



**COPPE/UFRJ**

IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE UM CIRCUITO EQUIVALENTE DE  
TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Gisella Margarita Vizhñay Zambrano

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientadores: Antonio Carlos Ferreira  
Luiz Pereira Calôba

Rio de Janeiro  
Abril de 2009

IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE UM CIRCUITO EQUIVALENTE DE  
TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Gisella Margarita Vizhñay Zambrano

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO ALBERTO LUIZ  
COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE ENGENHARIA (COPPE) DA  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS  
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM  
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

---

Prof. Antonio Carlos Ferreira, Ph. D.

---

Prof. Luiz Pereira Calôba, Dr. Ing.

---

Prof. Sandoval Carneiro Junior, Ph. D.

---

Prof. Luiz Cera Zanetta Junior, D. Sc.

---

Prof. Nelson Francisco Favilla Ebecken, D. Sc.

---

Prof. Germano Lambert-Torres, Ph. D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

ABRIL DE 2009

Zambrano, Gisella Margarita Vizhñay

Identificação de parâmetros de um circuito equivalente de transformadores de potência/ Gisella Margarita Vizhñay Zambrano. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2009.

XIV, 144 p.: il.; 29,7 cm.

Orientadores: Antonio Carlos Ferreira

Luiz Pereira Calôba

Tese (doutorado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2009.

Referencias Bibliográficas: p. 142-144.

1. Transformador de Potência. 2. Resposta em Frequência. 3. Método do Gradiente Descendente. I. Ferreira, Antonio Carlos *et all.* II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

A tese é dedicada aos meus pais,  
Angela Emilia e José Alfredo;  
às minhas irmãs, Jacqueline, Rosa,  
María Elizabeth e Cecilia;  
e também é dedicada a Joselo López H.

## **Agradecimentos**

Meus agradecimentos ao Prof. Ph.D. Antonio Carlos Ferreira (COPPE/UFRJ) e ao Prof. Dr. Ing.. Luiz Pereira Calôba (COPPE/UFRJ), pelos seus conselhos, pela sua amizade e freqüentes orientações no desenvolvimento deste trabalho.

Ao D.Sc. Helvio Jailson Azevedo Martins pela orientação oferecida, pelos oportunos esclarecimentos de dúvidas, e freqüente interesse no desenvolvimento do presente trabalho.

A D.Sc. Enrique Ramon Chaparro Viveros, pela sua amizade, apoio e incentivos que foram fundamentais nos momentos difíceis do desenvolvimento deste trabalho.

Ao CNPQ e ao CEPTEL, pelo apoio financeiro com o qual tornou-se possível a finalização desta pesquisa.

Resumo da Tese apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Ciências (D.Sc.)

## IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS DE UM CIRCUITO EQUIVALENTE DE TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Gisella Margarita Vizhñay Zambrano

Abril/2009

Orientadores: Antonio Carlos Ferreira  
Luiz Pereira Calôba

Programa: Engenharia Elétrica

No presente trabalho são desenvolvidas duas metodologias através das quais se obtêm os parâmetros de um circuito equivalente que representa o comportamento do transformador em uma ampla faixa de frequências.

Foi implementado um algoritmo de identificação da curva de impedância, proveniente do Ensaio de Impedância Terminal do transformador de potência, baseado em Redes Neurais Artificiais Especializadas (*RNAE*). Os parâmetros do circuito equivalente são determinados através da Síntese de Circuitos a partir da curva estimada. A *RNAE* foi combinada com o Algoritmo Genético (*AG*) para otimizar os valores iniciais dos pesos das primeiras camadas, com a finalidade de aumentar a velocidade de convergência.

De forma a obter os valores ótimos do circuito equivalente diretamente da curva de impedância do transformador, foi desenvolvida uma segunda abordagem, baseada no método de otimização do Gradiente Descendente (*GD*). Nesta abordagem foram considerados três casos de otimização: a) com uma função objetivo, b) com duas funções objetivos e c) quatro funções objetivos. Cada uma das funções objetivos mencionadas correspondem ao erro quadrático médio da curva de impedância e ao erro quadrático médio da curva de relação de tensão, proveniente do Ensaio de Resposta em Frequência.

Para validar a identificação e síntese propostos, foram consideradas curvas de impedância e curvas de relação de tensão de um transformador real provenientes dos Ensaio de Impedância Terminal e de Resposta em Frequência.

Abstract of Thesis presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Science (D.Sc.).

PROPOSAL OF A METHOD FOR POWER TRANSFORMERS EQUIVALENT  
CIRCUIT PARAMETERS IDENTIFICATION.

Gisella Margarita Vizhñay Zambrano

April/2009

Advisors: Antonio Carlos Ferreira  
Luiz Pereira Calôba

Program: Electrical Engineering

This thesis presents two methodologies to identify the parameters of an equivalent circuit which represents the electric performance of the power transformer in a wide frequency range.

The first identification algorithm, based on the Specialized Artificial Neural Networks (*SANN*), approximates the impedance curve obtained by the Terminal Impedance Test applied on a certain power transformer. The parameters are determined from the estimated impedance curve using Circuit Synthesis Procedure. The *SANN* was combined with the Genetic Algorithm in order to optimize the initial values of the weights in the first layers for speeding up the convergence of the algorithm.

Another estimation technique, based on the optimization procedure of the Descendent Gradient (*DG*), is considered for defining the optimal values of the equivalent circuit parameters of the power transformer, directly from the impedance curve. In this approach, three optimization cases are implemented: a) with one objective function, b) with two objective functions and c) with four objective functions. Each one of those functions relates to the mean quadratic error of the impedance curve and the mean quadratic error of the voltage ratio curve, obtained from the Frequency Response Test.

The methodologies are validated against impedance and voltage ratio curves obtained from the Terminal Impedance and Frequency Response of a real transformer.

