a magnitude da impedância (em Ohms) e a sua fase (em graus).



**Figura 3.4 – Resposta em freqüência da impedância do enrolamento primário com o secundário em aberto de um transformador monofásico. (a) Magnitude em ohms e (b) fase em graus.**

Quanto à medição da função de transferência da tensão, ela é realizada aplicando um sinal senoidal através de um gerador de sinais. O sinal aplicado e o sinal transferido são simultaneamente medidos por meio de um osciloscópio. Os valores medidos são anotados para diversas freqüências. Por fim o valor da amplitude do sinal de saída é dividido pelo sinal de entrada para cada freqüência registrada, obtendo um diagrama que descreve a resposta da função de transferência do transformador. A figura 3.5 mostra o diagrama da função de transferência de tensão de um transformador monofásico.



**Figura 3.5 – (a) Relação da tensão de saída pela tensão de entrada; (b) defasagem angular entre tensão de saída e a tensão de entrada; em função da frequência.**

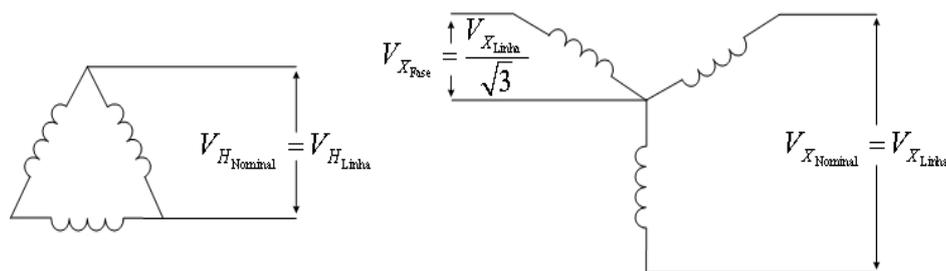
### 3.2.3. Normalização da relação de transformação

A relação de transformação é geralmente normalizada, obedecendo à relação de transformação do equipamento. Assim, as RF's devem também ser apresentadas na sua forma normalizada. Nos seus relatórios, a empresa CEPEL destaca que a normalização é feita das tensões medidas para com as tensões nominais do equipamento. A tabela 3.1 mostra a nomenclatura utilizada (HERSZTERG [54]):

**Tabela 3.1 – Nomenclatura utilizada para normalização da tensão (HERSZTERG [54]).**

Tensão aplicada entre os terminais H	$V_H$ aplicada
Tensão medida entre os terminais X	$V_X$ aplicada
Tensão nominal entre os terminais H	$V_H$ nominal
Tensão nominal entre os terminais X	$V_X$ nominal

No caso de um transformador trifásico com ligação delta e estrela, as tensões base utilizadas para a normalização são calculadas a partir das tensões aplicadas a cada enrolamento. Na figura 3.6 são apresentadas as ligações da alta H (ligação delta) e da baixa X (ligação estrela) de um transformador trifásico e as tensões aplicadas em seus respectivos enrolamentos.



**Figura 3.6 – Tensões aplicadas nos enrolamentos de alta em delta e a baixa em estrela. Tensões de fase e tensões de linha (HERSZTERG [54]).**

As tensões de base são dadas pelas equações [3.1] e [3.2]:

$$V_{H_{BASE}} = V_{H_{NOMINAL}} \quad [3.1]$$

$$V_{X_{BASE}} = \frac{V_{X_{NOMINAL}}}{\sqrt{3}} \quad [3.2]$$

Quando a tensão é aplicada nos terminais da alta (H), a tensão de saída é medida nos terminais de baixa (X). A normalização é feita pela equação [3.3]:

$$V_{X/H} = \frac{V_{X_{MEDIDA}} / V_{H_{APLICADA}}}{V_{X_{BASE}} / V_{H_{BASE}}} \quad [3.3]$$

Para medidas realizadas aplicando tensão nos terminais da baixa (X), ver figura 3.6, com ligação em estrela, a resposta da tensão medida é feita nos terminais de alta (H) em delta. A normalização da tensão transferida é realizada como descreve a equação [3.4].

$$V_{H/X} = \frac{V_{H_{MEDIDA}} / V_{X_{APLICADA}}}{V_{H_{BASE}} / V_{X_{BASE}}} \quad [3.4]$$

### 3.2.4. Vantagens e desvantagens de cada método de aquisição

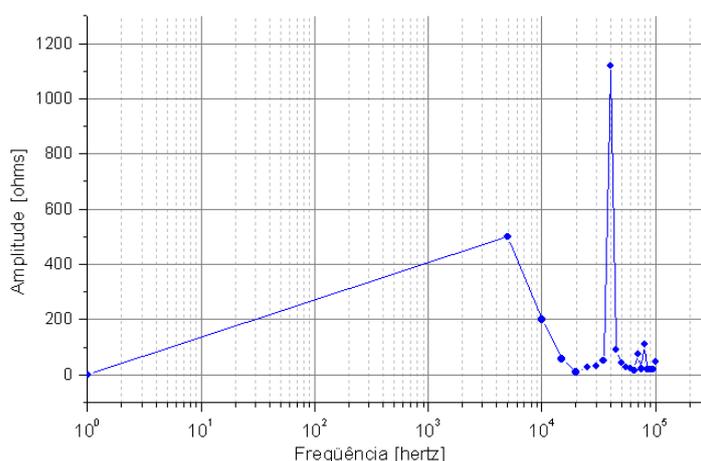
Como destaca TENBOHLEN et al. [63] cada método, IRM e/ou SFRA, possui vantagens e desvantagens próprias da forma da aquisição.

As vantagens do IRM são:

- Várias funções são medidas simultaneamente, pois os ensaios são feitos a partir da aplicação de um gerador de impulso em vários terminais.
- O tempo levado para fazer cada medida é tipicamente um minuto, desde que o ensaio seja automatizado. O sinal é aplicado nos terminais e as aquisições, filtragens e as transformações para o domínio da frequência são feitas instantaneamente (FESER et al. [62]).

As suas desvantagens:

- A resolução da frequência é fixa, e nas baixas frequências a sua representação é pobre. Este problema advém da taxa de amostragem no domínio do tempo dos equipamentos de aquisição. O uso da taxa de amostragem muito alta pode causar problemas com a resolução da frequência no espectro resultante do cálculo da FFT do sinal amostrado, como mostra a equação  $\Delta t \cdot \Delta f = \frac{1}{N}$ , onde  $\Delta t$  é o período de amostragem, e  $N$  o número de amostras. Como é relatado por TORRES [60], o sinal amostrado deve obedecer ao Teorema de Amostragem, que estipula que a quantidade de amostras por unidade de tempo de um sinal, chamada taxa ou frequência de amostragem, deve ser maior que o dobro da maior frequência contida no sinal a ser amostrado, isto para que o sinal possa ser reconstituído integralmente sem erro de *aliasing*. A metade da frequência do sinal de amostragem é chamada frequência de *Nyquist* (OPPENHEIM et al. [64]) e corresponde ao limite máximo de frequência do sinal que pode ser reproduzido. A figura 3.7 apresenta a resposta da FFT da relação entre tensão e corrente de um sinal amostrado com  $\Delta t$  igual a  $10ns$  (nanossegundos) e quantidade de amostras igual a 20000 pontos. A amostragem do sinal obedece ao critério de *Nyquist*, sendo que sua resolução fica com passo de frequência de 5kHz. Isto é problemático, pois os efeitos que ocorrem no início do espectro são perdidos.



**Figura 3.7 –Aquisição feita no domínio do tempo, baixa resolução no domínio da frequência.**

- A filtragem dos sinais adquiridos no tempo é difícil; há a necessidade da implementação de uma série de equipamentos para filtragem dos sinais;
- A quantidade de potência injetada no objeto de teste é diferente para cada frequência. Isto conduz a diferenças em precisão através da faixa de frequência analisada em virtude da forma do sinal de impulso;

- São requeridos vários dispositivos para as medições, como gerador de impulso, osciloscópio digital, filtros para os possíveis ruídos, bobina de Rogowski (SILVEIRA et al. [65]) para aquisição precisa dos sinais de corrente, etc.

No método SFRA são destacadas vantagens como:

- Maior imunidade aos ruídos. O próprio analisador de impedância possui um filtro que remove os possíveis ruídos;
- Uma vasta faixa de frequência é verificada, dependendo apenas do equipamento utilizado;
- É possível usar uma melhor resolução de frequência para as baixas frequências;
- Na medição de impedância apenas um equipamento é requerido.

As suas desvantagens:

- Só uma medição é feita de cada vez;
- O tempo levado na realização de cada medida é de vários minutos;
- Alguns analisadores de impedância possuem frequências pré-determinadas, principalmente por aplicarem frequências em escala logarítmica. Isto faz com que para as altas frequências, principalmente frequências acima de centenas de quilohertz, a varredura seja feita com menos pontos, o que pode mascarar possíveis ressonâncias nesta faixa.

Nos trabalhos de TORRES [60], TENBOHLEN et al. [63] e WANG et al. [66] são destacados outros fatores que afetam as medições:

- O efeito do valor da impedância *Shunt* na medição: Na metodologia IRM a corrente pode ser medida através de uma bobina de Rogowski. Quando isso não é possível, uma resistência *shunt* é utilizada (valores típicos de 10 a 50 Ohms). Para as baixas frequências, o *shunt* não gera muita interferência, mas nas altas frequências o valor da impedância do *shunt* é comparável, em certos casos, com a impedância do transformador;
- O efeito da bucha de alta tensão para transformadores de grande potência: a indutância da bucha de isolamento pode afetar a medição de maneira que o ensaio pode obter valores diferentes de resposta para o topo e para o fundo da bucha;
- O efeito da conexão do neutro dos enrolamentos de alta tensão (isolado ou conectado ao tanque) pode implicar em diferenças nos resultados nas medições;
- Efeito do comprimento dos condutores de medição. Estes por sua vez têm influência direta dos sinais injetados e afetam os valores medidos.

### 3.3. Considerações Finais

Os métodos de aquisição de RF encontrados na literatura foram apresentados. Para cada do tipo de aquisição há a necessidade de uma ampla instrumentação (geradores de impulso, osciloscópios, analisadores de impedância, geradores de sinais e filtros).

A aquisição no domínio do tempo possui como principal problema a utilização de um gerador de impulso. Normalmente os geradores são volumosos, o que torna difícil seu deslocamento para o campo, por exemplo, nas subestações. Porém, a aquisição feita de maneira mais adequada possível (taxa de aquisição, filtros e etc.) fornece mais pontos e também este método retrata melhor a resposta em altas frequências.

O uso da aquisição no domínio da frequência tem a capacidade de retratar melhor a faixa de baixas e médias frequências. Em casos em que há a necessidade de medições em campo, o deslocamento dos equipamentos também é mais fácil. Porém nos casos que a RF possua muitas ressonâncias na faixa de alta frequência, a representação pode se tornar pobre. Isto se deve ao fato de que a variação da frequência nestes equipamentos (geradores de funções, analisadores de impedância) é feita de forma logarítmica.

A teoria exposta neste capítulo sobre RF será utilizada nos capítulos futuros como forma de metodologia de aquisição de dados e análise das respostas.

# CAPÍTULO 4

## Modelo para Baixas e Médias Frequências

### 4.1 Introdução

Alguns trabalhos na literatura destacam que a primeira ressonância dos transformadores é provocada pelo ramo magnetizante em conjunto com outros parâmetros (SOYSAL [67] e PLEITE et al. [23]). A modelagem da resposta em frequência da impedância dos transformadores pode, em geral, ser representada por circuitos RLCG (Resistores, indutores, capacitores e admitâncias) para cada ressonância, como descreve (SOYSAL [67] e PLEITE et al. [23]). Entretanto, este método de representação não reflete o exato comportamento da primeira ressonância. Alguns dos efeitos de ressonâncias de transformadores não são contemplados pelo circuito RLCG, como por exemplo, a não-linearidade do material magnético juntamente com os efeitos não-lineares das correntes induzidas (ROSALES et al. [68]). A histerese e as correntes induzidas geram perdas e oposição ao fluxo magnetizante. O material ferromagnético possui características não-lineares e sua modelagem com parâmetros elétricos muitas vezes não contempla todos os fenômenos satisfatoriamente. Para uma representação adequada são necessários grandes números de elementos dependentes da frequência e dos valores de indução. Por outro lado, nos enrolamentos há efeitos não-lineares com o aumento da frequência devido ao efeito pelicular e de proximidade (GRANDI et al. [69]). Estes são responsáveis por ressonâncias que ocorrem em médias frequências (PLEITE et al. [23]). Outro fenômeno que deve ser contemplado no modelo é o efeito das capacitâncias parasitas devido aos materiais dielétricos do transformador.

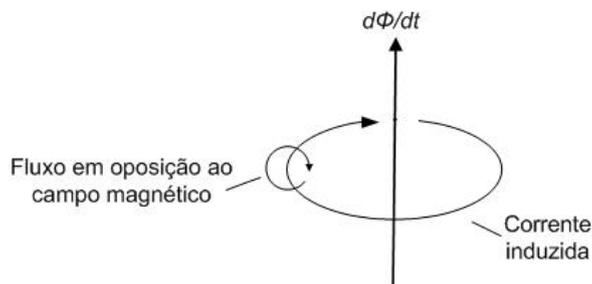
A modelagem da resposta em frequência é tratada de diversas formas, como descrito nos trabalhos de POPOV et al. [13], PLEITE et al. [23], SOYSAL [67], ROSALES et al. [68] e GRANDI et al. [69]. Estes autores apresentam a necessidade de modelagem de transformadores para simulações de transitórios eletromagnéticos, tais como chaveamentos, estudos de surtos, correntes de partida, ferrorressonância, destacando os estudos de transformadores de fornos a arco, de sobretensões causadas pelo chaveamento de disjuntores a vácuo (VCB) e da tensão de restabelecimento transitória (TRV). Em alguns trabalhos, como de PLEITE et al. [70] e RAHIMPOUR et al. [9], são utilizadas as respostas em frequência para diagnósticos de falhas de transformadores.

## 4.2 Efeitos Não-Lineares e Dependentes (Variantes) com a Frequência

O comportamento de algumas partes construtivas dos transformadores nem sempre é linear e nem se comporta da mesma maneira com a variação da frequência. Assim, para a modelagem dos transformadores para baixas e médias frequências, os parâmetros dos circuitos elétricos que os representam devem ser também não-lineares e/ou dependentes da frequência. Os três maiores efeitos que causam esta não-linearidade são a saturação, a histerese e as correntes induzidas (MARTINEZ et al. [6]).

Os fenômenos de saturação e de histerese, bem como de correntes induzidas, são características dos núcleos dos transformadores. A saturação e a histerese são implementadas de forma prática em programas de simulação tipo EMTP, desde que estes dados estejam disponíveis (EMTP USER GROUP [71], ATP GROUP [72]). A distribuição das correntes induzidas nas lâminas do material ferromagnético varia conforme a frequência e a condutividade do material. Isto torna sua implementação em programas de simulação mais dificultosa (DE LEON et al. [8], KONRAD [73]).

As correntes induzidas são devidas à aplicação de um campo variável em um material condutor (enrolamentos ou núcleo). Se um fluxo magnético variante passa através do material condutor, segundo a Lei de Faraday, uma força eletromotriz é induzida no material. Esta tensão produz uma corrente induzida que é limitada pela resistividade do material. De acordo com a Lei de Lenz, a corrente induzida é tal que gere um campo magnético que se opõe ao fluxo magnético que a gerou (BASTOS [27] e HOLMBERG [74]). A figura 4.1 demonstra o efeito da corrente induzida (HOLMBERG [74]).



**Figura 4.1 – Corrente induzida provocada pela a oposição ao campo magnético (HOLMBERG [74]).**

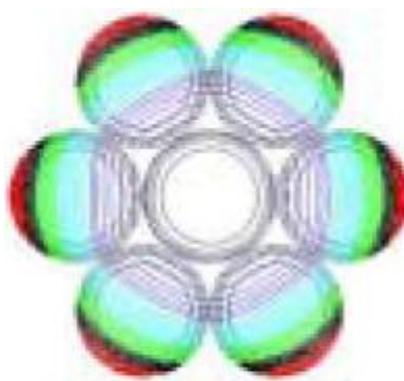
Assim, quanto maior for a variação temporal do fluxo, maior será o valor do fluxo contrário. Conseqüentemente, o campo magnético penetrará de maneira não-linear abaixo da superfície do condutor. Este comportamento é denominado como a profundidade de penetração  $\delta$ , dada em metros [ $m$ ] e obtida pela equação [4.1] (BASTOS [27]), onde  $\mu_0$  é

a permeabilidade do vácuo  $[H/m]$ ,  $\mu_r$  é a permeabilidade relativa do meio,  $\sigma$  é a condutividade elétrica dada em siemens por metro  $[S/m]$  e  $f$  é a frequência dada em hertz  $[Hz]$ .

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0\mu_r\sigma f}} \quad [4.1]$$

O campo magnético que é gerado pela corrente induzida pode ser também gerado por uma corrente através do condutor. As correntes induzidas contrariam a corrente dentro do condutor, forçando-a para a superfície. Este fenômeno é conhecido como Efeito Pelicular ou Efeito *Skin* (BASTOS [27], HOLMBERG [74] e DIXON JR [75]).

O Efeito Pelicular não pode ser analisado isoladamente, pois normalmente existe um conjunto de condutores agrupados (cabos, condutores, enrolamentos de transformadores etc.). A distribuição de corrente sofre o efeito desse conjunto de condutores. Este fenômeno é conhecido como Efeito de Proximidade (*Proximity Effect*) (DIXON JR [75] e LOTFI et al. [76]). A figura 4.2 apresenta a distribuição de corrente em um condutor simulado com frequência de 10kHz (HOLMBERG [74]). As cores mais intensas na periferia do condutor indicam a maior concentração de corrente.



**Figura 4.2 – Distribuição de corrente num condutor, simulado com uma frequência de 10kHz (HOLMBERG [74]).**

As correntes induzidas causam uma distribuição não uniforme da corrente nos materiais condutores. O método mais direto para representar a distribuição é dividir cada condutor em diversas regiões. Cada região terá sua própria resistência, indutância própria e indutância mútua com as outras regiões. O principal inconveniente deste método é que os enrolamentos nos dispositivos de potência requerem um grande número de regiões e acoplamentos mútuos. Isto torna os cálculos muito complexos e de difícil manuseio (HOLMBERG [74]).

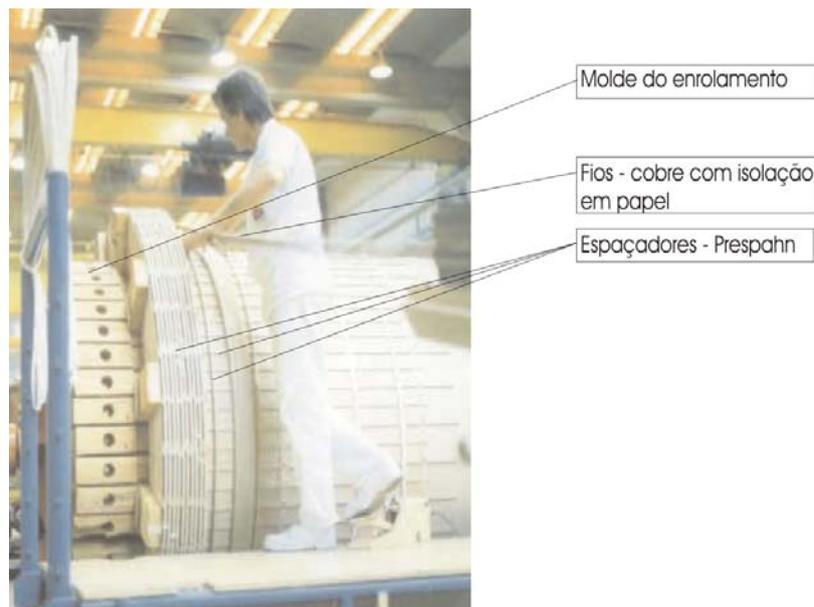
De acordo com HOLMBERG [74], um circuito unidimensional é usado para modelar as perdas por corrente induzidas na maioria dos modelos apresentados na literatura. Similar ao método descrito anteriormente, os materiais condutores são representados em um número de regiões. Entretanto, os acoplamentos mútuos não precisam de representação para esta geometria simplificada. Os circuitos que representam a geometria simplificada são denominados de Circuitos Cauer e/ou Circuitos Foster (WEINBERG [77], DARYANANI et al. [78], DARLINGTON [79] e SHIEH et al. [80]). Estes circuitos são utilizados para modelar os efeitos dependentes da frequência dos núcleos laminados e dos enrolamentos através de parâmetros elétricos. No trabalho de DE LEON et al. [81] é definido que o circuito tipo Cauer descreve o comportamento de uma expressão analítica através de frações contínuas e o circuito tipo Foster é derivado da expansão por frações parciais das expressões analíticas.