# ÍNDICE

<b>LISTA DE FIGURAS.....</b>	<b>XI</b>
<b>LISTA DE TABELAS.....</b>	<b>XIV</b>
<b>CAPÍTULO 1 .....</b>	<b>15</b>
<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
1.1    ASPECTOS GERAIS .....	15
1.2    REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	18
1.3    OBJETIVOS .....	22
1.4    ESTRUTURA DA TESE .....	23
<b>CAPÍTULO 2 .....</b>	<b>25</b>
<b>MODELO MATEMÁTICO ADOTADO.....</b>	<b>25</b>
2.1    INTRODUÇÃO. ....	25
2.2    FUNÇÃO IMPEDÂNCIA. ....	25
2.3    O MODELO DO TRANSFORMADOR A SER UTILIZADO. ....	26
2.3.1 <i>Topologia do Circuito para representar o Transformador</i> .....	27
2.3.2 <i>Quantidade de Parâmetros necessários para o Circuito Equivalente</i> .....	30
2.4    DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS EQUIVALENTES DO MODELO. ....	31
<b>CAPÍTULO 3 .....</b>	<b>35</b>
<b>PRIMEIRA METODOLOGIA DE IDENTIFICAÇÃO E SÍNTESE DO</b>	
<b>CIRCUITO.....</b>	<b>35</b>
3.1    INTRODUÇÃO. ....	35
3.2    MODELO BÁSICO DAS <i>RNA</i> . ....	36
3.2.1 <i>Funções de Ativação</i> .....	37
3.3    CARACTERÍSTICAS DAS <i>RNA</i> . ....	38
3.3.1 <i>Algoritmo de Aprendizado</i> .....	39
3.4 <i>RNA</i> DESENVOLVIDA PARA IDENTIFICAÇÃO .....	42
3.5    METODOLOGIA DA IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS. ....	43
3.6    INDIVÍDUO UTILIZADO NO PROCESSO DE IDENTIFICAÇÃO .....	46
3.7    METODOLOGIA DE <i>SÍNTESE DE CIRCUITOS</i> . ....	48
<b>CAPÍTULO 4 .....</b>	<b>53</b>
<b>PRIMEIRA METODOLOGIA – APLICAÇÃO E RESULTADOS</b>	
<b>EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>53</b>
4.1    INTRODUÇÃO. ....	53



4.2	PARÂMETROS DO <i>ALGORITMO GENÉTICO</i> .....	54
4.3	CASO 1: TRANSFORMADOR VIRTUAL .....	54
4.4	CASO 2: TRANSFORMADOR REAL – ENROLAMENTO DE ALTA TENSÃO. ....	66
4.5	CASO 3: TRANSFORMADOR REAL – BAIXA TENSÃO.....	72
4.6	CARACTERÍSTICAS DA PRIMEIRA METODOLOGIA.....	75
<b>CAPÍTULO 5.....</b>		<b>77</b>
<b>SEGUNDA METODOLOGIA DE IDENTIFICAÇÃO E SÍNTESE DO</b>		
<b>CIRCUITO.....</b>		<b>77</b>
5.1	INTRODUÇÃO. ....	77
5.2	MÉTODO DO GRADIENTE.....	78
5.3	METODOLOGIA DESENVOLVIDA PARA A OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS.....	80
5.3.1	<i>Uma função objetivo</i> .....	80
5.3.2	<i>Com duas funções objetivo</i> .....	84
5.3.3	<i>Com quatro funções objetivo</i> .....	86
5.4	CARACTERÍSTICAS DA SEGUNDA METODOLOGIA.....	98
<b>CAPÍTULO 6.....</b>		<b>100</b>
<b>SEGUNDA METODOLOGIA – APLICAÇÃO E RESULTADOS</b>		
<b>EXPERIMENTAIS. ....</b>		<b>100</b>
6.1	INTRODUÇÃO. ....	100
6.2	SÍNTESE BASEADO NO <i>GD</i> APLICADO NO <i>TRAFO</i> 1.....	101
6.2.1	<i>Estimação Usando Uma única Função Objetivo</i> .....	101
6.2.2	<i>Estimação Usando Duas Funções Objetivo</i> .....	105
6.2.3	<i>Estimação Usando Quatro Funções Objetivo</i> .....	109
6.2.4	<i>Comparação dos Métodos de Estimação Desenvolvidos</i> .....	115
6.3	RESULTADOS NUMÉRICOS OBTIDOS DO <i>TRAFO</i> 2. ....	116
6.3.1	<i>Estimação do TRAFO 2 – Desempenho Normal</i> .....	117
6.3.2	<i>Estimação do TRAFO 2 – Com Defeito</i> .....	121
6.3.3	<i>Estimação do TRAFO 2 - Reparado</i> .....	124
6.4	SUMÁRIO DAS ANÁLISES DOS RESULTADOS OBTIDOS.....	129
<b>CAPÍTULO 7.....</b>		<b>131</b>
<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....</b>		<b>131</b>
7.1	CONCLUSÕES. ....	131
7.2	TRABALHOS FUTUROS. ....	134
<b>ANEXO A.....</b>		<b>135</b>
A.1	INTRODUÇÃO. ....	135
A.1	MEDIÇÃO DA <i>IMPEDÂNCIA TERMINAL</i> . ....	136
A.1.1	CIRCUITOS DE MEDIÇÃO. ....	136
A.2	MEDIÇÃO USANDO TÉCNICAS DE <i>RESPOSTA EM FREQUÊNCIA</i> .....	138

A.2.1	CIRCUITOS DE MEDIÇÃO.....	139
<b>ANEXO B.....</b>		<b>141</b>
B.1	INTRODUÇÃO.....	141
B.2	CARACTERÍSTICA DA FUNÇÃO IMPEDÂNCIA PARA REDES RLC.....	141
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>		<b>142</b>