Nos trabalhos de MARTINEZ et al. [7] e DE LEON et al. [8] são utilizados circuitos Cauer e Foster para a representação do efeito pelicular nos enrolamentos e das correntes induzidas nas lâminas do núcleo magnético. ROSALES et al. [68] demonstram através de circuito Foster Paralelo os efeitos das correntes induzidas nas lâminas do material ferromagnético, apresentando um circuito equivalente aliado aos efeitos de magnetização do material. No trabalho de TARASIEWICZ et al. [82] são feitas comparações dos métodos de expansão de frações parciais e contínuas para a representação do comportamento das correntes induzidas no material ferromagnético em função da frequência.

### **4.3 Capacitâncias**

O uso de materiais dielétricos nos transformadores é de extrema importância. Estes são usados para várias funções. Por exemplo, para isolamento elétrica, para troca de calor, sustentação das bobinas etc. Na figura 4.3 são vistos os aspectos construtivos das isolações utilizadas na produção de um enrolamento.

Os conjuntos destes materiais dielétricos formam capacitâncias distribuídas ao longo da estrutura do transformador. A associação das capacitâncias com os circuitos resistivos e indutivos característicos do transformador contemplam os parâmetros necessários na geração das possíveis ressonâncias.

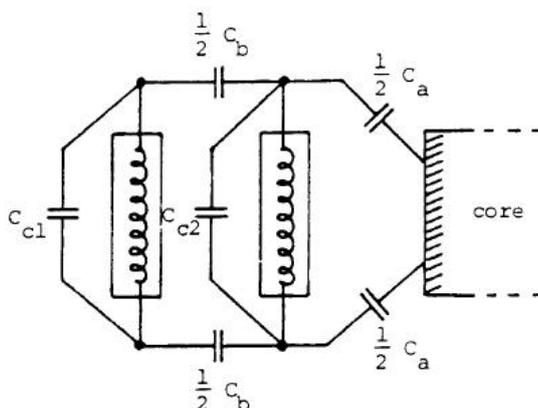


**Figura 4.3 – Aspecto construtivo de um enrolamento com os isolantes utilizados (DA SILVA [83]).**

O EMTP USER GROUP [71] destaca que as representações das capacitâncias nos modelos são necessárias para os transitórios que envolvam frequências acima de alguns quilohertz. No trabalho de ADIELSON et al. [84] é sugerido que as capacitâncias sejam incluídas nos modelos da seguinte maneira:

- Entre os enrolamentos próximos ao núcleo e o núcleo;
- Entre quaisquer dois enrolamentos;
- Através de cada enrolamento, do início do enrolamento até seu fim.

Na realidade, as capacitâncias são distribuídas ao longo dos enrolamentos, mas bons resultados podem ser obtidos representando-as através de parâmetros concentrados, por exemplo, com metade da capacitância para cada final de enrolamento relacionado aos itens (a) e (b), e uma capacitância total em paralelo com o enrolamento para contemplar o item (c). A figura 4.4 mostra estas representações.



**Figura 4.4 – Adição das capacitâncias aos circuitos dos modelos (os índices a, b e c estão referidos aos efeitos mencionados no texto) (ADIELSON et al. [84]).**

Os valores das capacitâncias são determinados através de cálculos provenientes dos aspectos construtivos (tipo do enrolamento, diâmetros, altura etc.) e do material dielétrico (resultante do conjunto da permissividade dos materiais empregados na isolação). Nos trabalhos de BJERKAN [85], DUERBAUM et al. [86] são feitos estudos mais detalhados para os cálculos das capacitâncias em transformadores.

Os valores das capacitâncias também são obtidos a partir de medições utilizando pontes RLC ou analisadores de impedâncias. Essa forma de abordagem é realizada pela análise da topologia construtiva do transformador, em que são utilizados arranjos nos terminais dos transformadores para realização das medições. Posteriormente os valores das capacitâncias são determinados (NODA et al. [14], PLEITE et al. [87]). A figura 4.5 mostra o exemplo de arranjos de medição das capacitâncias  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ . Os valores medidos são decompostos através de expressões matemáticas nas referidas capacitâncias analisadas através da topologia dos enrolamentos.

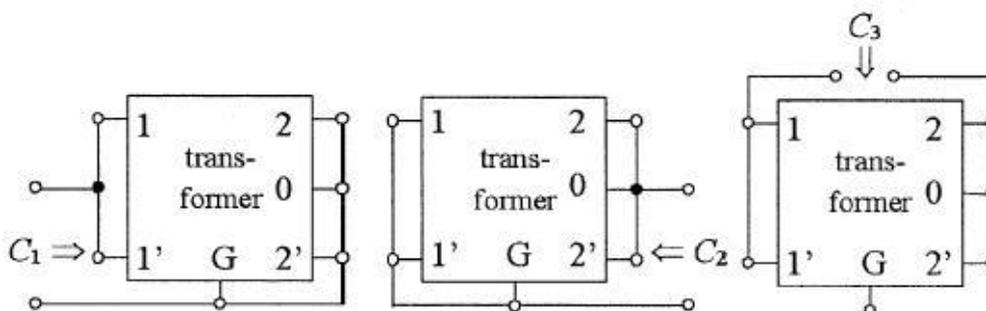


Figura 4.5 – Forma de arranjo de medição das capacitâncias de um transformador (NODA et al. [14]).

#### 4.4 Modelo de Baixas e Médias Frequências do Transformador

Nesta seção, um modelo de baixas e médias frequências do transformador contemplando os fenômenos descritos anteriormente é apresentado. Cada fenômeno é modelado por um circuito equivalente diferente. O modelo completo do transformador consiste em conectar em cascata todos estes circuitos equivalentes. Após a apresentação do modelo, ele será validado comparando suas respostas em frequência com as obtidas a partir de medidas, juntamente com simulação do transitório da corrente de *inrush*.

A seguir são descritos o transformador e as suas respostas em frequência. O modelo do transformador proposto é dividido em 3 partes. A primeira parte representa o circuito equivalente do ramo magnetizante. A segunda parte modela os efeitos de dispersão e efeito

pelicular do enrolamento e a última determina a capacitância parasita própria do enrolamento.

#### 4.4.1 Modelagem do ramo magnetizante

O principal efeito que ocorre no ramo magnetizante com a variação da frequência é o efeito oriundo das correntes induzidas no material ferromagnético. Como apresentam ROSALES et al. [68], a equação para a impedância relativa às correntes induzidas  $Z_m$  é dada por [4.2], onde  $N$  é o número de espiras do enrolamento,  $A$  é área da seção transversal do núcleo em metro quadrado  $[m^2]$ ,  $l$  o comprimento do caminho médio em metro  $[m]$ ,  $d$  a espessura da lâmina em metro  $[m]$ ,  $\mu_0$  a permeabilidade do vácuo  $[H/m]$ ,  $\mu_r$  a permeabilidade relativa do meio,  $\sigma$  a condutividade em siemens por metro  $[S/m]$  e  $s$  a frequência complexa dada em radianos por segundo  $[rad/s]$ .

$$Z_m(s) = \frac{2N^2 A}{ld} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r s}{\sigma}} \operatorname{tgh} \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r s}{\sigma}} \frac{d}{2} \quad [4.2]$$

A equação [4.2], pode ser expandida em frações parciais como é dado em [4.3], onde  $n$  é o número de termos da expansão,  $L_{dc}$  a indutância em baixa frequência e  $\tau$  a constante de tempo de difusão.

$$Z_m(s) = \frac{2}{\pi^2 \tau} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s L_{dc}}{s + \frac{(2n-1)^2}{4\tau}} \quad [4.3]$$

$L_{dc}$  e  $\tau$  são dadas pelas equações [4.4] e [4.5] respectivamente.

$$L_{dc} = \frac{\mu_0 \mu_r N^2 A}{l} \quad [4.4]$$

$$\tau = \frac{\mu_0 \mu_r \sigma d^2}{4\pi^2} \quad [4.5]$$

A equação [4.3] pode ser representada por um circuito equivalente Foster paralelo (figura 4.6), em que as equações são descritas por [4.6], [4.7] e [4.8], onde  $L_0$  é a indutância de baixa frequência,  $L_n$  e  $R_n$  são, respectivamente, a indutância e a resistência do termo  $n$ .

$$L_0 = L_{dc} \quad [4.6]$$

$$L_n = \frac{L_{dc}}{2} \quad [4.7]$$

$$R_n = \frac{n^2 L_{dc}}{2\tau} \quad [4.8]$$

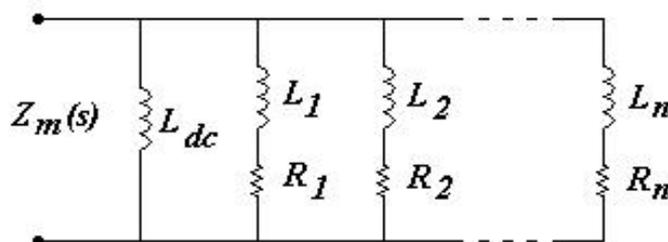


Figura 4.6 – Circuito equivalente Foster paralelo para a representação do núcleo.

Nas simulações de transitórios eletromagnéticos, as indutâncias da figura 4.6 são associadas com a sua curva de magnetização ou histerese (ROSALES et al. [68] e TARASIEWICZ et al. [82]), acrescentando as suas não-linearidades.

#### 4.4.2 Modelagem da indutância de dispersão, efeito pelicular e de proximidade dos enrolamentos.

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

Na modelagem proposta por GRANDI et al. [69] são utilizados os dados construtivos dos enrolamentos (número de espiras, número de camadas, espiras por camada, dimensões, etc) para o cálculo da indutância de dispersão e dos efeitos pelicular e de proximidade. Porém, todos estes dados não estão sempre disponíveis. NODA et al. [14] demonstram que estes efeitos podem ser estimados no ensaio de resposta em frequência com os terminais em curto-circuito. O modelo elétrico destes efeitos é obtido através do circuito Foster Série (DE LEON et al. [81]) geralmente representado por vários circuitos *RL* (resistor e indutor em paralelo), como mostra a figura 4.7. Os parâmetros deste circuito são determinados de tal maneira que a indutância de dispersão e o efeito pelicular e de proximidade sejam representados ao longo do espectro de frequência desejado.

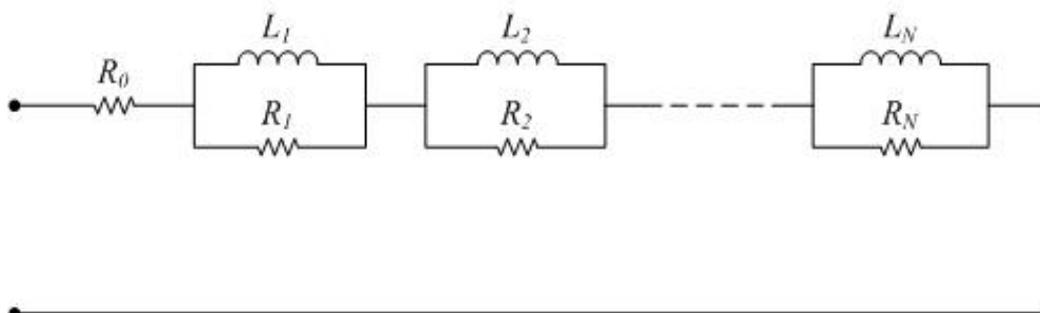


Figura 4.7 – Circuito Foster série proposto por DE LEON et al. [81].

O circuito utilizado na modelagem deste trabalho é visto na figura 4.8. Este circuito foi escolhido pois a resistência série  $R_s$  em conjunto com apenas um circuito  $RL$  satisfazem o espectro de frequência desejado para este trabalho, como será visto adiante. Na figura 4.8,  $R_s$  é a resistência em nível DC, ou na baixa frequência, que é estimada pela equação [4.9].  $R_p$  e  $L_p$  são relacionadas às perdas oriundas das correntes induzidas e a indutância de dispersão nos enrolamentos, respectivamente, dadas por [4.10] e [4.11] (GRANDI et al. [69]). Elas são calculadas para a frequência denominada  $f_{skin}$ . A frequência  $f_{skin}$  é estimada a partir da análise da resposta em frequência com os terminais opostos em curto-circuito antes que ocorra a primeira ressonância deste ensaio (NODA et al. [14]). Através da equação [4.12] são determinados  $R_{skin}$  e  $jX_{skin}$ , respectivamente, a parte real e a parte imaginária da impedância de curto-circuito  $Z_{cc}$  medida na frequência  $f_{skin}$ .

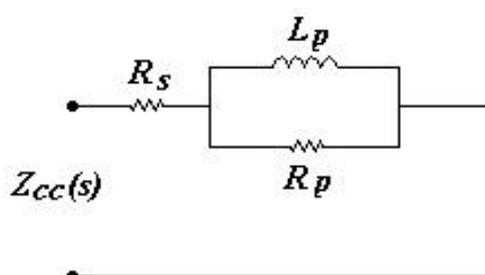


Figura 4.8 – Circuito equivalente Foster Série para a representação dos efeitos nos enrolamentos.

$$Z_{cc}(0) = R_s \quad [4.9]$$

$$R_p = \frac{1}{\text{Re} \left[ \frac{1}{\{(R_{skin} - R_s) + jX_{skin}\}} \right]} \quad [4.10]$$

$$L_p = \frac{1}{2\pi f_{skin} \operatorname{Im} \left[ \frac{1}{\{(R_{skin} - R_s) + jX_{skin}\}} \right]} \quad [4.11]$$

$$Z_{cc}(f_{skin}) = R_{skin} + jX_{skin} \quad [4.12]$$

#### 4.4.3 Estimação da capacitância dos enrolamentos

Uma capacitância parasita equivalente  $C$  vista pelos terminais do enrolamento é estimada na frequência em que ocorre a primeira ressonância. Ela é devida às capacitâncias entre as espiras e às capacitâncias entre espiras ao núcleo. A ressonância ocorre na frequência em que a reatância torna-se zero. De acordo com GRANDI et al. [69], pela soma da impedância do ramo magnetizante  $Z_m$  e do enrolamento  $Z_{cc}$ , tem-se  $Z_s$  (equação [4.13]).

$$Z_s(s) = Z_{cc}(s) + Z_m(s) \quad [4.13]$$

A equação [4.13] é descrita como em [4.14], onde  $f_r$  é a frequência de ressonância medida,  $R_r$  é parte real e  $L_r$  a indutância da reatância indutiva da impedância  $Z_s$  na frequência  $f_r$ .

$$Z_s(2\pi f_r) = R_r + j(2\pi f_r)L_r \quad [4.14]$$

O cálculo da capacitância  $C$  entre os terminais é realizado através da equação [4.15].

$$C = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 L_r(f_r) + \frac{R_r^2(f_r)}{L_r(f_r)}} \quad [4.15]$$

#### 4.4.4 O modelo

O circuito equivalente do modelo proposto para baixas e médias frequências do transformador é apresentado na figura 4.9. Este representa os efeitos do ramo magnetizante, a indutância de dispersão, efeito pelicular e de proximidade e a capacitância parasita dos enrolamentos em função da frequência.

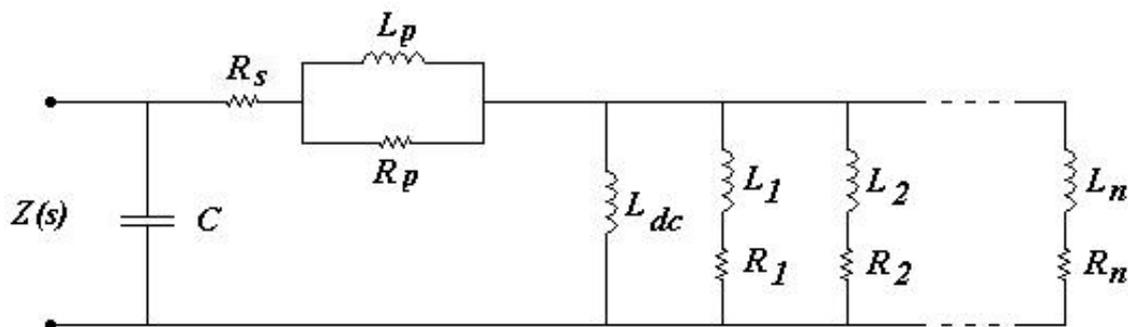


Figura 4.9 – Representação do circuito do modelo proposto para baixas e médias frequências.

## 4.5 Validação do Modelo

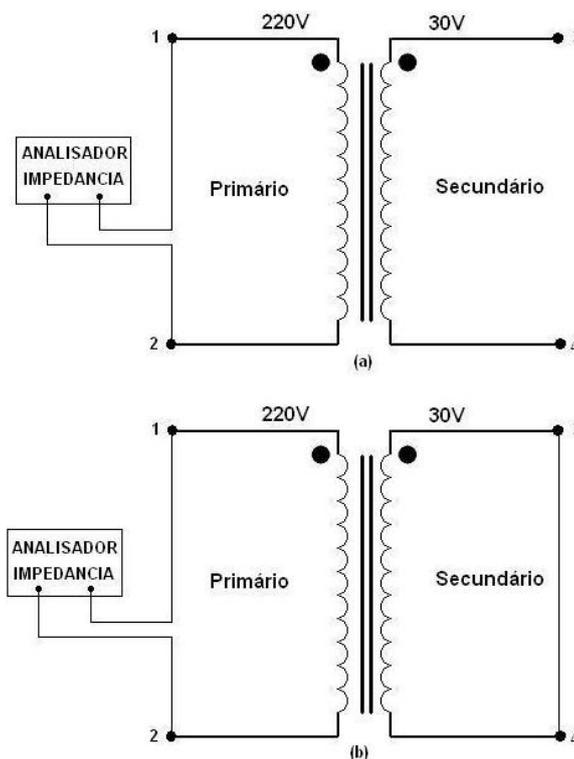
### 4.5.1 Obtenção dos dados experimentais

Um transformador de 100VA, 220V/30V, mostrado na figura 4.10, é utilizado para validar o modelo da figura 4.9. A resposta em frequência deste transformador foi obtida pelo método SFRA através de um analisador de impedância.



Figura 4.10 – Transformador utilizado.

A figura 4.11 mostra o esquema elétrico de como foram feitos os ensaios de resposta em frequência. Através de ensaio de caracterização em amostras de aço de mesma especificação, foi obtida a condutividade e a curva de magnetização do material. As medições da resposta em frequência da impedância foram realizadas através de um Analisador de Impedância (HP 4284A), cuja faixa de frequência pode ser variada de 20 Hz até 1 MHz, e o nível de tensão 0 a 20 V. A Figura 4.11(a) refere-se ao ensaio da resposta em frequência do primário com o terminal secundário em aberto. A Figura 4.11(b) refere-se ao ensaio do primário com o secundário em curto-circuito. As medições também foram realizadas excitando o enrolamento secundário com os terminais do primário em aberto e em curto-circuito. A tensão aplicada pelo analisador de impedância foi de 20V.

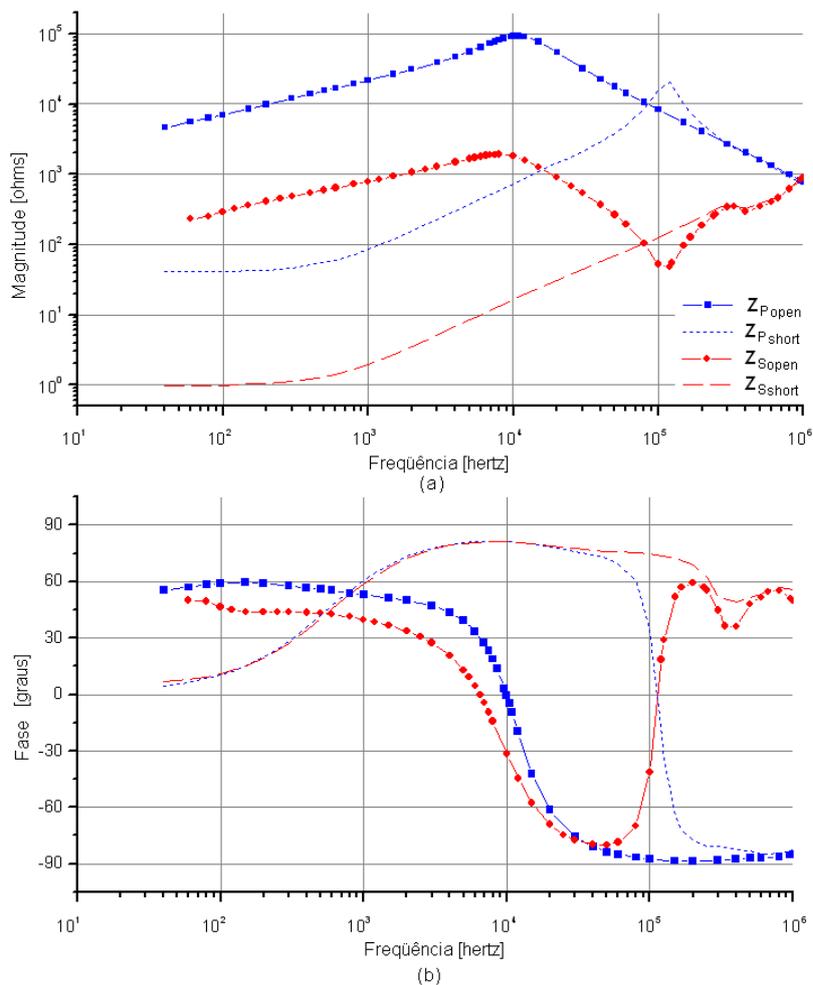


**Figura 4.11 – Disposição dos enrolamentos do transformador e seus terminais. Medição da resposta em frequência do primário (a) com o secundário em aberto e (b) com o secundário em curto-circuito.**

Na figura 4.12 são apresentadas as medições das respostas em frequência. Para o ensaio excitando o primário com o secundário em aberto ( $Z_{P_{open}}$ ) é vista uma única ressonância em 9,6kHz provocada pela interação da indutância do ramo magnetizante com as capacitâncias parasitas. Para o ensaio com o secundário em curto-circuito ( $Z_{P_{short}}$ ), a ressonância que ocorreu no caso anterior não está presente e surge uma ressonância em 100kHz provocada pela interação da indutância de dispersão, resistência dos enrolamentos e das capacitâncias entre enrolamentos. Nesta frequência de 100kHz, estão presentes o efeito pelicular e de proximidade no valor de resistência elétrica equivalente dos enrolamentos.

Um outro ensaio foi realizado aplicando a excitação no secundário com o primário em aberto ( $Z_{S_{open}}$ ) apresentando uma ressonância em aproximadamente 6,5kHz e uma outra em 300kHz (vide figura 4.12). Quando o primário é curto-circuitado ( $Z_{S_{short}}$ ), a resposta apresenta uma única ressonância em 300kHz. Quando o ensaio é feito no transformador com o enrolamento oposto ao de excitação curto-circuitado, a indutância do ramo magnetizante tem pouca influência. Além disso, o parâmetro de maior valor relativo é a indutância de magnetização, que está mais sujeita a ressonâncias de baixa frequência.

Assim a primeira ressonância é provocada pelo ramo magnetizante com as capacitâncias parasitas. Entretanto, analisando o gráfico da figura 4.12, nas frequências de ressonância 6,5kHz e 10kHz (respectivamente  $Z_{S_{short}}$  e  $Z_{P_{short}}$ ), alterações da resistência equivalente causadas pelo efeito pelicular e de proximidade devem ser considerados.



**Figura 4.12 – Resposta das medições dos terminais em aberto e em curto-circuito realizados nos enrolamentos primário e secundário. (a) a magnitude em ohms e (b) a fase em graus.**

Como o trabalho consiste em tratar da modelagem da primeira ressonância, o espectro de frequência foi limitado até 100kHz, desprezando as possíveis ressonâncias para frequências mais elevadas. Os valores das frequências das ressonâncias são definidos quando o valor da fase da impedância for igual a zero.

#### 4.5.2 Transformador estudado

Os dados para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do transformador utilizando as equações apresentadas anteriormente são descritos na tabela

4.1. Alguns destes dados são relativos à construção do transformador e outros foram obtidos através de ensaios.

**Tabela 4.1 – Dados para determinação dos parâmetros.**

Símbolo	Descrição	Valor
$N_p$	Número espiras primário	851
$N_s$	Número espiras secundário	128
$l$	Comprimento do caminho médio ( $m$ )	0,275
$S$	Seção transversal ( $mm^2$ )	894
$\sigma$	Condutividade ( $S / m$ )	$5,97 \times 10^6$
$d$	Espessura da lâmina ( $mm$ )	0,5
$\mu_{r_p}$	Permeabilidade relativa para o primário	7330
$\mu_{r_s}$	Permeabilidade relativa para o secundário	9520
$f_{r_p}$	Frequência de ressonância para o primário ( $kHz$ )	9,615
$f_{r_s}$	Frequência de ressonância para o secundário ( $kHz$ )	6,52
$f_{skin_p}$	Frequência parâmetros pelicular, proximidade e dispersão primário ( $kHz$ )	60
$f_{skin_s}$	Frequência parâmetros pelicular, proximidade e dispersão secundário ( $kHz$ )	50

#### 4.5.3 Comparação das respostas do modelo com as experimentais

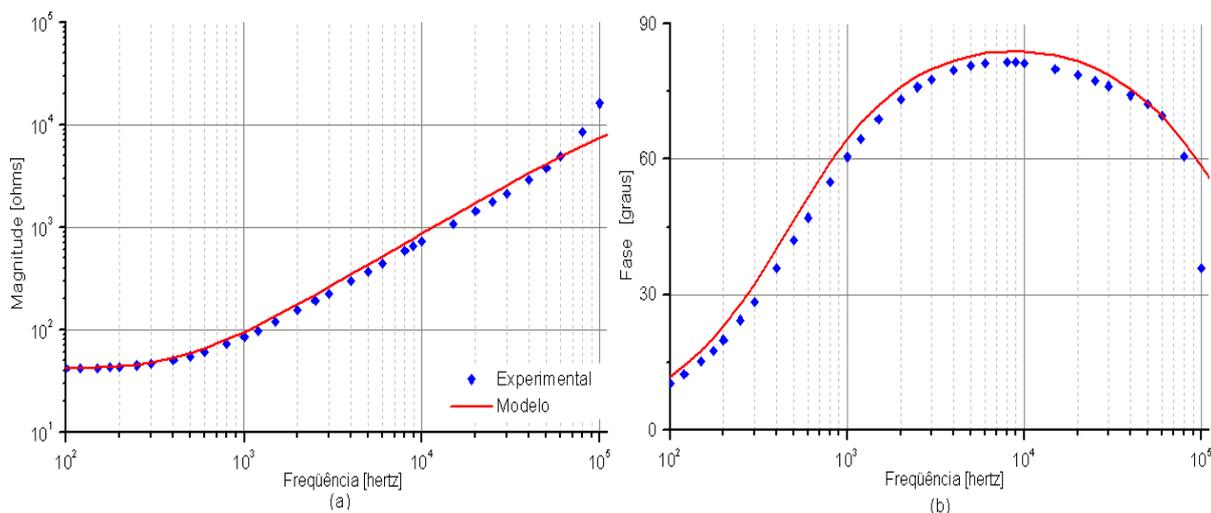
Na tabela 4.2 são apresentados os parâmetros calculados e utilizados nas simulações.

**Tabela 4.2 – Parâmetros determinados.**

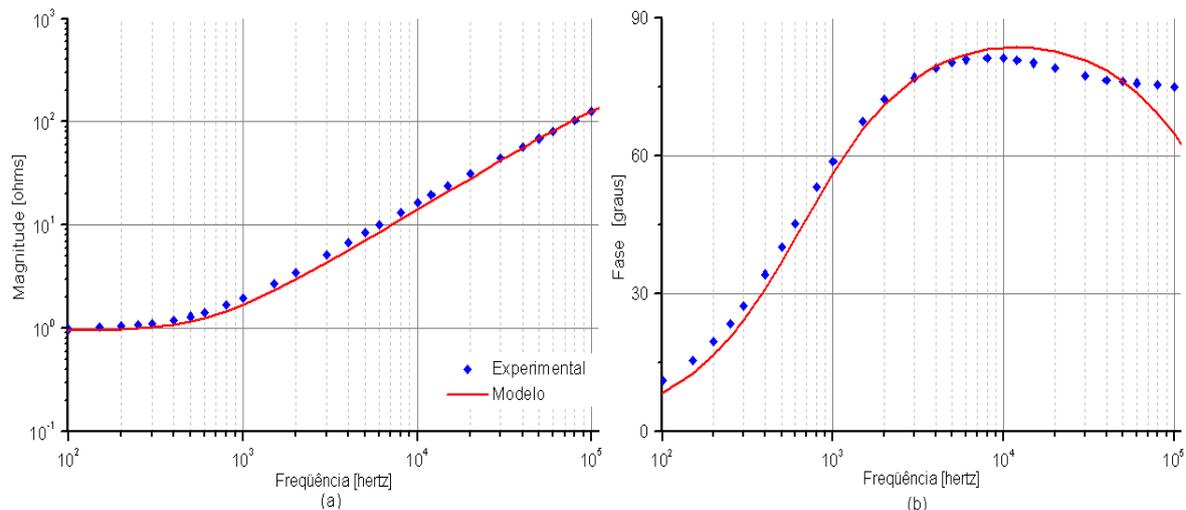
	Descrição	Primário	Secundário
$C$	Capacitância ( $nF$ )	0,167	8,514
$R_s$	Resistência ( $\Omega$ )	40,65	0,93
$R_p$	Resistência ( $k\Omega$ )	14,3	0,303
$L_p$	Indutância ( $mH$ )	13,7	0,223
$L_{dc}$	Indutância ( $H$ )	17,7	0,52
$L_n$	Indutância ( $H$ )	8,85	0,26
$R_n$	Resistência ( $k\Omega$ )	$24,85 \times n^2$	$0,562 \times n^2$

As figuras 4.13 e 4.14 descrevem respectivamente, as respostas em frequência do modelo dos terminais primário e secundário com os terminais opostos em curto-circuito. O índice (a) das figuras indica a magnitude em ohms e o índice (b) a fase em graus. Nestas

figuras são comparadas as respostas em frequência da impedância experimental com a resposta em frequência do modelo com os parâmetros calculados (indutância de dispersão e o efeito pelicular e de proximidade de cada enrolamento). Nota-se que na comparação entre simulação e medição há uma concordância satisfatória.

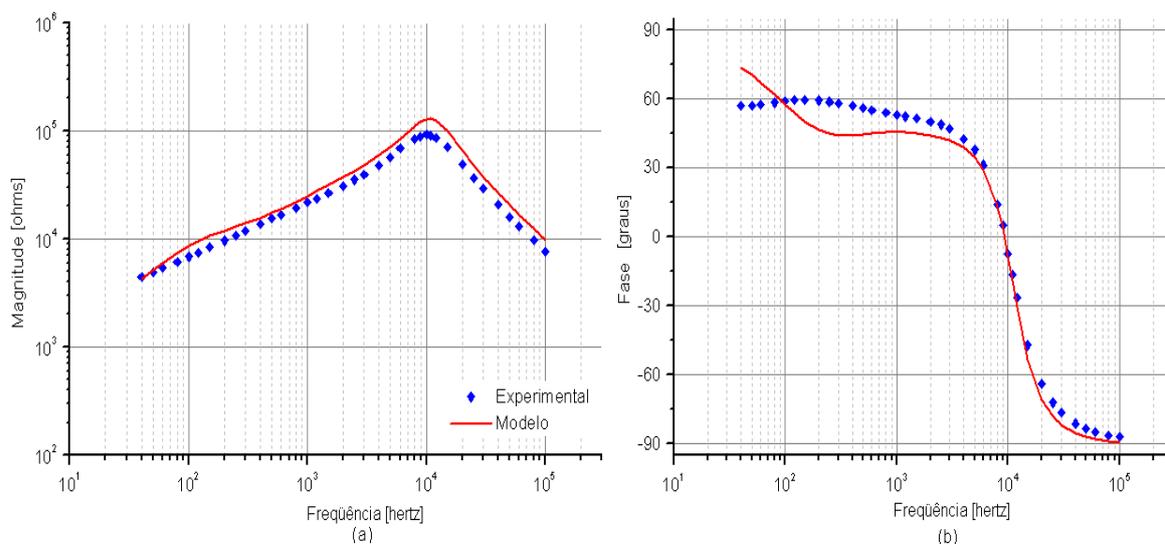


**Figura 4.13 – Respostas em frequência experimental e de simulação modelo para a impedância do enrolamento do primário com o secundário em curto-circuito. (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.**

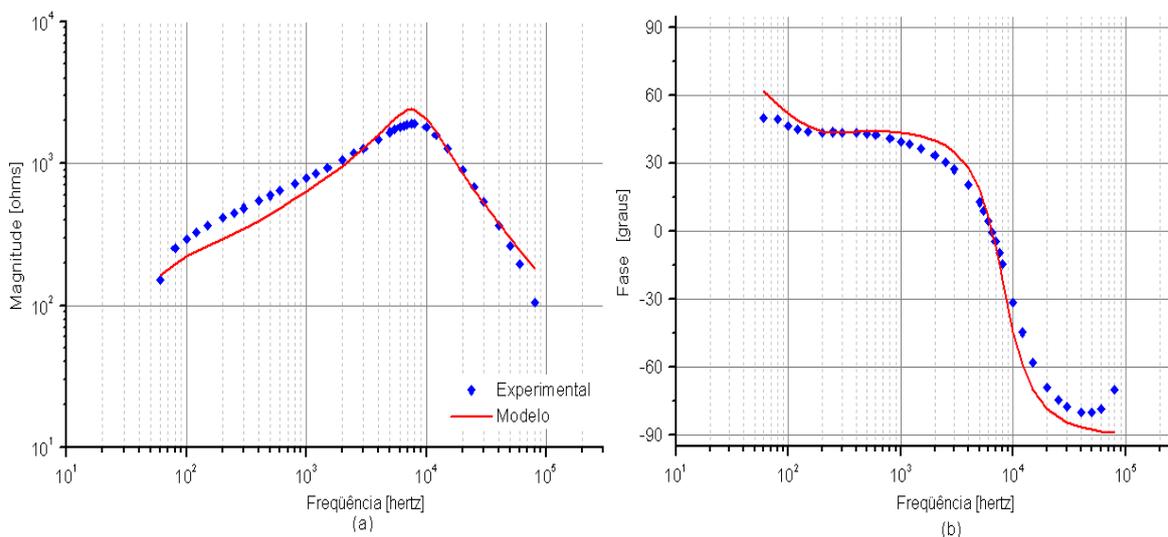


**Figura 4.14 – Respostas em frequência experimental e de simulação do modelo para a impedância do enrolamento do secundário com o primário em curto-circuito. (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.**

As simulações dos terminais primário e secundário com o circuito apresentado na figura 4.9 são vistas respectivamente nas figuras 4.15 e 4.16. O índice (a) das figuras mostra a magnitude em ohms e o índice (b) a fase em graus. A modelagem do núcleo é feita com  $n$  igual a 25 ramos. Nota-se que há uma boa concordância entre os resultados experimentais e os resultados obtidos numericamente com o modelo.



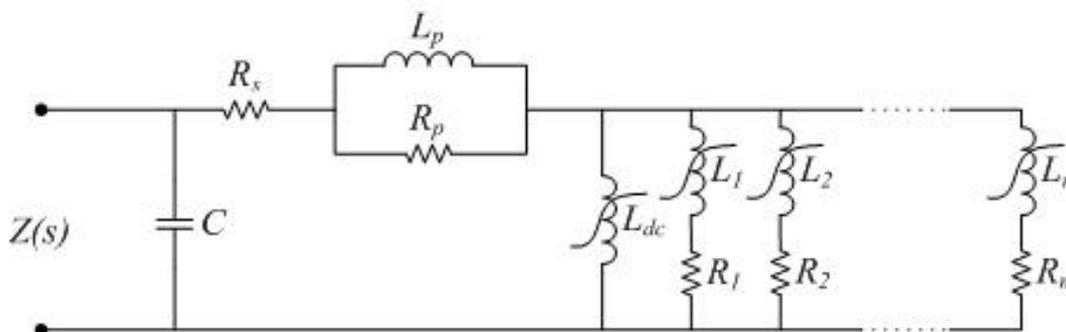
**Figura 4.15 – Resposta em frequência da impedância do primário comparando as respostas experimentais com as de simulação do modelo em (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.**



**Figura 4.16 – Resposta em frequência da impedância do secundário comparando as respostas experimentais com as de simulação do modelo em (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.**

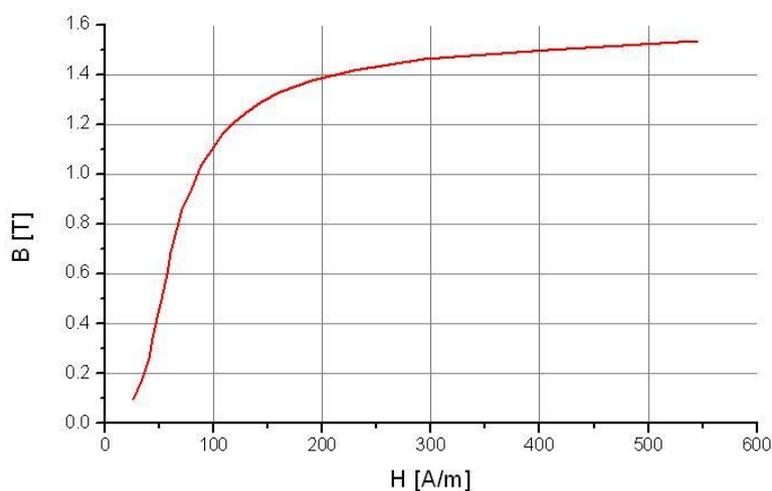
#### 4.5.4 Simulação da corrente de *Inrush*

A fim de validar o modelo não apenas para a sua resposta em frequência, mas também para transitórios elétricos à frequência industrial, a corrente de *inrush* do transformador utilizando o modelo proposto foi simulada e em seguida comparada com resultado experimental. As indutâncias lineares do ramo magnetizante do circuito da figura 4.12 foram substituídas por indutâncias não-lineares, como mostra a figura 4.17.