## Lista de Figuras

<b>Figura 2.1:</b> Módulo e fase da impedância do transformador.....	25
<b>Figura 2.2:</b> Representação de um circuito equivalente formado por múltiplos ramos paralelos.....	27
<b>Figura 2.3:</b> Modelo matemático do enrolamento através dos parâmetros distribuídos.....	28
<b>Figura 2.4:</b> Representação dos parâmetros concentrados do enrolamento do transformador.....	29
<b>Figura 2.5:</b> Modelo matemático do enrolamento através dos parâmetros concentrados.....	30
<b>Figura 2.6:</b> Modelo completo do transformador.....	30
<b>Figura 2.7:</b> Parte do modelo do transformador.....	32
<b>Figura 3.1:</b> Neurônio artificial simples.....	36
<b>Figura 3.2:</b> Função de ativação <i>Linear</i> .....	37
<b>Figura 3.3:</b> Função de ativação <i>arco tangente</i> .....	37
<b>Figura 3.4:</b> Função de ativação <i>quadrática</i> .....	38
<b>Figura 3.5:</b> Função de ativação <i>inversa</i> .....	38
<b>Figura 3.6:</b> Arquitetura da <i>RNA</i> especializada utilizada.....	42
<b>Figura 3.7:</b> Frequências ressonantes e anti-ressonantes a ser consideradas.....	47
<b>Figura 3.8:</b> Parte do modelo do transformador.....	49
<b>Figura 3.9:</b> Representação da impedância $Z_2(s)$ .....	50
<b>Figura 3.10:</b> Representação do circuito ressonante.....	51
<b>Figura 3.11:</b> Representação do núcleo do transformador.....	51
<b>Figura 4.1:</b> Módulo da impedância do <i>Trafo-Virtual</i> .....	55
<b>Figura 4.2:</b> Fase da impedância do <i>Trafo-Virtual</i> .....	55
<b>Figura 4.3:</b> Curva comparativa do módulo da impedância.....	56
<b>Figura 4.4:</b> Curva comparativa da fase da impedância.....	57
<b>Figura 4.5:</b> Erro relativo do módulo da impedância.....	57
<b>Figura 4.6:</b> Erro da fase da impedância.....	58
<b>Figura 4.7:</b> Circuito equivalente do <i>Trafo-Virtual</i> .....	61
<b>Figura 4.8:</b> Gráfico comparativo do módulo da impedância.....	62
<b>Figura 4.9:</b> Gráfico comparativo da fase da impedância.....	62
<b>Figura 4.10:</b> Gráfico comparativo do módulo da impedância.....	63
<b>Figura 4.11:</b> Gráfico comparativo da fase da impedância.....	64
<b>Figura 4.12:</b> Gráfico comparativo do erro no módulo da impedância.....	64
<b>Figura 4.13:</b> Gráfico comparativo do erro na fase da impedância.....	65
<b>Figura 4.14:</b> Módulo da impedância de um transformador de potência.....	66
<b>Figura 4.15:</b> Fase da impedância de um transformador de potência.....	67
<b>Figura 4.16:</b> Frequências ressonantes a considerar.....	68
<b>Figura 4.17:</b> Módulo da impedância.....	69
<b>Figura 4.18:</b> Fase da impedância.....	69
<b>Figura 4.19:</b> Erro do módulo da impedância.....	70
<b>Figura 4.20:</b> Erro da fase da impedância.....	70

<b>Figura 4.21:</b> Curva comparativa do módulo da impedância. Na caixa pequena, as frequências críticas no entorno de 10kHz. ....	72
<b>Figura 4.22:</b> Curva comparativa da fase da impedância. Na caixa pequena, as frequências críticas no entorno de 1kHz até 100kHz. ....	72
<b>Figura 4.23:</b> Módulo da impedância. ....	73
<b>Figura 4.24:</b> Fase da impedância. ....	73
<b>Figura 4.25:</b> Curva comparativa do módulo da impedância. ....	74
<b>Figura 4.26:</b> Curva comparativa da fase da impedância. ....	74
<b>Figura 5.1:</b> Contorno de um hiperplano resultante da avaliação de uma função. ....	79
<b>Figura 5.2:</b> Circuito equivalente que representa o transformador de Potência. O transformador a:1 representado no modelo é ideal. ....	87
<b>Figura 5.3:</b> Circuito de duas portas com aplicação de tensão no lado de alta. ....	88
<b>Figura 5.4:</b> Circuito considerado para reproduzir o ensaio de impedância no lado de alta tensão. ....	88
<b>Figura 5.5:</b> Circuito de duas portas com aplicação de tensão no lado de baixa. ....	90
<b>Figura 5.6:</b> Circuito considerado para reproduzir o ensaio de impedância no lado de baixa tensão. ....	91
<b>Figura 5.7:</b> Sub-circuito considerados. ....	92
<b>Figura 5.8:</b> Conexão em cascata de dois quadripolos. ....	95
<b>Figura 6.1:</b> Curva estimada vs medida do módulo de $Z_H(s)$ – Um Objetivo. ....	101
<b>Figura 6.2:</b> Curva estimada vs medida do ângulo de $Z_H(s)$ – Um Objetivo. ....	101
<b>Figura 6.3:</b> Curva estimada vs medida do módulo de $Z_X(s)$ – Um Objetivo. ....	103
<b>Figura 6.4:</b> Curva estimada vs medida do ângulo de $Z_X(s)$ – Um Objetivo. ....	103
<b>Figura 6.5:</b> Curva estimada vs medida do módulo de $Z_H(s)$ – Dois Objetivos. ....	105
<b>Figura 6.6:</b> Curva estimada vs medida do ângulo de $Z_H(s)$ – Dois Objetivos. ....	106
<b>Figura 6.7:</b> Curva estimada vs medida do módulo de $Z_X(s)$ – Dois Objetivos. ....	107
<b>Figura 6.8:</b> Curva estimada vs medida do ângulo de $Z_X(s)$ – Dois Objetivos. ....	108
<b>Figura 6.9:</b> Curva estimada vs medida do módulo de $Z_H(s)$ – Quatro Objetivos. ....	110
<b>Figura 6.10:</b> Curva estimada vs medida do módulo de $Z_X(s)$ – Quatro Objetivos. ....	110
<b>Figura 6.11:</b> Curva $V_X/V_H$ estimada vs medida (estimação simultânea de $Z_H$ ) – Quatro Objetivos. ....	111
<b>Figura 6.12:</b> Curva $V_{HX}(s)$ estimada vs medida – Quatro Objetivos. ....	112
<b>Figura 6.13:</b> Compara curvas estimada e medida do módulo da $Z_H(s)$ . ....	117
<b>Figura 6.14:</b> Compara curvas estimada e medida do módulo da $Z_X(s)$ . ....	118
<b>Figura 6.15:</b> Compara curvas estimada e medida de $V_{HX}(s)$ . ....	118
<b>Figura 6.16:</b> Compara curvas estimada e medida de $V_{XH}(s)$ . ....	118
<b>Figura 6.17:</b> Compara curvas estimada e medida do módulo da $Z_H(s)$ . ....	121
<b>Figura 6.18:</b> Compara curvas estimada e medida do módulo da $Z_X(s)$ . ....	121
<b>Figura 6.19:</b> Compara curvas estimada e medida de $V_{HX}(s)$ . ....	122
<b>Figura 6.20:</b> Compara curvas estimada e medida de $V_X/V_H$ . ....	122
<b>Figura 6.21:</b> Compara curvas estimada e medida do módulo da $Z$ , no lado de alta. ....	125
<b>Figura 6.22:</b> Compara curvas estimada e medida do módulo da $Z$ , no lado de baixa. ....	125
<b>Figura 6.23:</b> Compara curvas estimada e medida de $V_{HX}$ – Transformador Consertado. ....	126