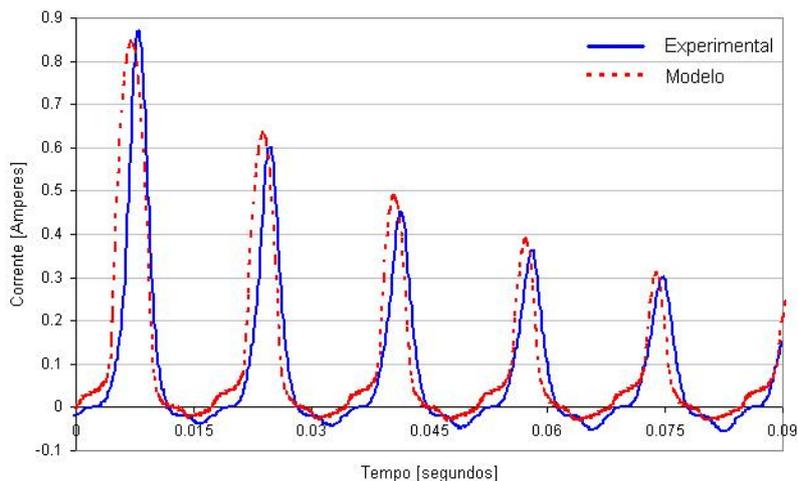
**Figura 4.17 – Modelo proposto representando as não-linearidades das indutâncias do ramo magnetizante.**

Na representação da não-linearidade das indutâncias foi usada a curva de magnetização B-H (indução versus campo magnético) obtida no ensaio de caracterização do material. A curva de magnetização utilizada está mostrada na figura 4.18.



**Figura 4.18 – Curva de magnetização do material ferromagnético.**

A corrente de *inrush* do circuito proposto na figura 4.17, representado pelo núcleo com 25 ramos, foi simulada com o ATP para os terminais primários do transformador. Esta simulação foi comparada com a corrente de *inrush* medida em laboratório. A simulação foi realizada com tensão nominal de 220V. O ângulo de chaveamento da tensão usado na simulação foi o mesmo medido experimentalmente em laboratório (60°). Na figura 4.19 são vistas a corrente de *inrush* medida experimentalmente e a simulada no ATP.



**Figura 4.19 – Correntes de *inrush* experimental e simulada nos terminais primário do transformador.**

Embora não se esteja utilizando um modelo de histerese para o material, nota-se na figura 4.19 uma concordância nos resultados. O fenômeno de histerese faz com que não haja simetria na forma de onda da corrente em relação ao eixo vertical.

#### 4.6 Considerações Finais

Neste capítulo, os fenômenos não-lineares e dependentes da frequência foram comentados no que se refere à sua modelagem através de parâmetros elétricos. Existem diversas formas de representar estes fenômenos. Para este trabalho foram usados os circuitos tipos Foster série para os efeitos que ocorrem nos enrolamentos e paralelo para os do ramo magnetizante. O circuito Foster paralelo foi escolhido, pois a inclusão da não-linearidade do material ferromagnético no circuito é mais fácil, como destaca TARASIEWICZ et al. [82].

A representação das capacitâncias nos modelos de transformadores foi descrita neste capítulo. A forma de determinação destes parâmetros é variada, podendo ser obtida através de cálculo (usando dados construtivos) ou por ensaios. Na maioria dos modelos, as características físicas do transformador são fundamentais. Isto contribui na representação e na determinação das capacitâncias.

As respostas em frequência em simulações com o modelo apresentaram conformidade com as respostas das medições. A resposta da magnitude de simulação dos terminais do primário teve uma concordância melhor. A fase do modelo no início do espectro teve um comportamento diferente do experimental, mas com a mesma tendência da resposta. Para a resposta do modelo dos terminais do secundário, nota-se que seu

comportamento nas simulações seguiram melhor as respostas experimentais, tanto para amplitude quanto para a fase.

A condutividade do material foi estimada através de amostras, e como se sabe, ela pode variar por vários fatores, tais como temperatura ambiente, oxidação da amostra, montagem, isolamento entre lâminas etc. Os valores da permeabilidade relativa utilizada no cálculo dos parâmetros do circuito do modelo (ver figura 4.9) foram calculados a partir dos dados construtivos e do valor das indutâncias medidas através do analisador de impedância na frequência de 60 Hz.

A resposta da corrente de *inrush* simulada para o circuito do modelo proposto apresentou resultados semelhantes aos valores da corrente de *inrush* experimental. Isto mostra a validade do modelo proposto para a faixa de frequências estudada, assim como para resultados no domínio do tempo.

Esta técnica pode ser utilizada na modelagem de transformadores de médio e grande porte e em simulações de transitórios, necessitando os dados construtivos do transformador e as suas respostas em frequência. Em alguns trabalhos que aplicam a modelagem do material ferromagnético, o número de  $n$  circuitos para representar o núcleo é muito menor do que a quantidade ( $n < 25$ ) utilizada neste trabalho.

## CAPÍTULO 5

### Modelo para Altas Frequências

#### 5.1. Introdução

Neste capítulo é apresentado um modelo de transformadores para altas frequências. Os parâmetros deste modelo são primeiramente calculados analiticamente a partir das curvas de respostas em frequência medidas do transformador. Em seguida estes valores são utilizados como dados iniciais em programa de algoritmo genético visando o ajuste dos valores dos parâmetros. Duas formas de modelagem são apresentadas neste trabalho:

- Modelagem da resposta em frequência da impedância do transformador;
- Modelagem da função de transferência de tensão do transformador.

#### 5.2. Determinação dos Parâmetros do Modelo

##### 5.2.1. Modelo da resposta em frequência da impedância do transformador

A modelagem da resposta em frequência da impedância  $Z(s)$  é feita por meio de uma rede de circuitos equivalente composta por parâmetros  $RLC$  (resistores, capacitores e indutores) conectados em paralelo como é visto na Figura 5.1.

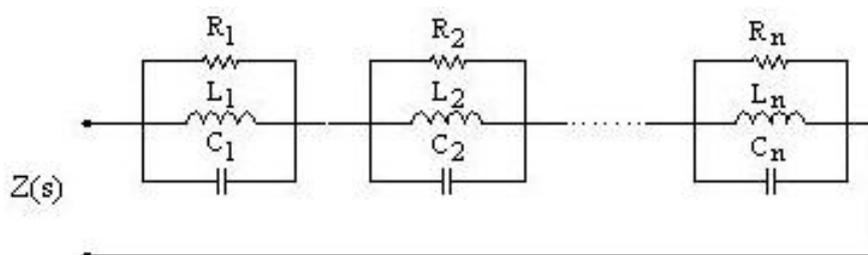


Figura 5.1 – Conjunto de circuitos para representar a resposta em frequência da impedância.

A estimação dos valores dos parâmetros é obtida analiticamente usando a teoria de filtros passa-banda (DARYANANI [44]). Sabe-se que a resposta em frequência da impedância do enrolamento contém muitas ressonâncias. Cada ressonância pode ser associada a um conjunto de parâmetros  $RLC$  conectados em paralelo, resultando na impedância dada por:

$$Z(s) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{sC_i + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{sL_i}} \quad [5.1]$$

Se houver  $n$  ressonâncias na resposta em frequência,  $n$  células  $RLC$  paralelo conectados em série serão necessários para representar a resposta em frequência da impedância do transformador.

O cálculo dos parâmetros é feito da seguinte maneira: o valor da Resistência  $R_i$  é o valor da impedância na frequência de ressonância  $f_i$ . Utilizando a resposta em frequência medida, determinam-se as frequências de corte inferior  $f_{ci}$  e superior  $f_{cs}$  a partir do nível de meia potência (-3dB) de cada ressonância. Destas grandezas deduz-se o fator de qualidade  $Q_i$ , dado por [5.2]:

$$Q_i = \frac{f_i}{f_{cs} - f_{ci}} \quad [5.2]$$

Os indutores  $L_i$  e os capacitores  $C_i$  são determinados pelas equações [5.3] e [5.4], obtidas a partir de [5.5] e [5.6], em que  $\omega_i$  é a frequência angular correspondente à frequência de ressonância  $f_i$ , dada por [5.7].

$$L_i = \frac{R_i}{\omega_i Q_i} \quad [5.3]$$

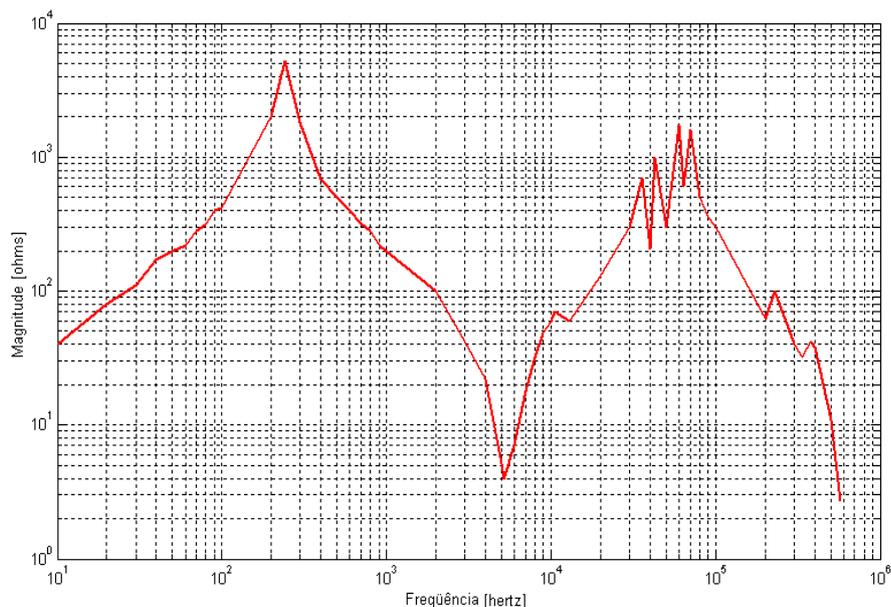
$$C_i = \frac{Q_i}{\omega_i R_i} \quad [5.4]$$

$$Q_i = R_i \sqrt{\frac{C_i}{L_i}} \quad [5.5]$$

$$\omega_i = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}} \quad [5.6]$$

$$\omega_i = 2\pi f_i \quad [5.7]$$

Para ilustrar o método apresentado, o modelo da resposta em frequência da impedância de um dos enrolamentos de baixa tensão de um transformador monofásico, 233.7MVA, 525kV/19kV/19kV é apresentado. A partir da análise da resposta em frequência da impedância medida (ver figura 5.2), são identificadas oito ressonâncias.



**Figura 5.2 – Resposta em frequência da impedância medida (magnitude em ohms).**

Portanto, o modelo da resposta em frequência da impedância do transformador é composto pela associação série de oito células  $RLC$  paralelos. A tabela 5.1 apresenta as frequências, as amplitudes e as frequências de corte inferior  $f_{ci}$  e superior  $f_{cs}$  de cada uma das oito ressonâncias da resposta em frequência da impedância.

**Tabela 5.1 – Frequência de ressonância, amplitude, frequência de corte superior e inferior das oito ressonâncias da resposta em frequência da impedância do transformador.**

Ressonância	Frequência $f_i$ [kHz]	Amplitude [ohms]	Frequência de corte inferior $f_{ci}$ [kHz]	Frequência de corte superior $f_{cs}$ [kHz]
1	0,24	5200	0,21	0,29
2	10,5	70	9,10	13,0
3	36	700	32,9	37,8
4	43	1000	42,0	46,0
5	60	1750	56,5	61,5
6	70	1600	67,0	74,2
7	230	100	207,5	266,8
8	375	42	336,0	430,0

Considerando a ressonância número 1, que ocorre na frequência de 240 Hertz, o valor do resistor  $R_1$  é obtido diretamente do valor da amplitude na frequência de ressonância dada na tabela 5.1.

$$R_1 = 5200\Omega \quad [5.8]$$

O cálculo do fator de qualidade  $Q_1$  é realizado através da equação [5.2]. Os valores utilizados para frequência de ressonância e para as frequências de corte inferior e superior são obtidos a partir da tabela [5.1]. Assim,

$$Q_1 = \frac{240}{290 - 210} = 3 \quad [5.9]$$

A frequência angular da ressonância número 1 é obtida utilizando a equação [5.7] e está expressa na equação [5.10].

$$\omega_1 = 2\pi \times 240 \text{ rad/s} \quad [5.10]$$

O cálculo da indutância e da capacitância, utilizando respectivamente as equações [5.3] e [5.4], são expressos pelas equações [5.11] e [5.12].

$$L_1 = \frac{5200}{2\pi 240.3} = 1,149 \text{ H} \quad [5.11]$$

$$C_1 = \frac{3}{2\pi 240.5200} = 38,25 \mu\text{F} \quad [5.12]$$

Para as demais ressonâncias, o mesmo procedimento apresentado anteriormente é utilizado. Os resultados dos parâmetros determinados para cada ressonância estão apresentados na tabela 5.2.

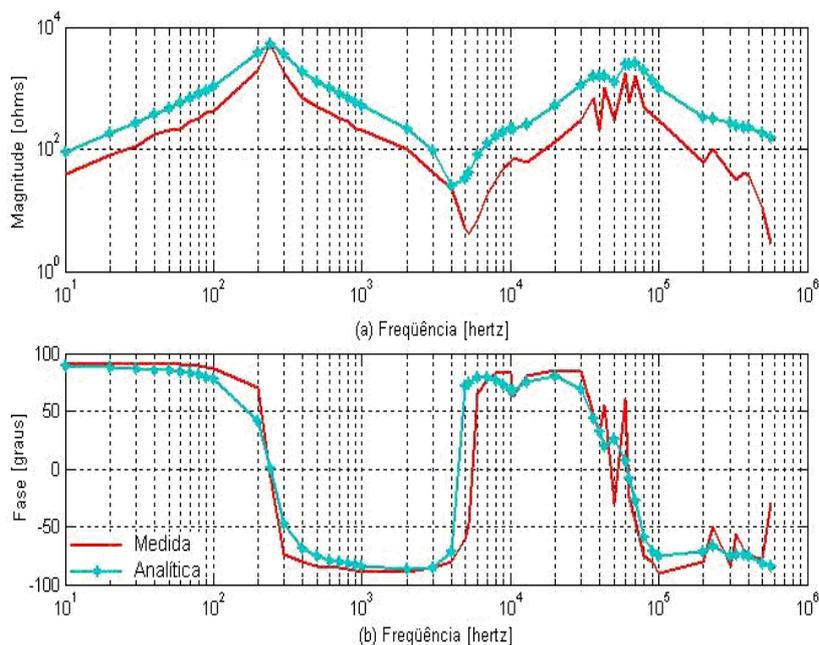
**Tabela 5.2 – Parâmetros determinados analiticamente para a resposta em frequência da impedância do transformador.**

Ressonância	$Q_i$	$R_i$ [ohms]	$L_i$ [μH]	$C_i$ [nF]
1	3	5200	$1,149 \times 10^6$	382,5
2	2,7	70	392,0	590,0
3	7,5	700	407,5	47,95
4	10,6	1000	347,7	39,39
5	11,7	1750	393,8	17,86
6	9,5	1600	379,8	13,60
7	4	100	17,32	27,65
8	3,9	42	4,503	40,00

As figuras 5.3 (a) e (b) descrevem respectivamente, a magnitude em ohms e a fase em graus da resposta em frequência da impedância medida e a resposta analítica obtida pelo somatório dos oito conjuntos ressonantes.

Nos gráficos apresentados na figura 5.3 é visto que o comportamento da resposta analítica possui a tendência da resposta medida, principalmente em termos de fase. Porém, existe uma discrepância entre as duas curvas porque, na resposta analítica, cada conjunto *RLC* está ajustado à sua ressonância, mas todos os conjuntos acabam interferindo com as demais ressonâncias. Para melhorar estes resultados, uma ferramenta de otimização, neste caso uma ferramenta que utiliza a técnica de algoritmo genético AG, foi implementada. O

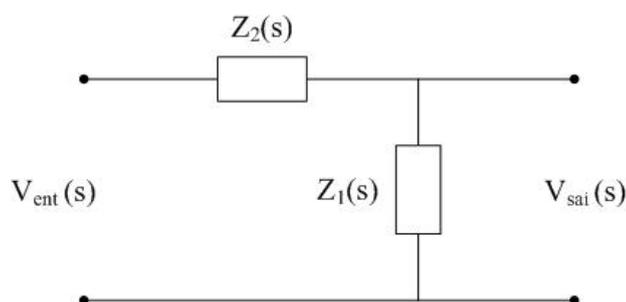
procedimento de determinação dos valores dos parâmetros através da ferramenta de AG é explanado nas seções seguintes.



**Figura 5.3 – Resposta em frequência da impedância medida e analítica, (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.**

### 5.2.2. Modelo da função de transferência de tensão do transformador

A modelagem da função de transferência é feita através do circuito divisor de tensão visto na figura 5.4.



**Figura 5.4 – Circuito divisor de tensão utilizado para representar a função de transferência.**

O equacionamento do divisor de tensão é dado pela equação [5.13], onde  $V_{sai}(s)$  é a tensão nos terminais da impedância  $Z_1(s)$ ,  $V_{ent}(s)$  é a tensão de entrada e  $Z_2(s)$  é a impedância na entrada do divisor.

$$V_{sai}(s) = V_{ent}(s) \frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \quad [5.13]$$

Uma função de transferência tipo  $H(s)$  é dada pela relação da tensão de saída com a da entrada, como visto na [5.14].

$$H(s) = \frac{V_{sai}(s)}{V_{ent}(s)} \quad [5.14]$$

Com as equações [5.13] e [5.14],  $H(s)$  pode ser também expressa por [5.15].

$$H(s) = \frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_2(s)} \quad [5.15]$$

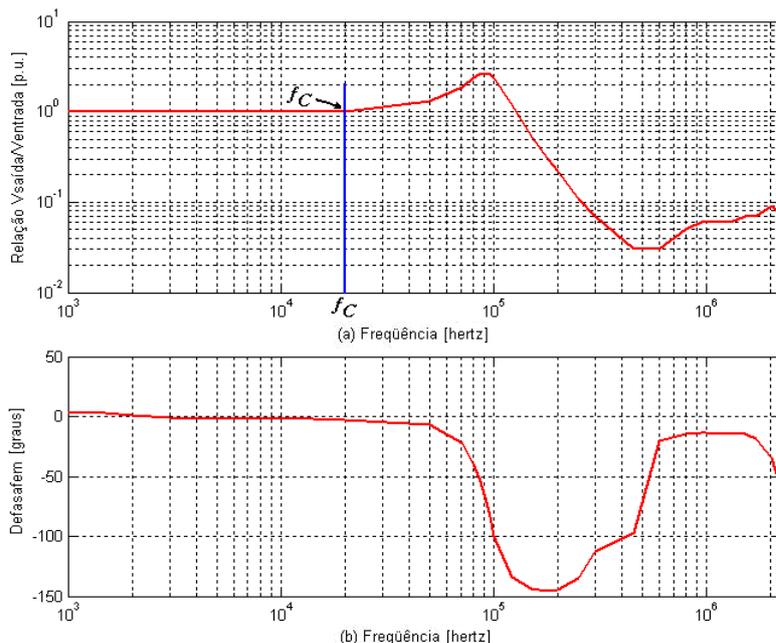
No modelo proposto, a impedância  $Z_1(s)$  é representada por um capacitor  $C$ , dada por  $1/sC$ . O valor do capacitor  $C$  usado na representação da impedância  $Z_1(s)$  é obtido através da frequência  $f_c$  e pelo valor da relação nesta frequência. Seu cálculo é dado pela equação [5.16]. A frequência  $f_c$  é definida como sendo aquela em que a magnitude deixa de ser constante, vide a figura 5.5 (a).

$$C = \frac{1}{2\pi f_c H(f_c)} \quad [5.16]$$

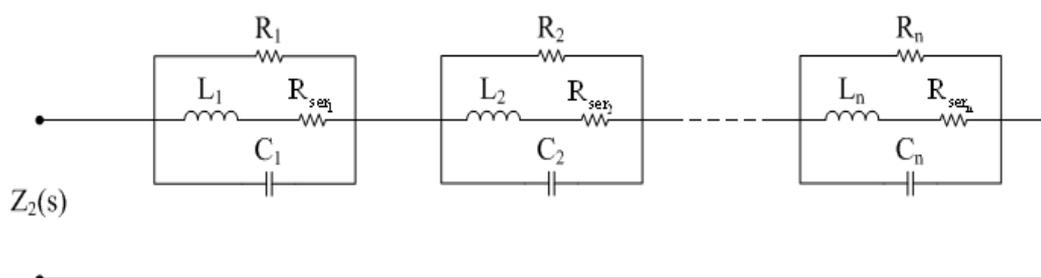
No circuito apresentado na figura 5.4, a impedância  $Z_2(s)$  é responsável pelas ressonâncias que ocorrem depois da frequência  $f_c$ . A impedância  $Z_2(s)$  é estimada a partir da compensação da impedância  $Z_1(s)$  da função de transferência  $H(s)$ . Seu cálculo é dado por [5.17]. Para efetuar o cálculo da estimativa da impedância  $Z_2(s)$  são necessários os valores do módulo e da fase da função de transferência  $H(s)$  em cada frequência medida experimentalmente.

$$Z_2(s) = \frac{Z_1(s)}{H(s)} - Z_1(s) \quad [5.17]$$

O circuito usado no modelo para a representação da impedância  $Z_2(s)$  para  $n$  ressonâncias é visto na figura 5.6.



**Figura 5.5 – Resposta experimental da função de transferência da relação tensão (saída pela entrada) em função da frequência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.**



**Figura 5.6 – Rede de circuitos equivalente usado na representação da impedância  $Z_2(s)$**

A determinação dos parâmetros  $RLC$  da impedância  $Z_2(s)$  para  $n$  ressonâncias é feita também através da teoria de filtros passa-banda. O resistor  $R_{ser}$  colocado em série com a indutância  $L$  de cada conjunto ressonante é determinado a partir da parte real da impedância  $Z_2(s)$  na frequência em que ocorre o ponto de mínimo (ver figura 5.7 (a)) antes de cada ressonância.

A função de transferência  $H(s)$ , utilizando o capacitor da impedância  $Z_1(s)$  e os parâmetros dos  $n$  circuitos ressonantes da impedância  $Z_2(s)$ , é dada por [5.18].

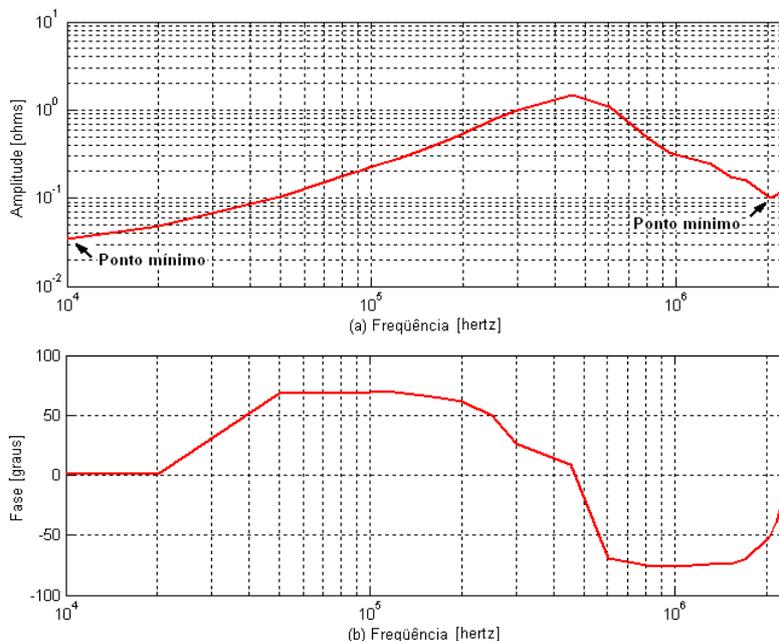
$$H(s) = \frac{\left(\frac{1}{sC}\right)}{\left(\frac{1}{sC}\right) + \sum_{i=1}^n \frac{1}{sC_{ri} + \frac{1}{R_{ri} + \frac{1}{(R_{ser_i} + sL_{ri})}}}} \quad [5.18]$$

A resposta da função de transferência de um transformador monofásico 100VA, 220/30V, foi utilizada para exemplificar este procedimento. A sua resposta em frequência foi obtida através do método SFRA (usando um osciloscópio para a aquisição e um gerador de funções como fonte senoidal variável) e normalizada conforme procedimento descrito no Capítulo 3. A tensão de entrada e a tensão de saída referem-se, respectivamente, aos terminais de baixa e alta tensão. A figura 5.5 (a) apresenta a resposta experimental da relação adquirida entre a tensão de saída e entrada e na figura 5.5 (b) a defasagem entre a tensão de saída e a tensão de entrada dada em graus. Nela é visto que a relação entre a tensão de saída e entrada é constante até 20kHz. Posteriormente são observadas duas ressonâncias, uma em 90kHz e uma outra de menor amplitude no final do espectro em 2MHz. A segunda ressonância não é bem retratada, pois a variação de frequência feita através do gerador de funções utilizado é limitada em 2,2MHz.

O cálculo dos parâmetros do modelo proposto deste exemplo é realizado da seguinte maneira. A frequência  $f_c$  é estimada em 20kHz, pois a resposta é constante até esta frequência. A impedância  $Z_1(s)$  é calculada a partir do capacitor  $C$ , obtido pela equação [5.16], que é calculado por:

$$C = \frac{1}{2\pi 20 \times 10^3 \cdot 1} = 7,957 \mu F \quad [5.19]$$

O passo seguinte é a determinação da resposta da impedância  $Z_2(s)$ . Ela é obtida através da equação [5.17]. A amplitude em ohms e a fase em graus em função da frequência da impedância  $Z_2(s)$  é observada na figura 5.7 (a) e (b) respectivamente. Uma ressonância está estabelecida em 450kHz. A segunda ressonância que aparece na resposta em frequência na figura 5.5, não é contemplada pela resposta em frequência, somente através da impedância  $Z_2(s)$  (vide figura 5.7). Analisando o final do espectro em 2MHz (ver figura 5.7) é observado que existe uma tendência de crescimento da amplitude. Para contemplar a segunda ressonância, a representação da impedância  $Z_2(s)$  deve ser feita através de dois circuitos ressonantes (vide figura 5.6).



**Figura 5.7 – Resposta em frequência da impedância calculada com a equação [5.17] conhecendo  $Z_1(s)$ . (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência.**

Na figura 5.7 (a) é observado no início do espectro (10kHz) que a amplitude da impedância calculada por [5.17] não é constante como mostra o resultado experimental na figura 5.5. Tem também um ponto de máximo (ressonância) em 450kHz. Na fase da impedância  $Z_2(s)$ , que é vista na figura 5.7 (b), surge do valor zero (em 10kHz) e segue até um valor de máximo (aproximadamente 100kHz), depois a fase tende a zero em virtude da ressonância que ocorre em 450kHz. O mesmo comportamento é observado no segundo ponto de mínimo da amplitude localizado em 2MHz, onde a amplitude parte de um ponto de mínimo e tende a aumentar até a frequência de 2,2MHz. A fase da impedância também inicia seu valor mínimo em 1MHz, obtendo seu valor máximo em 2,2MHz. Este comportamento em que a amplitude e a fase crescem praticamente com uma taxa constante é típico de ser representado por um indutor em série com uma resistência. Este é o motivo porque junto com o parâmetro de indutância  $L$  do conjunto ressonante da figura 5.6 foi acrescida a resistência em série denominada  $R_{ser}$ . O valor do resistor  $R_{ser}$  é determinado através da parte real da resposta em frequência da impedância  $Z_2(s)$ . No caso em que há um ponto de mínimo em  $f_{R_{ser}}$  (figura 5.7 em 2MHz), o valor de  $R_{ser}$  é determinado através da parte real da impedância. No caso em que há uma crescente (a frequência menor do que 450kHz na figura 5.7), o valor de  $R_{ser}$  correspondente é obtido pelo valor da parte

real da impedância à frequência  $f_c$  definida na resposta em frequência experimental em 10kHz (figura 5.5).

A tabela 5.3 apresenta a frequência, a amplitude e as frequências de corte inferior  $f_{ci}$  e superior  $f_{cs}$  presentes nas ressonâncias da impedância  $Z_2(s)$  e também a parte real da impedância  $Z_2(s)$  calculada no ponto de mínimo. A frequência de corte superior do segundo conjunto ressonante é estimada em 2,4MHz.

**Tabela 5.3 – Frequência de ressonância, amplitude, frequência de corte superior e inferior e a parte real da impedância no ponto de mínimo para as duas ressonâncias da impedância  $Z_2(s)$ .**

Ressonância	Frequência $f_i$ [kHz]	Amplitude [ohms]	Frequência de corte inferior $f_{ci}$ [kHz]	Frequência de corte superior $f_{cs}$ [kHz]	$\text{Re}\{Z_2(f_{R_{ser}})\}$
1	450	1,47	300	601	0,048
2	2200	0,12	2000	2400	0,063

O cálculo analítico da resposta em frequência da impedância  $Z_2(s)$  é feito da seguinte forma: considerando a ressonância número 1, que ocorre na frequência de 450kHz, o valor do resistor  $R_1$  é obtido diretamente do valor da amplitude na frequência de ressonância dada na tabela 5.3.

$$R_1 = 1,47\Omega \quad [5.20]$$

O cálculo do fator de qualidade  $Q_1$  é realizado através de [5.2]. O resultado é visto na [5.21].

$$Q_1 = \frac{450 \times 10^3}{601 \times 10^3 - 300 \times 10^3} = 1,49 \quad [5.21]$$

A frequência angular da ressonância número 1 é obtida através de [5.7] e está expressa por [5.22].

$$\omega_1 = 2\pi 450 \times 10^3 \text{ rad} / s \quad [5.22]$$

A indutância e a capacitância, utilizando respectivamente as equações [5.3] e [5.4], são iguais respectivamente a

$$L_1 = \frac{1,47}{2\pi 450 \times 10^3 \cdot 1,49} = 35,36 \mu H \quad [5.23]$$

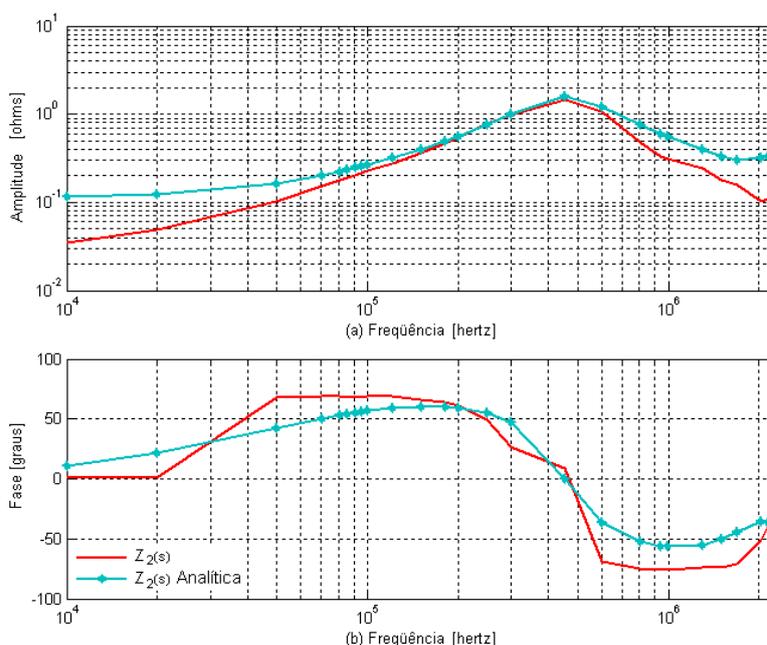
$$C_1 = \frac{1,49}{2\pi 450 \times 10^3 \cdot 1,47} = 35,74 \mu F \quad [5.24]$$

Para a ressonância em 2,2MHz, os cálculos utilizando a mesma metodologia são realizados. Os resultados dos parâmetros determinados da impedância  $Z_2(s)$  são apresentados na tabela 5.4.

**Tabela 5.4 – Parâmetros determinados analiticamente para a resposta em frequência da impedância  $Z_2(s)$ .**

Ressonância	$Q_i$	$R_i$ [ohms]	$L_i$ [nH]	$C_i$ [μF]	$R_{ser_i}$ [ohms]
1	1,50	1,477	345,5	35,74	0,048
2	5.5	0,125	1,647	3,177	0,063

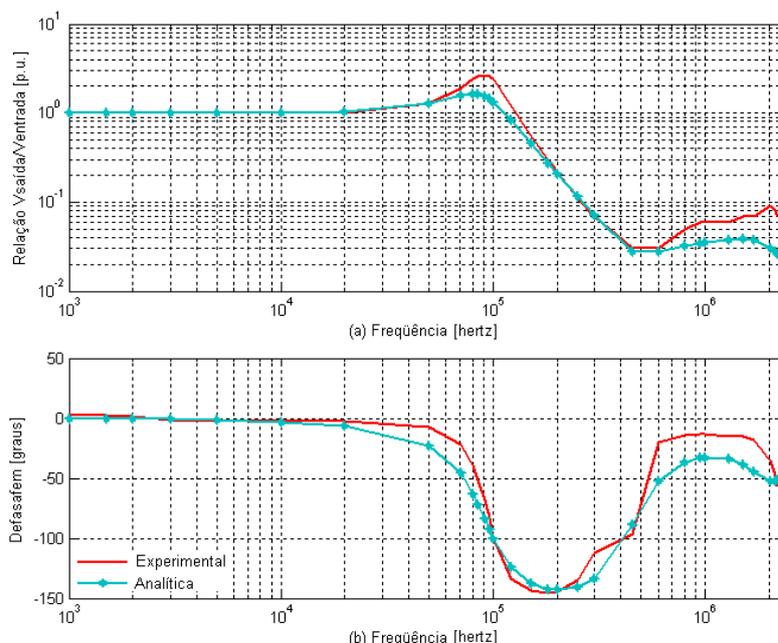
A figura 5.8 apresenta respectivamente, a amplitude em ohms e a fase em graus da função da frequência da impedância  $Z_2(s)$ . Nesta figura, comparam-se os resultados obtidos a partir da resposta de transferência de tensão aplicado na equação [5.17] com a resposta analítica obtida através de um circuito com dois conjuntos de parâmetros (vide figura 5.6) aplicando os dados da tabela 5.4.



**Figura 5.8 – Respostas em frequência da impedância  $Z_2(s)$ . (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência.**

Através dos parâmetros calculados para a impedância  $Z_1(s)$  e  $Z_2(s)$ , a função de transferência  $H(s)$ , dada pela equação [5.18], é calculada. A resposta analítica é observada e comparada com a resposta experimental na figura 5.9. Nesta figura, (a) e (b) são, respectivamente, a relação entre a tensão de saída dividida pela entrada em p.u. (por unidade) e a defasagem em graus.

Na figura 5.9, nota-se que as respostas analítica e experimental são próximas tanto na sua magnitude como na sua fase. Porém, o resultado não é satisfatório, pois as ressonâncias têm picos menores que as da resposta medida devido à dificuldade de representação dos conjuntos ressonante da impedância  $Z_2(s)$ . Neste caso também a utilização de uma ferramenta de AG será efetuada para procurar obter resultados melhores.



**Figura 5.9 – Respostas da função de transferência da relação tensão (saída pela entrada) em função da frequência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.**

### 5.3. Algoritmo Genético

O Algoritmo Genético (AG) é um método de busca e otimização baseado na teoria darwiniana da Evolução dos Seres Vivos e em fundamentos da genética. É classificado como sendo da área de inteligência artificial ou computacional (GOLDBERG [88]).

O uso da técnica de AG na identificação de parâmetros para modelagem e controle de sistemas ou dispositivos é encontrada em muitos trabalhos da literatura (HUANG et al. [89], ABDELHADI et al. [90], RAINA et al. [91], PEREZ et al. [92], SOUZA FILHO et al. [93] e KRISTINSSON et al. [94]). Na literatura também são encontrados trabalhos sobre transformadores, utilizando a técnica de AG para vários propósitos. O AG é usado na identificação de descargas parciais (XU et al. [95], AKBARI et al. [96]), no estudo da dinâmica térmica (TANG et al. [97]), na diminuição de perdas da transmissão de energia (ABDUL WAHAB et al. [98]) e na redução de perdas através da geometria (HUI et al. [99]).

O AG utiliza uma função objetivo para determinar os parâmetros de um modelo (que vão se alterando em um processo iterativo) de forma que o erro (geralmente o erro quadrático), entre o resultado gerado pelo próprio modelo e dados provenientes de ensaios, atinja um valor aceitável. Neste caso o AG é chamado de mono-objetivo. Em casos que são necessários reduzir ou atingir um valor aceitável para o erro de vários modelos, o AG é chamado de multi-objetivo. As informações sobre a ferramenta de AG mono-objetivo utilizada neste trabalho são encontradas nas referências de ÁVILA [100] e ÁVILA [101].

Um programa de algoritmo genético padrão é composto de várias etapas. Primeiramente é criada uma população inicial, na qual os indivíduos são constituídos por “cromossomos”. Estes contêm as informações que representam o problema. Os indivíduos são criados a partir de um limite de variação para cada gene, ou seja, existem valores máximos e mínimos que cada um pode assumir. Matematicamente, esse cromossomo é representado por um vetor ou uma matriz. Os elementos do vetor ou da matriz são representados tanto na forma discreta (binária) como na forma contínua (números inteiros ou em ponto flutuantes). O AG discreto tem a desvantagem de necessitar a mudança de base, discreto→contínuo, para cada indivíduo, a cada iteração na hora de calcular a função objetivo. Depois da criação da população inicial é começado o laço iterativo do AG, isto é, a criação de novos indivíduos. A primeira etapa dentro do laço iterativo é o cálculo do mérito de cada indivíduo. O mérito do indivíduo é uma maneira de qualificar cada indivíduo, atribuindo uma “nota” para cada um. O objetivo do AG é maximizar ou minimizar esse mérito. A etapa seguinte é a recombinação. Os indivíduos da população são escolhidos para trocarem “material genético”. A escolha dos indivíduos se dá respeitando a teoria “*Darwiniana*” (DESMOND et al. [102]), a qual diz que os indivíduos mais adaptados à evolução têm maior probabilidade de se reproduzir. A escolha é feita por métodos conhecidos como roleta e torneio. Para isso, o mérito dos indivíduos é analisado no momento de escolhê-los para uma nova recombinação.

No AG discreto, a troca de “material genético” é feita permutando bits correspondentes entre os dois cromossomos, semelhante à etapa de “*crossing-over*” que ocorre durante a meiose nas células dos seres humanos. No AG contínuo, a recombinação é realizada por meio de uma função matemática (média aritmética, média geométrica, etc).