<b>Figura 6.24:</b> Compara curvas estimada e medida de $V_{XH}$ – Transformador Consertado. ....	126
<b>Figura A.1:</b> Circuito de conexões para medição de impedância em função da frequência. ....	136
<b>Figura A.2:</b> Módulo e fase da impedância do transformador. ....	137
<b>Figura A.3:</b> Gráfico do ensaio de resposta em frequência em um transformador de potência. ....	138
<b>Figura A.4:</b> Circuito de conexões para medição da resposta em frequência. ....	139

## Lista de Tabelas

Tabela 4.1: Parâmetros do Algoritmo Genético .....	54
Tabela 4.2: Resultados comparativos dos parâmetros elétricos.....	63
Tabela 4.3: Parâmetros do circuito equivalente do transformador. ....	71
Tabela 6.1: Parâmetros do circuito equivalente, obtidos a partir de $Z_H(s)$ – Um Objetivo.....	102
Tabela 6.2: Parâmetros do circuito equivalente $Z_X(s)$ – Um Objetivo.....	104
Tabela 6.3: Parâmetros do circuito equivalente $Z_H(s)$ – Dois Objetivos.....	107
Tabela 6.4: Parâmetros do circuito equivalente $Z_X(s)$ – Dois Objetivos.....	109
Tabela 6.5: Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão $H$ – Quatro Objetivos.....	113
Tabela 6.6: Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão $X$ – Quatro Objetivos.....	114
Tabela 6.7: Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão $H$ – <i>TRAFO 2</i> .....	119
Tabela 6.8: Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão $X$ – <i>TRAFO 2</i> .....	120
Tabela 6.9: Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão $H$ – <i>TRAFO 2</i> (defeituoso).....	123
Tabela 6.10: Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão $X$ – <i>TRAFO 2</i> (defeituoso).....	124
Tabela 6.11: Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão $H$ – <i>TRAFO 2</i> (consertado).....	127
Tabela 6.12: Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão $X$ – <i>TRAFO 2</i> (consertado).....	128
Tabela A.1: Correspondência entre os enrolamentos delta(H)/estrela(X) .....	140

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Aspectos Gerais

O transformador de potência é um dos componentes fundamentais na confiabilidade operativa das subestações, pois são responsáveis pela variação do nível adequado de tensão e o correspondente fornecimento de energia elétrica, desde as fontes de geração (hidroelétrica, térmica, etc.) até os centros de consumo, através das linhas condutoras (linhas de transmissão) que conectam ambos os pontos.

Entretanto, devido ao aumento de interligações, os sistemas elétricos de potência ficam mais sensíveis às perturbações ocorridas em qualquer ponto do sistema; e, dessa forma, os transformadores são muito solicitados durante esses distúrbios, causando em alguns casos danos severos que provocam a retirada do serviço, diminuindo assim, a capacidade de transmissão de energia e, portanto, reduzindo a confiabilidade do correspondente sistema.

Dessa maneira, para que satisfaçam de forma ótima a sua função de regulação de tensão, para confiabilidade e estabilidade de tensão, bem como para responder de forma robusta aos diversos distúrbios que acontecem no sistema, os transformadores devem ser corretamente projetados e dimensionados.

Atualmente, com os rápidos avanços na computação e na tecnologia digital, os transformadores são projetados e dimensionados através da simulação nos microcomputadores, estabelecendo-se modelos matemáticos que simulam os comportamentos elétricos e eletromagnéticos em diversos cenários de operação dos mesmos. Inclusive, esses modelos são utilizados para monitoração e diagnóstico de faltas internas.

Portanto, visando um ótimo dimensionamento e melhor desempenho perante distúrbios, é necessário que o transformador seja matematicamente bem caracterizado para estudos de transitórios eletromagnéticos. Porém, atualmente, a maioria desses modelos matemáticos estão restritos a determinadas faixas de frequência e condições operativas. Grande parte dos modelos mais completos ou avançados de transformadores precisam de muitos detalhes construtivos que não são revelados pelo fabricante ou têm uma formulação matemática muito complexa.

Nos modelos de transformadores apresentados nos diferentes trabalhos de pesquisa, são poucos os comparados com medições reais. Estes modelos físicos, denominados completos, estão baseados em uma formulação matemática complicada, portanto algumas vezes alguns parâmetros são desprezados ou considerados ideais. Além disso, alguns parâmetros dependem do fabricante e no caso de não ser possível consegui-los, estes são estimados.

Os modelos que não levam em consideração as características físicas do equipamento apresentam restrições para as frequências em que podem ser utilizados. Geralmente a confiabilidade dos modelos existentes não ultrapassa a faixa de frequência dos kHz; ou seja, os modelos não são válidos para análise em altas frequências, portanto não representam o verdadeiro equipamento na planta.

Esta deficiência pode comprometer os resultados das simulações do ensaio de resposta em frequência onde a sinal de saída pode ser igual ao sinal de entrada a partir de uma determinada frequência, invalidando assim os resultados das simulações para análise de transitórios, já que estes dependem da resposta em frequência.

Com a descrição dada anteriormente, a possibilidade de determinar um único modelo matemático que simule o comportamento elétrico e eletromagnético, para uma ampla faixa de frequência considerando qualquer condição operativa do transformador, ainda é um tema de pesquisa atual. Além disso, o circuito equivalente associado ao modelo matemático do transformador deve estar relacionado a parâmetros reais e coerentes com aqueles existentes nos transformadores de potência reais.



Dessa maneira, existe a necessidade de pesquisar um modelo que melhor descreva o comportamento real do transformador em uma ampla faixa de frequência de tal forma que seja possível utilizar o modelo desenvolvido para monitoramento e diagnóstico de faltas inclusive. Portanto, a procura de um único modelo matemático válido para uma ampla faixa de frequência e condições operativas, torna-se o objetivo deste trabalho.

Existem duas formas principais de modelar o transformador de potência:

- a) *Modelagem tipo Caixa Preta ou “Black Box”*. Neste tipo de modelagem, o dispositivo é considerado um sistema desconhecido internamente, isto quer dizer que não se conhece a organização interna do mesmo. Para observar o seu comportamento entrada/saída são selecionadas propriedades observáveis do sistema. O conjunto de valores destas propriedades, em um dado instante de tempo, caracteriza o sistema; e, para aprofundar o conhecimento sobre o mesmo é elaborada uma representação matemática, ou modelo, do seu comportamento.
- b) *Modelagem Física*: Aqui, o equipamento não é desconhecido, significando que são conhecidas todas as suas partes, todas as suas conexões bem como as relações entre os mesmos. Portanto, é possível reproduzir algumas de suas características internas e externas através de uma equação ou sistema de equações algébricas, diferenciais lineares ou não lineares.

No caso de ser utilizada a modelagem física para estudar o equipamento, existem dois caminhos para representar os seus parâmetros:

- i) *Parâmetros Distribuídos*: A representação através de parâmetros distribuídos leva em consideração as dimensões e as características geométricas do equipamento, além disso, deve-se considerar também que os parâmetros mudam ao longo das dimensões espaciais.

Resulta assim um modelo mais preciso com a desvantagem de requerer altos recursos computacionais devido à manipulação de muita informação que na maioria das vezes não está facilmente disponível.

- ii) *Parâmetros Concentrados*: A representação feita através destes parâmetros não tem significado físico direto em termos de equivalência, o que implica em uma desvantagem do método. Porém, o uso deste modelo se justifica quando o objetivo é só modelar a tendência do comportamento do sistema. Além disso, os custos computacionais na determinação deste tipo de modelo são menores em comparação com aquele de parâmetros distribuídos.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

A importância na determinação de um modelo equivalente e consistente para simular o comportamento real dos transformadores de potência, visando diferentes estudos tem levado, durante um cento de anos [24], [22], [23] e [25], a diversos pesquisadores a propor diferentes circuitos elétricos equivalentes que representem o mais acurada e eficientemente possível o desempenho desses transformadores.

Então, existem diversas propostas que descrevem metodologias nos quais se representa matematicamente o desempenho dos transformadores de potência. Porém, no presente trabalho é apresentado, e descrito, alguns recentes com a finalidade de visualizar o estado da arte nos estudos feitos sobre modelagem matemático do desempenho de transformadores para diagnóstico e estudos de transitórios eletromagnéticos.

Nesse contexto, Vaessen em 1988 [1], considerou o transformador de potência como uma caixa preta, e utilizou parâmetros concentrados na representação desse modelo. Utilizou o *software EMTP (Electro-Magnetic Transient Program)* para representar o transformador de potência na simulação e análise de transitórios eletromagnéticos.

O autor fez a simulação do ensaio de impedância e de resposta em frequência, utilizando o modelo proposto, e os resultados obtidos foram comparados com as curvas provenientes do ensaio do transformador real. Como conclusão dessa comparação, os pontos da curva característica, obtida a partir dos parâmetros estimados, ficam bem próximos dos pontos da curva proveniente do ensaio real, na faixa dos MHz.

Outra importante referência, nessa década, corresponde a Keyhani, desenvolvido em 1989 [2], e em cujo trabalho também foi considerado ao transformador como uma caixa preta, e foi estimado o correspondente circuito equivalente através dos parâmetros concentrados. Na metodologia proposta, foram estimados primeiramente os parâmetros do modelo básico do transformador para as baixas frequências, as quais foram consideradas como ponto inicial para calcular as capacitâncias do transformador nas altas frequências, completando a estimação do circuito.

O referido autor comparou o modelo proposto em diferentes faixas de frequência e encontrou um bom desempenho do circuito equivalente, ou seja, as curvas características estimadas provenientes da simulação dos ensaios usando o modelo proposto são aproximadas às curvas características provenientes do ensaio.

Em 1992, Francisco de Leon [3] apresentou o cálculo dos parâmetros elementares do transformador através de técnicas avançadas de representação matemática baseada nas suas características construtivas. O autor comparou os resultados obtidos através da simulação computacional utilizando a Técnica dos Elementos Finitos, conseguindo aproximar, com bom desempenho, a admitância do transformador real unicamente na faixa dos MHz.

Em 1993, Morched [5] apresentou um modelo do transformador para simulações em alta frequência, utilizando o *EMTP*, baseado num circuito *RLC* de ramos paralelos cujos parâmetros foram ajustados de tal forma que as características desse circuito estivessem cada vez mais próximas às características do transformador no domínio da frequência. A função admitância do circuito *RLC* foi determinada a partir das características geométricas do transformador.

O modelo *RLC*, do referido trabalho, tem três tipos de ramos paralelos que são analisados separadamente: a) o comportamento indutivo para baixas frequências (ramos paralelos *RL*) o qual representa as perdas devidas às correntes no núcleo; b) o ramo *RLC* representa as capacitâncias entre condutores e entre o condutor e terra; e, c) nas altas frequências (ramo *RC*) se considera um comportamento capacitivo. O circuito equivalente de parâmetros concentrados de Morched consegue acompanhar o desempenho da admitância nas médias frequências.

Desde 1998 até o presente, Gustavsen [6], [7] e [8] vem trabalhando em um método genérico para o ajuste de funções no domínio da frequência através de funções polinomiais racionais, denominado de *Ajuste Vetorial (Vector Fitting)*.