Nesta etapa é feita a mutação, em que pequenas alterações são introduzidas em alguns indivíduos escolhidos aleatoriamente. No AG discreto, a mutação é feita substituindo um ou mais bits do cromossomo. No AG contínuo, a mutação é feita através

de algumas técnicas, por exemplo, um valor pequeno é adicionado ao valor contido no cromossomo, ou o valor do cromossomo é multiplicado por um número próximo de um, ou ainda, o valor do cromossomo é substituído por outro escolhido aleatoriamente. Depois disso são escolhidos os indivíduos que irão fazer parte da próxima geração. Assim, os melhores indivíduos da população inicial são acrescidos dos melhores indivíduos decorrentes do processo de recombinação. Há etapas intermediárias, por exemplo, a inserção de novos indivíduos a cada iteração e elitismo, em que o melhor indivíduo da geração está mantido na próxima, etc. Os critérios de parada do algoritmo são por número de gerações, manualmente ou por atingir o valor do erro tolerado.

Como foi abordado no Capítulo 2, existem vários trabalhos na literatura que usam a determinação de respostas em frequência através de ferramentas numéricas. Geralmente estas ferramentas modelam apenas numericamente a função da resposta em frequência (com polinômios de altas ordens) e poucas vezes as modelam com parâmetros elétricos.

O uso de funções racionais do tipo da equação [5.25] é relatado em artigos sobre ajustes de curvas (GUSTAVSEN et al. [45], LIMA et al. [47], MILLER [51], SOYSAL [59] e SOYSAL [67]).

$$F(x) = \frac{N_0 + N_1X + N_2X^2 + \dots + N_nX^n}{D_0 + D_1X + D_2X^2 + \dots + D_dX^d} = \frac{N_n(X)}{D_d(X)} \quad [5.25]$$

Neste trabalho, o AG foi ordenado para descobrir os coeficientes deste tipo de função, mas não se obteve êxito. Em geral o próprio AG necessita que sejam pré-estabelecidos os limites que os parâmetros possam variar. Normalmente os coeficientes do numerador e do denominador possuem valores muito altos, o que torna difícil a determinação dos limites para o AG. Desta forma, é de mais valia estipular uma equação em que se necessite apenas determinar coeficientes que possuem uma variação em torno de um valor, tornando mais fácil a determinação de parâmetros e a convergência do AG (JANUÁRIO et al. [103]).

## **5.4. Determinação de Parâmetros de Modelos de Transformadores Utilizando AG**

### **5.4.1. Resposta em frequência da impedância do transformador**

O uso da ferramenta de AG consiste em ajustar os conjuntos *RLC* 's responsáveis por cada ressonância associados com a equação [5.1]. O erro quadrático total, dado pela equação [5.26], deverá ser minimizado entre os valores da magnitude (o módulo da

impedância) computados pela equação [5.1] e os valores obtidos através das medições  $Z_i(s)$  para cada de frequência amostrada.

$$E = \sum_{i=1}^p \frac{|Z_i(s) - Z_{AGi}(s)|^2}{|Z_i(s)|} \quad [5.26]$$

Deve-se tomar cuidado de que cada ressonância esteja referenciada por uma frequência  $f_i$ . Por este motivo, o ajuste empregado através da ferramenta de AG não consiste em determinar ou gerar novos  $L$ 's ou  $C$ 's (pois dessa maneira se estaria modificando a frequência de ressonância, ver equação [5.6]), mas sim em alterar o fator de qualidade  $Q_i$ , relacionado à largura de banda, e também em alterar o valor de cada resistor  $R_i$ , relacionado ao valor da amplitude de cada ressonância. Isto é feito aplicando-se constantes multiplicativas ( $K_{R_{iAG}}$  e  $K_{Q_{iAG}}$ ) aos valores  $Q_i$  e  $R_i$  determinados analiticamente. Assim a ferramenta de AG deve gerar e determinar indivíduos para estas constantes multiplicativas que melhor se ajustem à resposta experimental, de maneira que o erro quadrático entre a equação [5.1] e a resposta medida seja minimizado. Neste caso, variam com limite inferior próximo a zero e superior entre dois e três. Isto foi suficiente para que o algoritmo tivesse obtido resultados satisfatórios.

O fluxograma na figura 5.10 descreve sucintamente o procedimento. Os dados de entrada são as curvas de resposta em frequência experimentais. Posteriormente são feitos o cálculo analítico dos parâmetros iniciais ( $Q_{iAN}$ ,  $R_{iAN}$ ,  $L_{iAN}$  e  $C_{iAN}$ ). Em seguida, o número de incógnitas  $K$  é determinado. Seu valor é duas vezes o número de ressonâncias  $n$  da resposta em frequência medida, sendo que a metade das incógnitas são usadas na determinação das constantes multiplicativas  $K_{R_{iAG}}$  e a outra metade para  $K_{Q_{iAG}}$ . O próximo passo é a criação de indivíduos para as incógnitas, respeitando os limites estipulados. Depois são calculados os novos parâmetros ( $Q_{iAG}$ ,  $R_{iAG}$ ,  $L_{iAG}$  e  $C_{iAG}$ ) e o erro quadrático para cada indivíduo. Assim, os melhores indivíduos são determinados e seguem para a próxima geração. Novos indivíduos são criados. Os cruzamentos, mutações etc são realizados também. Este procedimento segue até o final do número de gerações. Por fim, os melhores indivíduos das gerações são determinados, o que reflete os melhores parâmetros para representar a resposta em frequência.

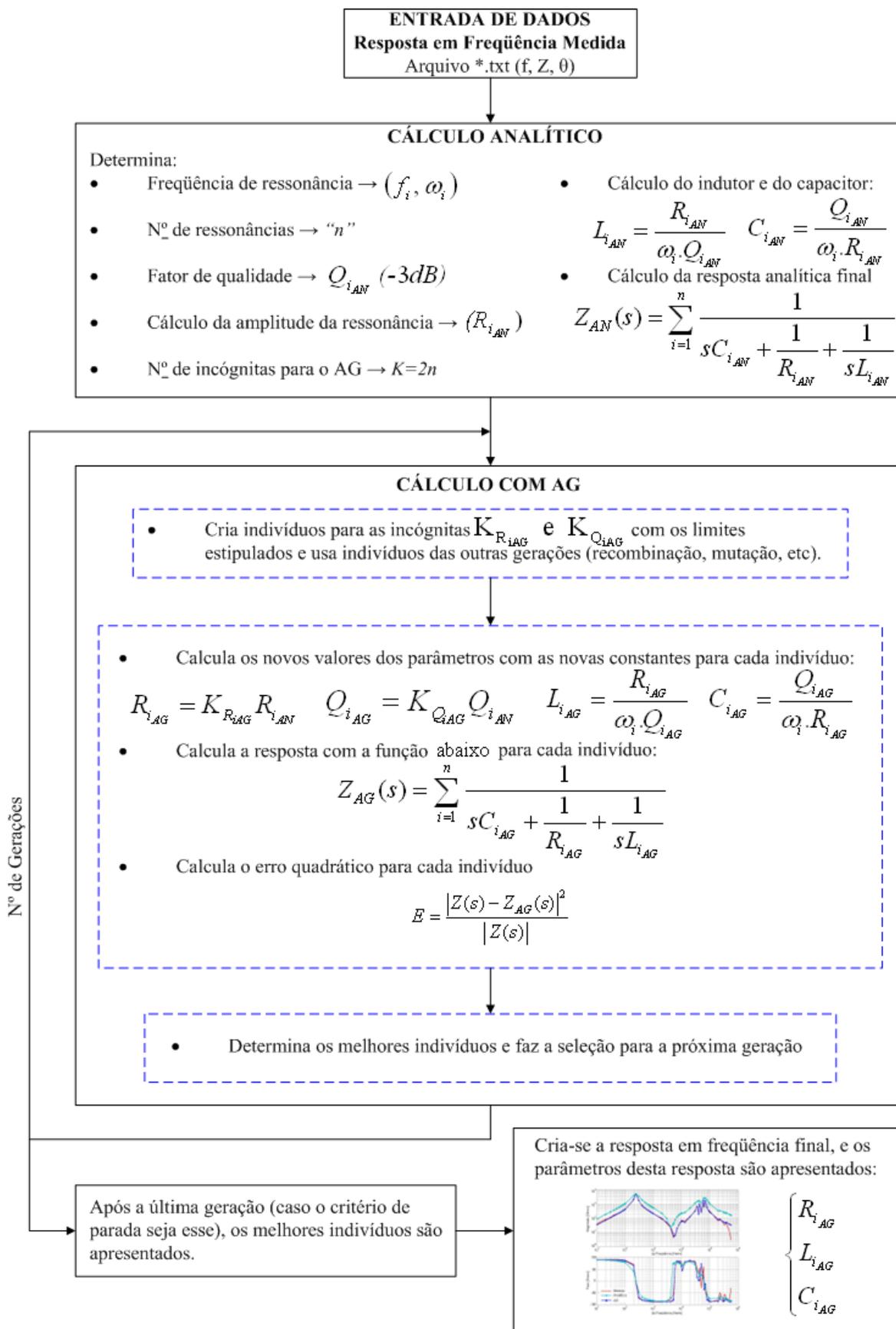


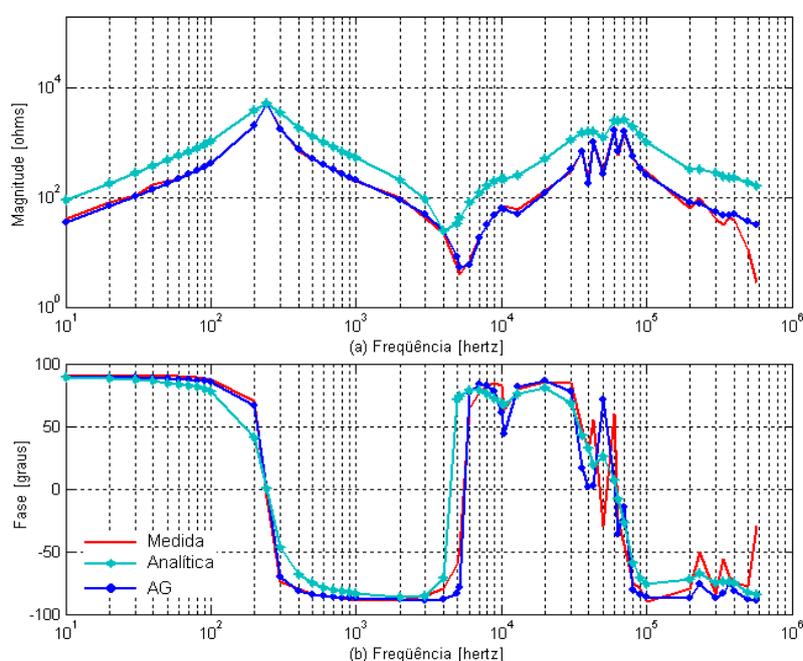
Figura 5.10 – Procedimento de cálculo usado na determinação dos parâmetros.

O número de indivíduos e gerações usado neste exemplo foram, respectivamente, de 1000 e de 15. A probabilidade de cruzamento é de 50% e de mutação é de 20%. Os valores dos limites de variação dos indivíduos foram para o limite inferior de 0,01 e o superior de 2. Na tabela 5.5 são apresentados os parâmetros determinados pelo AG e os parâmetros calculados analiticamente para cada ressonância relativos ao ensaio do transformador apresentado na figura 5.2 e na tabela 5.2.

**Tabela 5.5 – Parâmetros determinados pelo AG para a resposta em frequência da impedância do transformador.**

Ressonância	$Q_i$		$R_i$ [ohms]		$L_i$ [ $\mu$ H]		$C_i$ [nF]	
	Analítico	AG	Analítico	AG	Analítico	AG	Analítico	AG
1	3	6,11	5200	5070	$1,149 \times 10^6$	$549,9 \times 10^3$	382,5	799,6
2	2,7	4,9	70	32,7	392,0	100,0	590,0	2281,1
3	7,5	11,7	700	660,6	407,5	249,6	47,95	78,28
4	10,6	38,8	1000	939,9	347,7	89,61	39,39	152,8
5	11,7	15,5	1750	1625,8	393,8	277,5	17,86	25,35
6	9,5	13,5	1600	1424,7	379,8	239,6	13,60	21,56
7	4	10,4	100	41,85	17,32	2,780	27,65	172,2
8	3,9	7,76	42	25,08	4,503	1,371	40,00	131,3

As figuras 5.11 (a) e (b) apresentam respectivamente, a magnitude em ohms e a fase em graus das respostas experimental, analítica e ajustada pelo AG. Nota-se que cada conjunto *RLC* determinado pelo AG interfere muito pouco nas outras ressonâncias, por isso a sua resposta ficou muito bem ajustada com a resposta experimental.



**Figura 5.11 – Comparação das respostas experimental, analítica e AG. (a) magnitude em ohms e (b) fase em graus.**

#### 5.4.2. Resposta em frequência da função de transferência do transformador

Neste modelo, a ferramenta de AG foi utilizada apenas para determinar os parâmetros da impedância  $Z_2(s)$ . O efeito da impedância  $Z_1(s)$ , que é obtido analiticamente pelo cálculo do capacitor  $C$ , é mantido constante para a representação da função de transferência.

A determinação dos parâmetros da impedância  $Z_2(s)$  é feita através dos circuitos ressonantes mais o resistor série  $R_{ser}$  (figura 5.6). A função objetivo usada na ferramenta de AG é dada pela minimização do erro quadrático total, dado pela equação [5.27], entre os valores da amplitude (o módulo da função de transferência) computados pela equação [5.18] e os valores obtidos através das medições  $H_i(s)$  para cada de frequência amostrada.

$$E = \sum_{i=1}^p \frac{|H_i(s) - H_{AG_i}(s)|^2}{|H_i(s)|} \quad [5.27]$$

O procedimento de cálculo realizado pela ferramenta de AG é semelhante ao explanado anteriormente para a determinação da Resposta em Frequência da Impedância do Transformador. Apenas uma incógnita  $R_{ser}$  é acrescentada para cada ressonância.

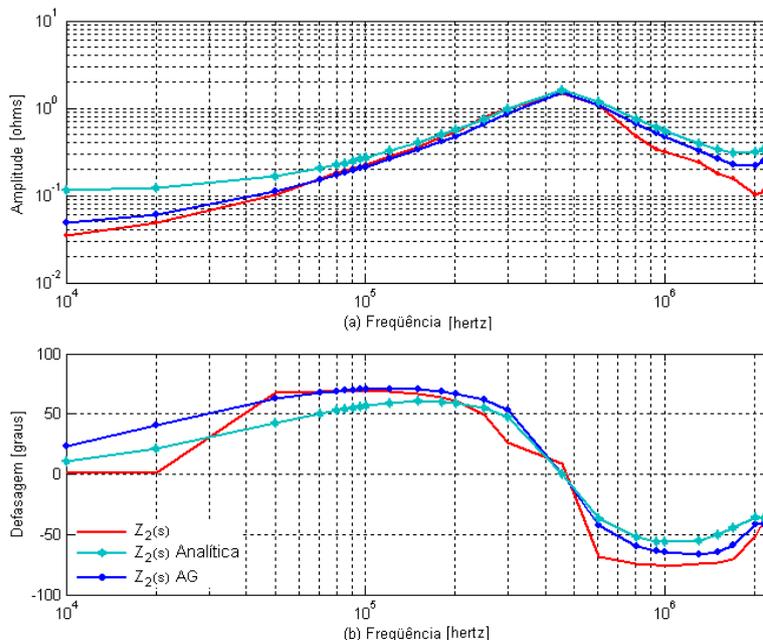
Os limites usados para os parâmetros dos circuitos ressonantes foram dispostos da mesma forma como já comentado na seção anterior. Os limites usados para os resistores série  $R_{ser_i}$  de cada ressonância foi de  $1 \mu\Omega$  para o limite inferior e de  $1 k\Omega$  para o limite superior. Os números de indivíduos e de gerações usados neste exemplo foram respectivamente, de 3000 e de 15. A probabilidade de cruzamento foi de 50% e de mutação de 30%.

Na tabela 5.6 são apresentados os parâmetros determinados pelo AG e os parâmetros calculados analiticamente para cada ressonância da impedância  $Z_2(s)$ .

**Tabela 5.6 – Parâmetros determinados pelo AG na resposta em frequência da impedância  $Z_2(s)$ .**

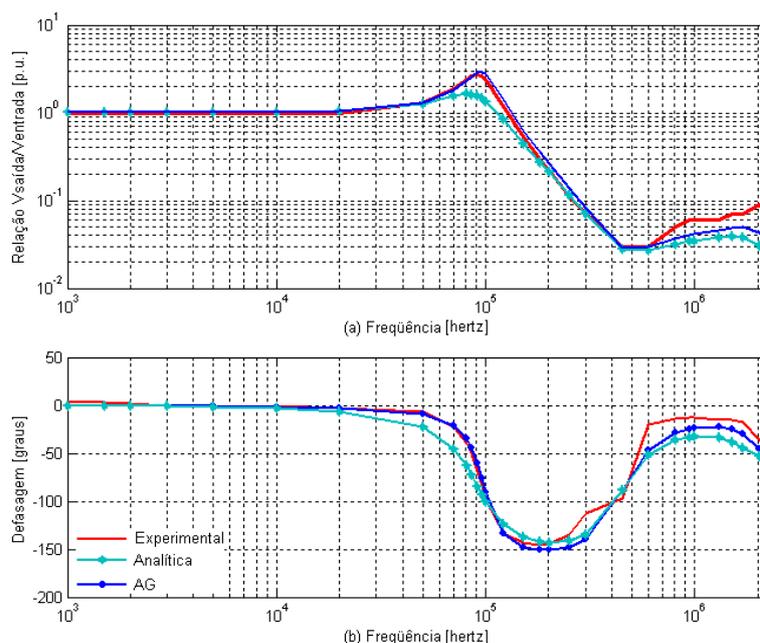
Ressonância	$Q_i$		$R_i$ [ohms]		$L_i$ [nH]		$C_i$ [μF]		$R_{ser_i}$ [ohms]	
	Analít.	AG	Analít.	AG	Analít.	AG	Analít.	AG	Analít.	AG
1	1,50	1,69	1,477	1,471	345,5	305,4	0,357	0,404	0,048	0,016
2	5,5	8,57	0,125	0,122	1,647	1,034	3,177	5,060	0,063	0,028

A representação da impedância  $Z_2(s)$  utilizando os parâmetros determinados com o AG está mostrada na figura 5.12, comparando-a com a experimental e a obtida analiticamente. O resultado da resposta obtida pelo AG é mais próximo da experimental do que a resposta analítica, bem como as ressonâncias estão mais bem representadas em suas amplitudes e fases.



**Figura 5.12 – Comparação das respostas em frequência da impedância  $Z_2(s)$  obtidas por meio analítico e por AG referenciadas com a experimental. (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência.**

Uma comparação entre o resultado da função de transferência  $H(s)$  utilizando os parâmetros determinados com o AG para a impedância  $Z_2(s)$  e a impedância  $Z_1(s)$  como os calculados analiticamente e obtidos experimentalmente, é mostrada na figura 5.13. Nota-se que há a capacidade de ajuste da resposta com os parâmetros determinados pelo AG.