Nesse método, o processo de ajuste é realizado em dois estágios, ambos com pólos estimados. O primeiro estágio faz uso de valores iniciais reais e/ou complexos para os pólos, distribuídos de forma linear ou logarítmica, em toda a faixa de frequência. Porém, estes pólos iniciais são escolhidos aleatoriamente, não considerando qualquer restrição da função, por exemplo, a proximidade com as frequências de ressonância. Portanto, uma função escalonamento é introduzida. Deste ajuste preliminar uma nova estimativa para os pólos é obtida e então utilizada no segundo estágio do ajuste, agora para a função objetivo, sem nenhum escalonamento. O erro absoluto é utilizado como função objetivo e o ajuste é feito através de um processo iterativo.

É necessário ressaltar que os pólos calculados através do processo de ajuste não necessariamente representam os pólos originais da função, pois não estão associadas às frequências nos pontos ressonantes e anti-ressonantes da função. Entretanto, o ajuste vetorial consegue simular, com boa aproximação, o comportamento da função em uma ampla faixa de frequência.

A técnica de ajuste vetorial é muito utilizada na síntese de funções racionais, para estudos de transitórios eletromagnéticos que envolvem surtos de frente rápida e muito rápida. No entanto, para os demais tipos de transitórios não é possível garantir que a função estimada possua um comportamento adequado à função original.

Para estudos de diagnósticos ou prognósticos não é recomendado utilizar o método de ajuste vetorial, já que o mesmo não estima uma função que represente fisicamente o equipamento, ou um determinado sistema, através dos seus pólos e zeros.

Em 2000, Syed Islam utilizou a técnica de Resposta em Frequência como ferramenta de diagnóstico de defeitos visando relacionar a mudança dos valores nos parâmetros do transformador como estimativa de ocorrência de defeitos [11].

No trabalho de Islam foi sugerido ainda que o transformador fosse modelado como uma linha de transmissão para baixas e médias frequências, considerando-se desprezíveis as capacitâncias série. Porém, nas altas frequências o autor ressalta que o transformador precisa ser modelado com detalhes, ou seja, todos os seus parâmetros devem estar incluídos.

Dessa forma, a modelagem do transformador foi baseada nas curvas características do Ensaio de Resposta em Frequência visando o diagnóstico de defeitos internos, considerando uma topologia de linha de transmissão para a representação do circuito equivalente do transformador, de tal forma a ser utilizado para simulação de transitórios eletromagnéticos.

Em 2002, Jorge Pleite descreveu uma outra maneira de modelar o transformador baseado no modelo clássico, onde é considerado separadamente o efeito do núcleo ferromagnético e o efeito do enrolamento, [12] e [13].

O autor, baseado em alguns estudos, sugeriu quatro topologias básicas de sub-circuitos, os quais poderiam ajudar a formar o espectro de frequências desejado, onde cada sub-circuito contém a indutância  $L$  e a capacitância  $C$  que armazenam a energia na forma de campo magnético e elétrico, respectivamente, e também contém a resistência  $R$  que representa as perdas de potência. Dessa maneira, cada sub-circuito, contendo aqueles elementos básicos descritos e adequadamente organizados, representam bem os efeitos eletromagnéticos no interior do transformador.

Então, cada sub-circuito passará a representar uma seção do espectro de frequência. Assim que o circuito completo esteja determinado e tendo conhecimento da sua função admitância, o autor conseguiu calcular os parâmetros respectivos. Este cálculo é feito em cada sub-circuito através de um processo iterativo.

Com a metodologia descrita acima, Pleite afirma que os valores associados aos parâmetros do modelo ficam cada vez mais exatos ao longo das iterações. No final do processo iterativo, com os parâmetros calculados, é possível obter a curva de impedância do transformador que resulta ser muito próximo à sua curva de impedância medida

Mais recentemente, Karina Herszterg, em 2005, modela o transformador através de parâmetros distribuídos para uma ampla faixa de frequências, onde cada parâmetro tem dependência ou função com respeito à geometria e características dos materiais em função da frequência [9]. A representação corresponde a uma fase do transformador utilizando o ensaio de resposta em frequência, devido a que seu objetivo é analisar as diferentes curvas obtidas através do ensaio para estabelecer regras, ou procedimentos, que ajudariam para o diagnóstico dos transformadores.

É necessário ressaltar que os resultados apresentados correspondem unicamente a simulações computacionais nas quais foram consideradas como critério principal as semelhanças dos resultados da simulação com aqueles obtidos na realidade.

Em alguns dos trabalhos, descritos acima, a identificação dos parâmetros do transformador é restrita a determinadas faixas de frequência; porém, em outros artigos o transformador é associado a modelos matemáticos complexos baseados nas suas características geométricas, sem ter sucesso na obtenção de um modelo simples que satisfaça duas características desejáveis: simplicidade do modelo e precisão na descrição do comportamento dinâmico através da representação matemática.

### **1.3 Objetivos**

Os objetivos que nortearam o presente trabalho, considerando os diferentes aspectos anteriormente descritos para modelagem do transformador e os trabalhos já desenvolvidos e citados na bibliografia da área, são os seguintes:

- Realizar a identificação, através da utilização de técnicas inteligentes, da função de transferência em ordem reduzida do transformador de potência, de tal forma a descrever matematicamente o seu comportamento transitório.
- Determinação do circuito equivalente a partir da função de transferência estimada, de tal forma que o circuito deduzido descreva a curva característica do transformador de potência em estudo e represente de forma mais fidedigna o comportamento elétrico do transformador numa ampla faixa de frequência.

- Desenvolver uma metodologia de síntese de circuito que forneça um circuito equivalente que represente o transformador de potência em estudo, tanto no seu lado de alta, quanto no seu lado de baixa tensão; e, além disso, através desse circuito equivalente, determinar simultaneamente as curvas características de Impedância e de Resposta em Frequência do transformador.

## 1.4 Estrutura da Tese

A seguir será descrita de forma sucinta como está organizada a tese:

**CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO.** Neste capítulo é apresentada uma introdução da importância do transformador bem como um breve histórico sobre os trabalhos de pesquisa desenvolvidos onde são utilizados diferentes modelos matemáticos para estudos de transitórios eletromagnéticos e a utilização da função de transferência como ferramenta de diagnóstico de defeitos.

**CAPÍTULO 2: MODELO MATEMÁTICO UTILIZADO NA MODELAGEM DO TRANSFORMADOR.** Neste capítulo será definida a função de transferência que descreve a curva característica de Impedância do transformador, será apresentado o circuito equivalente considerado para descrever o comportamento elétrico do transformador, e a forma como os parâmetros desse circuito estão relacionados com a função de transferência estimada.

**CAPÍTULO 3: METODOLOGIA DE IDENTIFICAÇÃO E SÍNTESE DE CIRCUITOS.** Uma metodologia de identificação, baseada na utilização combinada de Algoritmos Genéticos e Redes Neurais Artificiais Especialistas, para estimar a curva de impedância do transformador, será abordada neste capítulo, bem como a metodologia de Síntese de Circuitos, que permite calcular os seus parâmetros a partir da função impedância estimada.

CAPÍTULO 4: PRIMEIRA METODOLOGIA – APLICAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS. Este capítulo foi dividido em três seções principais; na primeira seção, foi utilizado um transformador não real (hipotético) para teste, o qual apresenta uma curva de impedância similar a um transformador real. Já nas duas últimas seções, foi utilizado um autotransformador real cuja curva característica é ajustada, e a partir dela é derivado o circuito equivalente que descreve o comportamento elétrico do transformador. Também, em cada um desses estudos são comparadas as curvas estimadas com a curva de impedância medida no transformador para fins de validação.

CAPÍTULO 5: DETERMINAÇÃO E OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS CONCENTRADOS. Uma segunda metodologia será descrita, neste capítulo, onde inicialmente serão estimados, de forma analítica, os parâmetros do circuito proposto para depois otimizá-los através de uma técnica baseada no Gradiente Descendente. Cada uma das etapas do processo de otimização, correspondente à mencionada metodologia analítica, será descrita neste Capítulo.

CAPÍTULO 6: SEGUNDA METODOLOGIA – APLICAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS. Este capítulo foi dividido em três seções: a primeira seção apresenta os testes feitos quando se utiliza o módulo da curva de impedância do transformador para o ajuste dos parâmetros elétricos; e na segunda seção são utilizados simultaneamente o módulo e a fase da curva de impedância para ajuste dos parâmetros elétricos do transformador; a terceira seção corresponde a um ajuste completo dos parâmetros, já que se consideram todos os ensaios feitos no autotransformador, completando, dessa maneira, o ciclo de validação.

CAPÍTULO 7: CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS. Primeiramente são apresentadas as conclusões do presente trabalho, as metodologias propostas e resultados obtidos e em seguida são apresentadas algumas propostas que poderão ser realizadas como continuidade do presente trabalho.



## Capítulo 2

### Modelo Matemático Adotado

#### 2.1 Introdução.

Este capítulo descreve a obtenção dos parâmetros de um circuito equivalente do transformador a partir da curva obtida através do Ensaio de Impedância Terminal. A curva de Impedância Terminal proveniente do mencionado ensaio é composta por dois gráficos correspondentes ao módulo da impedância e a curva associada à fase da impedância, conforme mostra a Figura 2.1. Cada componente pertencente a esses gráficos foi determinado variando a frequência da fonte numa determinada faixa pré-estabelecida.

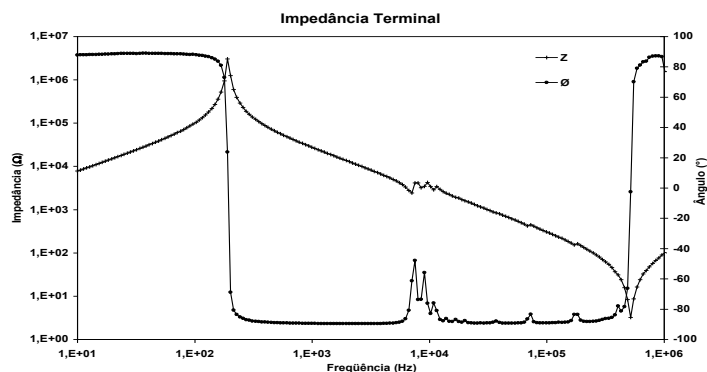


Figura 2.1: Módulo e fase da impedância do transformador.

#### 2.2 Função Impedância.

A curva de impedância, apresentada na Figura 2.1, corresponde a uma função que relaciona a tensão de entrada com a corrente de entrada, no enrolamento primário do transformador, quando o enrolamento secundário está em circuito aberto. A função impedância de porta (de entrada)  $Z(s)$  pode ser definida matematicamente da seguinte maneira:

$$Z(s) = \left. \frac{V_{in}(s)}{I_{in}(s)} \right|_{I_{out}=0} \quad (2.1)$$

A função impedância, descrita na equação (2.1), é representada utilizando a Transformada de Laplace, através de uma relação de polinômios em  $s$  com coeficientes reais, onde o símbolo  $s$  representa qualquer valor de frequência mas pertencente à faixa de frequência utilizada no ensaio, e matematicamente é expressa como  $s = j \cdot \omega = j \cdot 2\pi f$ . Isto ocorre devido ao fato da função impedância ser representada pela solução de equações algébricas relativas aos nós que envolvem resistências,  $R$ , indutâncias,  $L$ , e capacitâncias,  $C$ . Assim, a forma da função impedância apresenta a seguinte forma:

$$H(s) = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_0 s^0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \dots + b_0 s^0} \quad (2.2)$$

Onde todos os coeficientes  $a_i$  e  $b_i$  são reais e não negativos. Quando o polinômio do numerador e do denominador são fatorados, obtém-se a seguinte expressão:

$$H(s) = \frac{a_n (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_n)}{b_m (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_m)} \quad (2.3)$$

Na expressão (2.3), as raízes do polinômio numerador,  $z_1, z_2, \dots, z_n$  são chamadas de zeros de  $H(s)$ , e as raízes do polinômio denominador,  $p_1, p_2, \dots, p_m$  são chamadas de pólos de  $H(s)$ . A partir desta relação,  $H(s)$ , o módulo e o ângulo da função de transferência para um dado valor de frequência ( $s = j \cdot \omega$ ), pertencente à faixa, podem ser determinados.