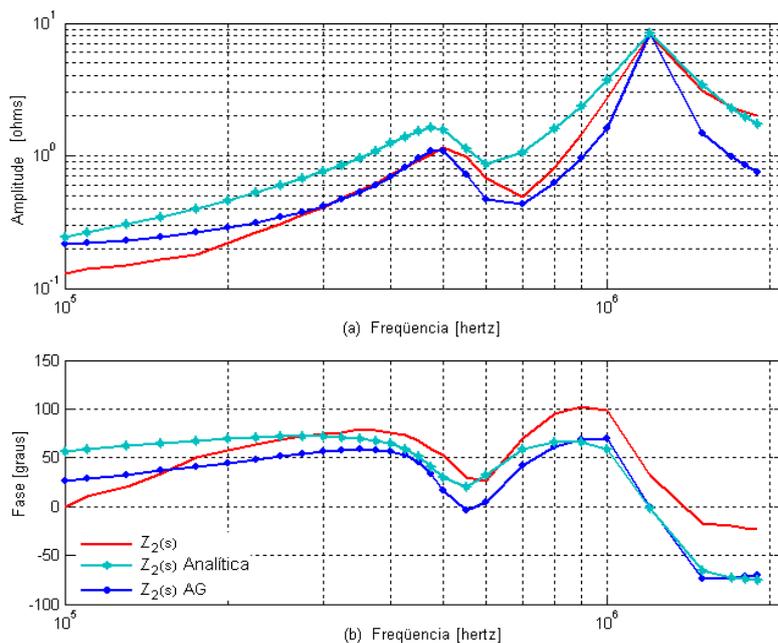
**Figura 5.13 – Comparação das respostas da função de transferência da relação de tensão obtida experimentalmente, por meio analítico e por meio de AG em função da frequência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.**

Para verificar a robustez da metodologia implementada, um outro transformador foi estudado. Os limites usados para os parâmetros dos circuitos ressonantes e para os resistores série  $R_{seri}$ , bem como os parâmetros usados na ferramenta de AG (indivíduos, gerações, probabilidade de cruzamento e mutação) mantiveram-se os mesmos que no exemplo anterior. O valor capacitância  $C$  calculada analiticamente na frequência  $f_c$  (100kHz), e os valores dos parâmetros da impedância  $Z_2(s)$  determinados a partir do AG são apresentados na tabela 5.7.

**Tabela 5.7 – Parâmetros determinados analiticamente e com a ferramenta de AG para a resposta em frequência da função de transferência  $H(s)$ .**

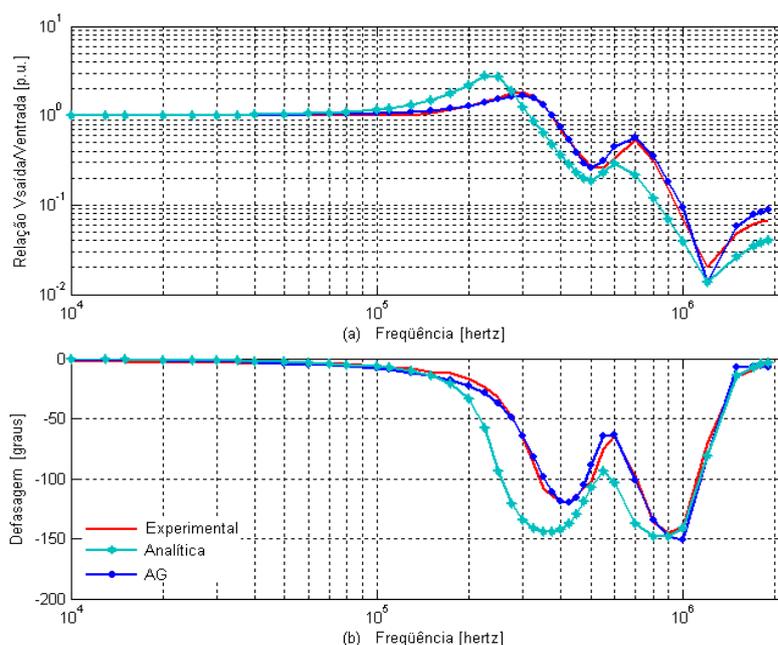
$Z_1(s)$	$Z_2(s)$				
$C$ [ $\mu\text{F}$ ]	Ressonância	$R_i$ [ohms]	$L_i$ [nH]	$C_i$ [ $\mu\text{F}$ ]	$R_{seri}$ [ohms]
1,158	1	0,836	64,17	1,578	0,194
	2	8,274	83,00	0,211	0,001

Nas figuras 5.14 (a) e (b) são mostradas, respectivamente, amplitude em ohms e fase em graus da impedância  $Z_2(s)$  estimada a partir da resposta de transferência de tensão medida, calculado por meio analítico e justada pelo AG. Percebe-se que, para este exemplo, as ressonâncias que ocorrem em  $Z_2(s)$  estão mais bem definidas que as do exemplo anterior.



**Figura 5.14 – Comparação das respostas em frequência da impedância  $Z_2(s)$  obtidas por meio analítico e por AG referenciadas com a experimental. (a) amplitude em ohms e (b) fase em graus dados em função da frequência.**

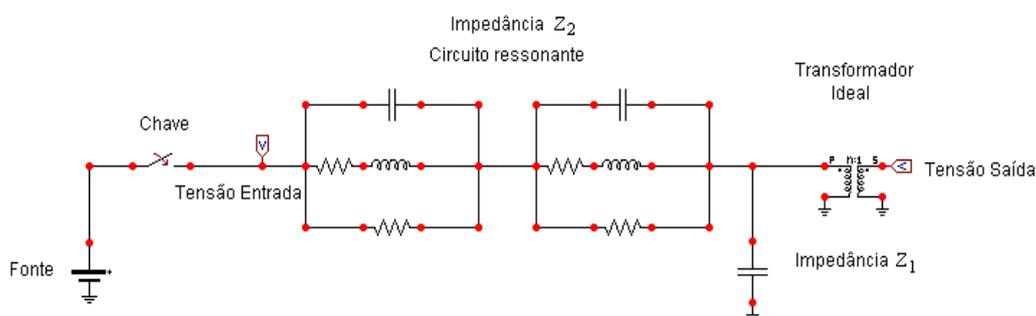
As figuras 5.15 (a) e (b) apresentam, respectivamente, a relação entre a tensão de saída dividida pela entrada dada em p.u. (por unidade) e a defasagem dada em graus das respostas experimental, analítica e determinada pelo AG. Nota-se que, para este exemplo, também há uma boa conformidade da resposta obtida com os parâmetros determinados com o AG.



**Figura 5.15 – Comparação das respostas da função de transferência da relação de tensão obtida experimentalmente, por meio analítico e por meio de AG em função da frequência. (a) relação por unidade (p.u.) e (b) defasagem em graus.**

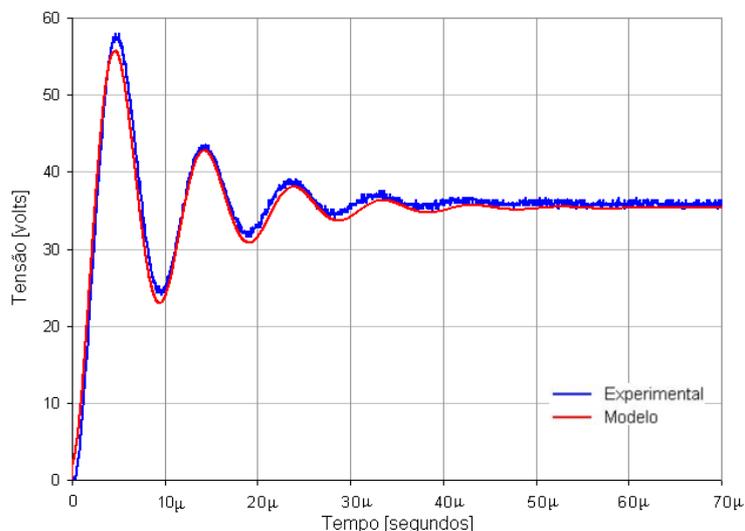
## 5.5 Simulação com Resposta ao Degrau

Para validar o modelo proposto, a resposta ao degrau de um transformador monofásico 100 VA, 220/30V, é simulada utilizando o programa ATP. Neste caso, foi utilizado o modelo da resposta em frequência da função de transferência com os parâmetros determinados por meio do AG. Na simulação com o programa ATP, além dos parâmetros elétricos representando a resposta em frequência do transformador, cujos valores são apresentados na tabela 5.6 e a capacitância  $C$  calculada em 5.19, foi acrescentado no modelo um transformador ideal para representar a sua relação de transformação (ver figura 5.16).

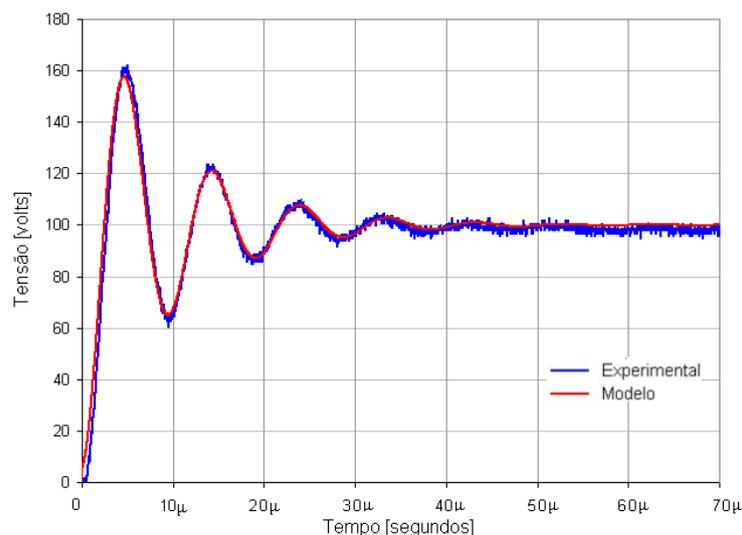


**Figura 5.16 – Circuito usado no ATP para a simulação do degrau.**

Duas simulações foram feitas: a primeira com um degrau de 5 V e a segunda com um degrau de 15 V. As respostas das tensões de saída experimental e simulada para os degraus de 5V e 15V são mostradas, respectivamente, nas figuras 5.17 e 5.18. Nota-se que os resultados do modelo têm uma boa concordância com os resultados experimentais, validando a modelagem e a metodologia utilizada para a determinação dos parâmetros.



**Figura 5.17 – Resposta ao degrau de 5 Volts experimental e do modelo.**



**Figura 5.18 – Resposta ao degrau de 15 Volts experimental e do modelo.**

## 5.6 Considerações Finais

Os resultados apresentados neste capítulo utilizando a resposta em frequência para a modelagem de transformadores para altas frequências mostraram-se satisfatórios.

A determinação da resposta em frequência da impedância do transformador a partir do modelo proposto apresentou uma boa concordância com a resposta experimental. Em trabalhos onde há a necessidade da modelagem da impedância de entrada, principalmente para transitórios como chaveamentos, este modelo pode ser aplicado (POPOV et al. [13], SOYSAL [67] e POPOV et al. [104]).

O modelo proposto para a resposta em frequência da função de transferência de tensão do transformador obteve também uma boa representação para os exemplos estudados. A simulação feita no domínio do tempo, através da aplicação do degrau de tensão, comprovou a boa representatividade do modelo. Os resultados confirmam que a modelagem e a metodologia utilizadas são viáveis e podem ser estendidas para outras aplicações, como por exemplo, no estudo de sobretensões transferidas para o secundário do transformador (PIANTINI et al. [105] e BACHEGA et al. [106]).

A ferramenta de AG e a teoria sobre a síntese de circuitos (DARYANANI [44]) empregadas na determinação de resposta em frequência da impedância e na resposta em frequência da função de transferência de tensão do transformador foram fundamentais para que os objetivos fossem atendidos.

# CONCLUSÃO

## Conclusões Gerais e Propostas para Trabalhos Futuros

### Conclusões Gerais

Esta dissertação envolveu cinco assuntos: o estudo sobre a modelagem de transformadores, a fundamentação sobre transitórios eletromagnéticos, o estudo sobre a síntese de circuitos, a utilização da técnica de resposta em frequência e a metodologia de determinação de parâmetros dos modelos através de uma ferramenta implementada com a técnica de algoritmo genético. O trabalho teve como foco principal a modelagem de transformador a partir de sua resposta em frequência.

Inicialmente foi apresentada uma breve história sobre os transformadores, a qual mostrou o surgimento, as primeiras utilizações e a aplicabilidade dos transformadores nos dias de hoje.

A introdução ao tema sobre transitórios eletromagnéticos destacou os principais fenômenos e faixas de frequência em que estes ocorrem. Foram explanados os efeitos de sobretensão e sobrecorrente que ocorrem nos sistemas de potência, os quais podem gerar falhas nos equipamentos, principalmente nos transformadores. Assim, destacou-se a necessidade de modelos que representem o mais fielmente possível o comportamento dos equipamentos frente a estes fenômenos.

O tema sobre modelagem de transformadores é vasto, possuindo muitas formas de abordagens. Como relatado, existem modelos de transformadores mais detalhados, em que os seus efeitos internos são representados. Há modelos que retratam o comportamento sob o ponto de vista dos terminais dos transformadores considerando-os como uma caixa preta. Isto faz com que as formas de modelagem e a suas aplicabilidades tenham que ser bem compreendidas. O estudo realizado também mostrou que algumas abordagens necessitam de dados construtivos e/ou respostas em frequência dos transformadores. Os modelos de transformadores são divididos por faixas de frequência (baixa, média e alta).

O trabalho apresentou uma abordagem do transformador em termos de Resposta em Frequência, na qual foram descritas as suas aplicações (na modelagem, na análise de falhas etc.), as metodologias de medição (domínio da frequência e do tempo), as vantagens e desvantagens de cada método de medição. Nota-se que a medição dos

dados relativos a esta técnica nem sempre é fácil, pois envolve diversos equipamentos e técnicas, possuindo problemas de ruídos e efeitos de parâmetros parasitas (cabos, buchas, sondas de medição etc.). Como relatado, o tema é atual e a padronização da forma de ensaio e medição está em desenvolvimento.

Foram apresentados o Modelos de Baixas e de Médias Frequências. Os efeitos das correntes induzidas no núcleo magnético e os efeitos eletromagnéticos que ocorrem no enrolamento (pelicular, proximidade e a capacitância parasita) foram representados. As respostas em frequência do modelo tiveram concordância com respostas experimentais. A simulação no domínio do tempo do modelo representou satisfatoriamente a corrente de *inrush*. Os picos da corrente de *inrush* do modelo possuem os mesmos aspectos dos picos da corrente experimental. Assim, o modelo proposto foi validado para a faixa de baixas e médias frequências e para um transitório à frequência industrial.

Os Modelos para Altas Frequências foram apresentados. A metodologia da modelagem da resposta em frequência da impedância e da função de transferência de tensão do transformador foi desenvolvida utilizando parâmetros lineares. As respostas em frequência obtidas com os modelos foram próximas às respostas em frequência experimentais. A comparação entre simulação e experimentação da resposta ao degrau de tensão validou um modelo proposto. Os demais exemplos apresentados mostraram que a metodologia utilizada é promissora e viável, podendo ser estendida para transformadores em vários estudos sob transitórios eletromagnéticos.

O uso da ferramenta numérica de algoritmo genético AG na determinação dos parâmetros dos Modelos de Altas Frequências obteve êxito. Os resultados apresentados comprovam mais uma utilização deste método numérico na área de transformadores.

Os objetivos propostos nesta dissertação foram alcançados. Isto foi comprovado através dos resultados apresentados. O universo de estudo deste tema é vasto. Espera-se que a fundamentação e a metodologia expostas nesta dissertação possam ser úteis em trabalhos futuros, tendo uma continuidade no aprofundamento da questão.

### **Propostas para Trabalhos Futuros**

A seguir são listadas algumas propostas de trabalhos futuros para a continuação e aprimoramento do tema desenvolvido nesta dissertação.

- Aplicação do modelo de baixas e médias frequências para transformadores de grande porte;
- Implementação dos modelos e simulação de um transformador em toda a faixa de frequência, bem como de um sistema elétrico completo utilizando o modelo da resposta em frequência da impedância (Popov et al. [104]);
- Simulação e validação através de impulso de tensão do modelo da resposta em frequência da função de transferência de tensão do transformador;
- Modelagem da resposta em frequência da função de transferência de tensão de transformadores polifásicos e/ou com vários enrolamentos;
- Desenvolvimento de um sistema de medição de respostas em frequência e obtenção dos parâmetros dos modelos de maneira automática.

## Referências

- [1] COLTMAN, J. W. The Transformer. *IEEE Industry Application Magazine*, v. 8, n. 1, p. 8-15, Jan.-Feb. 2002.
- [2] CABRAL, Sérgio Henrique Lopes. *Análise de Transitórios Elétricos em Transformadores Através do Método TLM*. Florianópolis, 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [3] GREENWOOD, A. N. *Electrical Transients in Power Systems*. 2. ed., John Wiley & Sons, New York, 1991.
- [4] ARAÚJO, A. E. A. and NEVES, W. L. A. *Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia*. 1 ed., Editora UFMG, Belo Horizonte, 2005.
- [5] VAN DER SLUIS, L. *Transients in Power Systems*. 1 ed., John Wiley & Sons, Delft University of Technology, Holanda, 2001.
- [6] MARTINEZ, J. A. and MORK. B. A. Transformer for Low Frequency Transients – The State of the Art. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS – ISPT 2003 (Sept. 2003: New Orleans, United States). Nova Orleans, Estados Unidos, 2003, 9a-1. [www.ipst.org](http://www.ipst.org).
- [7] MARTINEZ, J.A. and MORK, B.A. Transformer Modeling for Low- and Mid-Frequency Transients - a Review. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, p. 1625-1632, Apr. 2005.
- [8] DE LEON, F. and SEMLYEN, A. Complete Transformer Model for Electromagnetic Transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 9, n. 1, p. 321-239, Jan. 1994.
- [9] RAHIMPOUR, E.; CHRISTIAN, J.; FESER, K. et al. Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 18, n. 2, p. 493-505, Apr 2003.
- [10] SHIBUYA, Y.; FUJITA, S. and TAMAKI, E. Analysis of Very Fast Transients in Transformers. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*. v. 148, n. 5, p 377-383, Sept. 2001.

- [11] DEGENEFF, R. C. A General Method to Determining Resonance in Transformers Windings. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, v. PAS-96, p. 423-430, 1977.
- [12] GUSTAVSEN, B. and SEMLYEN, A. Wide Band Modeling of Power Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 1, p. 414-422, Jan. 2004.
- [13] POPOV, M.; VAN DER SLUIS, L. and PAAP, G. C. A Simplified Transformer Model for the Simulation of Fast Surges and Adequate Protection Measures. IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING (Jan.-Feb. 2001: Columbus, United States). *Proceedings*. Columbus, United States, 2001. p. 323-328.
- [14] NODA, T.; NAKAMOTO, H. and YOKOYAMA, S. Accurate Modeling of Core-Type Distribution Transformers for Electromagnetic Transient Studies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 4, p. 969-976, Oct. 2002.
- [15] GHAREHPETIAN, G. B.; MOHENI, H. and MÖLLER, K. Hybrid Modeling of Inhomogeneous Transformer Windings for Very Fast Transient Overvoltage Studies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.13, n. 1, p.157-163, Jan. 1998.
- [16] HARLOW, J. H. *Electric Power Transformer Engineering*. 1 ed., CRC Press, Florida, United States, 2004.
- [17] GIRGIS, A. A.; FALLON, C. M.; RUBINO, J. C. P. et al. Harmonics and Transient Overvoltages Due to Capacitor Switching. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 6, p. 1197-1188, Nov.-Dec. 1993.
- [18] MARTI, J.R. and SOUDACK, A.C. Ferroresonance in Power Systems: Fundamental Solutions. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*. v. 138, n. 4, p. 321-329, July 1991.
- [19] DAS, J.C. Surge transference through transformers. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 9, n. 5, p. 24-32, Sept.-Oct. 2003.
- [20] DE HERDT, H.; DECLERCQ, J.; SELS, T. et al. Fast Transients and Their Effect on Transformer Insulation: Simulation and Measurements. In. 16<sup>th</sup> INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION ON ELECTRICITY

- DISTRIBUTION - CIRED. (16. : June 2001 : Amsterdam, Netherlands). *Anais*. Amsterdam, 2001. v. 1, p. 5.
- [21] CHENG, C. K.; LIANG, T. J.; CHEN, J. F. et al. Novel Approach to Reducing the Inrush Current of a Power transformer. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, v.151, n. 3, p. 289-295, May 2004.
- [22] POVH, D.; VÖLCKER, O.; BIZJAK, G. et al. Calculation of Transient Phenomena. In. ATHENS POWER TECH CONFERENCE (Sept. 1993 : Athens, Greece). *Proceedings*. Athens, 1993. v. 2, p. 738-743.
- [23] PLEITE, J.; OLIAS, E.; BARRADO, A. et al. Modeling the Transformer Frequency Response to Develop Advanced Maintenance Techniques. In. 14<sup>th</sup> POWER SYSTEMS COMPUTATION CONFERENCE - PSCC'02 (June, 2002, Seville). *Proceedings*. Seville, 2002.
- [24] BRANDWAJN V.; DOMMEL H. W. and DOMMEL I. I. Matrix Representation of Three-Phase n-Winding Transformers for Steady-State and Transient Studies. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 6, p. 1369–1378, June 1982.
- [25] HENRIKSEN, T. How to Avoid Unstable Time Domain Responses Caused by Transformer Models. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 2, p. 516-522, Apr. 2002.
- [26] CHERRY, E. C. The Duality Between Interlinked Electric and Magnetic Circuits and the Formation of Transformer Equivalent Circuits. *Proceedings Physical Society*, v. 62, p. 101-111, 1949.
- [27] BASTOS, J. P. A. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e quase-estática*. 1. ed., Editora UFSC, Florianópolis, 2004.
- [28] SLEMON, G. R. Equivalent Circuits for Transformers and Machines Including Nonlinear Effects. *Proceedings IEE*, Part IV, v. 100, p. 129-143, 1953.
- [29] DICK, E. P. and WATSON, W. Transformer Models for Transient Studies Based on Field Measurement. *IEEE Transactions on Power Apparatus System*, v. PAS 100, n. 1, p 401–419, Jan. 1981.

- [30] ARTURI, C. M. Transient Simulation and Analysis of a Five-limb Generator Step-up Transformer Following an Out-of-phase Synchronization. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 6, n. 1, p. 196–207, Jan. 1991.
- [31] NARANG, A. and BRIERLEY, R. H. Topology Based Magnetic Model for Steady-state and Transient Studies for Three Phase Core Type Transformers. *IEEE Transaction Power Systems*, v. 9, n. 3, p. 1337–1349, Aug. 1994.
- [32] MORK, B. A. Five-legged Wound-core Transformer Model: Derivation, Parameters, Implementation, and Evaluation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 4, p. 1519–1526, Oct. 1999.
- [33] YACAMINI, R. and BRONZEADO, H. Transformer Inrush Calculations Using a Coupled Electromagnetic Model. *IEE Proceedings Science, Measurement and Technology*, v. 141, n. 6, p. 491-498, Nov. 1994.
- [34] ARRILLAGA, J.; ENRIGHT W.; WATSON, N. R. et al. Improved Simulation of HVDC Converter Transformers in Electromagnetic Transient Programs. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, v. 144, n. 2, p. 100-106, Mar. 1997.
- [35] HATZIARGYRIOU, N. D.; PROUSALIDIS, J. M. and PAPADIAS, B. C. Generalized Transformer Model Based on the Analysis of its Magnetic Core Circuit *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, v. 140, n. 4, p. 269-278, July 1993.
- [36] CHEN, X. A Three-phase Multi-legged Transformer Model in ATP Using the Directly-formed Inverse Inductance Matrix. *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, n. 3, p. 1554–1562, July 1996.
- [37] DOLINAR, D.; PIHLER, J. and GRCAR, B. Dynamic Model of a Three-phase Power Transformer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 4, p. 1811–1819, Oct. 1993.
- [38] LIN, C. E.; YEH, J. C.; HUANG, C. L. et al. Transient Model and Simulation in Three-phase Three-limb Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 2, p. 896–905, Apr. 1995.

- [39] ELLEUCH, M. and POLOUJADOFF, M. A Contribution to the Modeling of Three Phase Transformers Using Reluctances. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 32, n. 2, p. 335–343, Mar. 1996.
- [40] CHEN, X. and VENKATA, S. S. A Three-phase Three-winding Core-type Transformer Model for Low-Frequency Transient Studies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 3, p. 775–782, Apr. 1997.
- [41] HATZIANTONIU, C. G.; GALANOS, D. and MILIAS-ARGITIS, J. An Incremental Transformer Model for the Study of Harmonic Overvoltages in Weak AC/DC Systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 3, n. 3, p. 1111–1121, July 1988.
- [42] VAESSEN, P.T.M. Transformer Model for High Frequencies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 3, n. 4, p. 1761-1768, Oct. 1988.
- [43] MARTI, L.; MORCHED, A. and OTTEVANGERS, J. A High Frequency Transformer Model for the EMTP. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 3, p. 1615-1626, July 1993.
- [44] DARYANANI, G. *Principles of Active Network Synthesis and Design*. 1 ed., John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [45] GUSTAVSEN, B. and SEMLYEN, A. Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, p. 1052-1061, July 1999.
- [46] GUSTAVSEN, B. Application of Vector Fitting to High Frequency Transformer Modeling. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS – ISPT 2003 (Sept. 2003: New Orleans, United States). Nova Orleans, Estados Unidos, 2003, 9d-2. [www.ipst.org](http://www.ipst.org).
- [47] LIMA, A. C. S.; FERNANDES, A. B. and CARNEIRO JR., S. Rational approximation of frequency domain responses in the S and Z planes. In. IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 2005 (June 2005: San Francisco, United States). *Proceedings*. San Francisco, United States. p. 126-131.

- [48] KANASHIRO, A.G, PIANTINI, A and BURANI, G.F. Modelo de Transformador de Distribución Trifásico para Estudios de Máximos de Tensión (Peaks) Ocasionados por Descargas Atmosféricas. *Informacion tecnologica* 2004. [www.scielo-test.conicyt.cl](http://www.scielo-test.conicyt.cl).
- [49] ZANETTA JR, L. C.; PEREIRA, C. E. M. and 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 Paulo, 2002.
- [50] HASMAN, T. Reflection and Transmission of Traveling Waves on Power Transformers. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 4, p. 1684-1689, Oct. 1997.
- [51] MILLER, E. K. Smart Curve Fitting. *IEEE Potentials*, v. 21, n. 1, p. 20-23, Feb.-Mar. 2002.
- [52] SHEHU, E.; KONRAD, A. and MARTI, L. Optimization Algorithm for Transformer Admittance Curves. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 41, n. 10, p. 4039-4041, Oct. 2005.
- [53] NOCEDAL, J. and WRIGHT, S. J. *Numerical Optimization*. 1 ed., Springer, Nova York, 1999.
- [54] HERSZTERG, K. S. *Desenvolvimento de um modelo matemático para enrolamentos de transformadores: Uma Abordagem Analítica da Resposta em Freqüência*. Rio de Janeiro, 2004. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Coppe, Universidade Federal do Rio de Janeiro.
- [55] SHIBUYA, Y.; FUJITA, S. and TAMAKI, E. Analysis of Very Fast Transient Overvoltage in Transformer Winding. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, v. 144, n. 5, p. 461-468, Sept. 1997.
- [56] SHIBUYA, Y.; FUJITA, S. and TAMAKI, E. Analysis of very fast transient in transformer. *IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution*, v. 148, n. 5, p. 377-383, Sept. 2001.
- [57] DEGENEFF, R. C.; GUTIERREZ, M. R. and MCKENNY, P. J. A Method for Constructing Reduced Order Transformer Models for System Studies from

- Detailed Lumped Parameter Models. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE, 1991 (Sept. 1991: Dallas, United States). *Proceedings*. Dallas, Estados Unidos, 1991. p. 532-538.
- [58] DEGENEFF, R. C.; GUTIERREZ, M. R.; MCKENNY, P. J. et al. Linear, Lumped Parameter Transformer Model Reduction Technique. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 10, n. 2, p. 853-861, Apr. 1995.
- [59] SOYSAL, O. A. A Method for Wide Frequency Range Modeling of Power Transformers and Rotating Machines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 4, p. 1802-1810, Oct. 1993.
- [60] TORRES, A. L. O. *Diagnóstico de Transformadores de Potência Através da Análise da Resposta em Freqüência*. Florianópolis, 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [61] LEIBFRIED, T. and FESER, K. On Line Monitoring of Transformers by Means of the Transfer Function Method. In. CONFERENCE RECORD OF THE 1994 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ELECTRICAL INSULATION, 1994. (June. 1994 : Pittsburgh, United States). *Proceedings*. Pittsburgh, United States, 1994. p. 111-114.
- [62] FESER, K.; CHRISTIAN, J.; NEUMANN, C. et al. The Transfer Function Method for Detection of Winding Displacements on Power Transformers after Transport, Short Circuit or 30 Years of Service. CIGRE Paris, 2000.
- [63] TENBOHLEN, S. and RYDER, S. A. Making Frequency Response Analysis Measurements: A Comparison of the Swept Frequency and Low Voltage Impulse Methods. In. XIII INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON HIGH VOLTAGE ENGINEERING. (2003 : Rotterdam, Netherlands.). Rotterdam, Netherlands, 2003.
- [64] OPPENHEIM, J. W. and WILLSKY, A. *Signals and Systems*. 2. ed., N. J. Prentice Hall, 1996.
- [65] SILVEIRA, J.; RIGONI, M.; GARCIA, A. P et al. Medição de Correntes Elétricas Alternadas de Baixa Amplitude Utilizando Bobina de Rogowski. In. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – 7 CBMAG (7. : Ago. 2006 : Belo Horizonte). *Anais*. Belo Horizonte, 2006.

- [66] WANG, M.; VANDERMAAR, A. J. and SRIVASTAVA, K. D. Improved Detection of Power Transformer Winding Movement by Extending the FRA High Frequency Range. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 3, p. 1930-1938, July 2005.
- [67] SOYSAL, O. A. Protection of Arc Furnace Supply Systems from Switching Surges. In. IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING (Jan.-Feb. 1999: New York, United States). *Proceedings*. New York, United States, 1999. v. 2, p. 1092-1095.
- [68] ROSALES, J. A. and ALVARADO, F. L. Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems. *IEEE Transactions Power Apparatus and Systems*, v. PAS-101, n. 11, p. 4281-4288, Nov. 1982.
- [69] GRANDI, G.; KAZIMIERCZUK, M. K.; MASSARINI, A. et al. Model of Laminated Iron-core Inductors for High Frequencies. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 40, n. 4, p. 1839-1845, July. 2004.
- [70] PLEITE, J.; OLIAS, E.; BARRADO, A. et al. Frequency Response Modeling for Device Analysis. In. 28<sup>th</sup> ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY - IECON 02, IEEE 2002. (28. : Nov. 2002 : Seville, Spain). *Proceedings*. Seville, 2002. p. 1457-1462.
- [71] EMTP USER GROUP. *Electromagnetic Transient Program – EMTP – Theory Book*. Portland, Oregon, United States. July 1994.
- [72] ATP GROUP. *Alternative Transient Book – ATP – Rule Book*. CAUE- Comité Argentino de Usuarios del EMTP/ATP. Jan. 2002.
- [73] KONRAD, A. Eddy Currents and Modelling. *IEEE Transactions On Magnetics*, v. 21, n. 5, p. 1805-1810, Sept. 1985.
- [74] HOLMBERG, P. *Modelling the Transient Response of Windings, Laminated Steel Cores and Electromagnetic Power Devices by Means Lumped Circuits*. Uppsala – Sweden, 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculty of Science and Technology, Uppsala University.

- [75] DIXON JR., L. H. Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring. In. UNITRODE SEMINAR MANUAL SEM400, 1985. (SEM 400 : Texas, United States) *Anais*. Texas, 1985.
- [76] LOTFI, A. W.; GRADZKI, P. M. and LEE, F. C. Proximity Effects in Coils for High Frequency Power Applications. *IEEE Transactions On Magnetics*, v. 28, n. 5, p. 2169-2171, Sept. 1992.
- [77] WEINBERG, L. *New Synthesis Procedures for Realizing Transfer Functions of RLC and RC Networks*. Massachusetts, 1951. Thesis (Doctoral in Electrical Engineering) Massachusetts Institute Of Technology Research Laboratory Of Electronics.
- [78] DARYANANI, G. and RESH, J. Foster-Distributed-Lumped Network Synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, v. 16, n. 4, p. 429-434, Nov. 1969.
- [79] DARLINGTON, S. A History of Network Synthesis and Filter Theory for Circuits Composed of Resistors, Inductors, and Capacitors. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, v. 31, n. 1, p. 3-13, Jan. 1984.
- [80] SHIEH, E. and NAVARRO, J. M. Frequency-variation Method for System Identification. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, v. 21, n. 6, p. 754-763, Nov. 1974.
- [81] DE LEON, F. and SEMLYEN, A. Time Domain Modeling of Eddy Current Effects for Transformer Transients. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 8, n. 1, p. 271-280, Jan. 1993.
- [82] TARASIEWICZ, E. J.; MORCHED, A. S.; NARANG, A. et al. Frequency Dependent Eddy Current Models for Nonlinear Iron Cores. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 8, n. 2, p. 588-597, May 1993.
- [83] DA SILVA, J. R. *Modelagem Para Monitoramento Térmico de Transformadores em Operação e Avaliação do Envelhecimento em Função do Perfil de Carregamento*. Florianópolis, 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.

- [84] ADIELSON, T.; CARLSON, A.; MARGOLIS, H. B. et al. Resonant Overvoltages in EHV Transformers – Modeling and Application. *IEEE Transaction Power Apparatus Systems*, v. PAS-100, p. 3563-3572, July 1981.
- [85] BJERKAN, E. *High Frequency Modeling of Power Transformers – Stresses and Diagnostics*. Trondheim – Norway, 2005. Thesis (Doctoral in Electrical Engineering). Faculty of Information Technology Mathematics and Electrical Engineering – Norwegian University of Science and Technology.
- [86] DUERBAUM, T. and SAUERLAENDER, G. Energy Based Capacitance Model for Magnetic Devices. In. APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2001. APEC 2001. SIXTEENTH ANNUAL IEEE PUBLICATION. (16. : Apr 2001 : Anaheim, CA, United States) *Proceedings*. Anaheim, 2001. v. 1, p. 109-115.
- [87] PLEITE, J. PRIETO, R. ASENSI, R. et al. Obtaining a Frequency-dependent and Distributed-effects Model of Magnetic Components from Actual Measurements. *IEEE Transactions On Magnetics*, v. 35, n. 6, p. 2169-2171, Nov. 1999.
- [88] GOLDBERG, D. E.; *Genetics Algorithms in Search Optimization & Machine Learning*, The University of Alabama, Addison-Wesley, 1989.
- [89] HUANG, K.S.; KENT, W.; WU, Q.H. et al. Parameter Identification of an Induction Machine using Genetic Algorithms. In. IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON COMPUTER AIDED CONTROL SYSTEM DESIGN. (Aug. 1999 : Kohala Coast, HI, United States). *Proceedings*. Kohala Coast, 1999, p. 510-515.
- [90] ABDELHADI, B.; BENOUDJIT, A. and NAIT-SAID, N. Application of Genetic Algorithm With a Novel Adaptive Scheme for the Identification of Induction Machine Parameters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 20, n. 2, p. 284-291, June 2005.
- [91] RAINA, M. and TOLIYAT, H.A. Parameter Estimation of Induction Motors - a Review and Status. In. 27<sup>th</sup> ANNUAL CONFERENCE OF THE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY - IECON 01, IEEE 2001 (27. : Nov.-Dec. 2001 : Denver, United States). *Proceedings*. Denver, 2002. v. 2, p. 1327-1332.

- [92] PEREZ, R. E.; NIEWIEROWICZ, T. and LITTLEWOOD, E. C.; Synchronous Machine Parameters from Frequency-Response Finite-Element Simulations and Genetic Algorithms. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 16, n. 2, p. 198-203, June 2001.
- [93] SOUZA FILHO, E.B.; LIMA, A.M.N. and JACOBINA, C.B. Characterization of Induction Machines with a Genetic Algorithm. In. International Conference Electric Machines and Drives - IEMD 99, 1999. (May 1999 : Seattle, WA, United States). *Proceedings*. Seattle, 1999. p 446-448.
- [94] KRISTINSSON, K. and DUMONT, G. A. System Identification and Control Using Genetic Algorithms. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, v. 22, n. 5, p. 1033-1046, Sept.-Oct. 1992.
- [95] XU, S.; MITCHELL, S. D. and MIDDLETON, R. H. Partial Discharge Localization for a Transformer Based on Frequency Spectrum Analysis. Universidade de Queensland, Austrália [www.itee.uq.edu.au](http://www.itee.uq.edu.au).
- [96] Akbari, A.; Werle, P.; Borsi, H. e Gockenbach, E. High Frequency Transformer Model for computation of Sectional Winding Transfer Functions Used for Partial Discharge Localization. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 18, n. 5, p. 22-32, Sept.-Oct. 2002.
- [97] TANG, W.H.; SPURGEON, K.; Wu, Q.H. et al. Modelling equivalent thermal dynamics of power transformers using genetic algorithms. In. INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY - POWERCON 2002, 2002. *Proceedings*. v. 3, p. 1396-1400.
- [98] ABDUL WAHAB, M. S. A.; MUSIRIN, I.; RAHMAN, T. K. A. et al. Genetic Algorithm Based Optimal on Load Transformer Tap Setting for Loss Minimization in Power Transmission System. In. NATIONAL POWER AND ENERGY CONFERENCE - PECON 2004. *Proceedings*. Nov. 2004. p. 272-277.
- [99] HUI; L.; LI; H.; BEI; H. et al. Application Research Based on Improved Genetic Algorithm for Optimum Design of Power Transformers. In. FIFTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS - ICEMS 2001, 2001 (5. : Aug. 2001 : Shenyang, China). *Proceedings*. Shenyang, 2001. v. 1, p. 242-245.

- [100] ÁVILA, S. L. *Algoritmos Genéticos Aplicados na Otimização de Antenas Refletoras*. Florianópolis, 2002. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [101] ÁVILA, S. L. *Otimização Multiobjetivo e Análise de Sensibilidade Aplicadas na Concepção de Dispositivos Aplicação: Síntese de antenas Refletoras Embarcadas em Satélite*. Florianópolis, 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [102] DESMOND, A. J. and MOORE, J. *Darwin: a vida de um evolucionista atormentado*. 2 ed. Geração Editorial. São Paulo, 1995.
- [103] JANUÁRIO, M.; RIGONI, M.; BATISTELA, N. J. et al. Determinação dos Parâmetros de um Modelo de Transformador a partir da Resposta em Frequência. In. Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – 7 CBMAG (7. : Ago. 2006 : Belo Horizonte). *Anais*. Belo Horizonte, 2006.
- [104] POPOV, M.; VAN DER SLUIS, L. and PAAP, G. C. Investigation of the Circuit Breaker Reignition Overvoltages Caused by No-load Transformer Switching Surges. *European Transactions on Electrical Power*, v. 11, n. 6, p. 357-391, 2001.
- [105] PIANTINI, A. and MALAGODI, C. V. S. Modelling of Three-phase Distribution Transformers for Calculating Lightning Induced Voltages Transferred to the Secondary. In. V INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON LIGHTNING PROTECTION (5. : Maio 1999, São Paulo). *Anais*. São Paulo – SP, 1999.
- [106] BACHEGA, R. J. and MARTINEZ, M. L. B. Transformer Modeling for Transferred Voltages. In. Transmission & Distribution Conference & Exposition: Latin America - 2004 IEEE/PES (Nov. 2004). *Proceedings*. 2004. p. 355-359.