Os pólos e zeros complexos da função de transferência (2.3) sempre aparecem em pares complexo conjugados; portanto, as funções de transferência  $H(s)$ , ou  $Z(s)$ , podem ser re-escritas da seguinte forma:

$$Z(s) = \frac{\prod_i (s + a_i) \prod_k (s^2 + c_k s + d_k)}{\prod_{ii} (s + a_{ii}) \prod_{kk} (s^2 + c_{kk} s + d_{kk})} \quad (2.4)$$

### 2.3 O modelo do transformador a ser utilizado.

A obtenção de um circuito equivalente que represente o mais detalhadamente possível o comportamento elétrico do transformador em uma ampla faixa de frequência possui dois aspectos fundamentais: a) associar uma adequada topologia de circuito para representar o transformador, e b) definir a quantidade de parâmetros característicos que sejam necessários para representar eficientemente o transformador em uma ampla faixa de frequência.

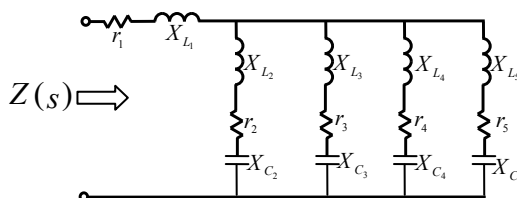
### 2.3.1 Topologia do Circuito para representar o Transformador

No processo de obtenção do circuito equivalente que represente o comportamento elétrico do transformador de potência em uma ampla faixa de frequências, é necessário determinar primeiramente qual a topologia adequada desse circuito.

Neste sentido, a curva de impedância medida nos terminais do transformador, proveniente do Ensaio de Impedância Terminal, pode ser utilizada como referência na estimação da função de transferência da impedância do transformador, através de uma dada metodologia de identificação. A função de transferência assim estimada pode ser representada, por frações parciais:

$$Z(s) = \frac{r_i}{s - p_i} + \dots + \frac{r_N}{s - p_N} + G \quad (2.5)$$

onde  $r_i$  e  $p_i$  são os resíduos e os pólos respectivamente, e  $G$  é um termo equivalente a uma impedância série. Através da equação (2.5) é possível determinar um circuito elétrico formado por ramais paralelos o mesmo que é conhecido por forma de Foster (modificada), conforme descrito na Figura 2.2.

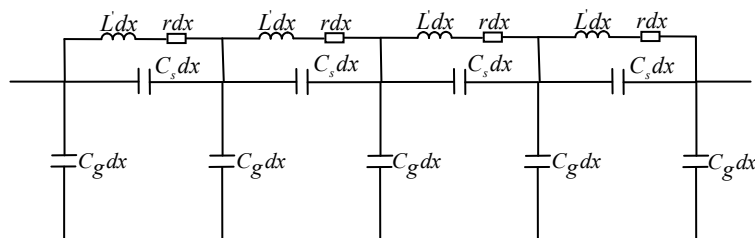


**Figura 2.2:** Representação de um circuito equivalente formado por múltiplos ramais paralelos.

O circuito equivalente da Figura 2.2 corresponde a uma solução puramente elétrica para circuito equivalente do transformador, sem precisar de considerações físicas para estabelecer alguma topologia.

Outro procedimento considera um circuito equivalente associado à modelagem física do transformador, através do qual se determinam os valores numéricos de cada parâmetro distribuído desse circuito. Esta segunda alternativa pode exigir a estimação de maior número de parâmetros quando comparada com aquela formada por ramais paralelos.

Porém, esta topologia foi sugerida pelos projetistas para representar o enrolamento do transformador, e é similar ao circuito equivalente que representa as linhas de transmissão e corresponde a uma forma de Cauer (modificada), conforme se ilustra na Figura 2.3.



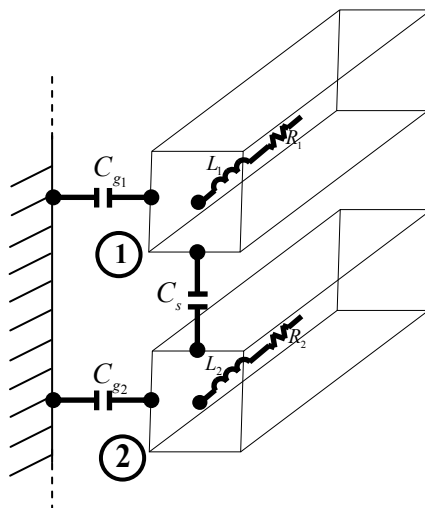
**Figura 2.3:** Modelo matemático do enrolamento através dos parâmetros distribuídos.

A proposta dessa topologia foi inicialmente mencionada na literatura por L. F. Blume em 1938 [20], e estudada em 1987 por K. Karsai [19] como o circuito equivalente que melhor descreve as características elétricas do enrolamento do transformador.

O circuito equivalente, apresentado na Figura 2.3, está baseado na modelagem física do enrolamento do transformador e esquematizado através de seus parâmetros distribuídos, onde  $L$  corresponde à indutância de uma bobina,  $r$  corresponde à resistência de uma bobina,  $C_s$  corresponde à capacitância entre duas bobinas adjacentes,  $C_g$  corresponde à capacitância entre a bobina e as partes aterradas do transformador, e  $dx$  corresponde à variação de cada um dos parâmetros com a distância.

É importante ressaltar que este modelo físico do enrolamento não representa as indutâncias mútuas entre as bobinas do enrolamento [9] e [10].

No presente trabalho, o modelo utilizado corresponde àquele, descrito na Figura 2.3, com a seguinte diferença: os parâmetros distribuídos serão substituídos por parâmetros concentrados, isto quer dizer que, cada parâmetro do circuito equivalente não corresponderá mais a uma única bobina e sim a um conjunto de bobinas, ou seja, o valor numérico associado a cada parâmetro corresponderá ao valor total que teria o conjunto de bobinas representado nesse parâmetro, como esquematizado na Figura 2.4.



**Figura 2.4:** Representação dos parâmetros concentrados do enrolamento do transformador.

Na Figura 2.4, cada uma das barras 1 e 2 correspondem a um conjunto de bobinas do enrolamento, as quais formam uma seção, ou bloco ressonante<sup>1</sup> no transformador. Dessa maneira, esses blocos oscilam no valor da frequência que constitui a raiz dessa equação, conforme descrito através da seguinte expressão matemática:

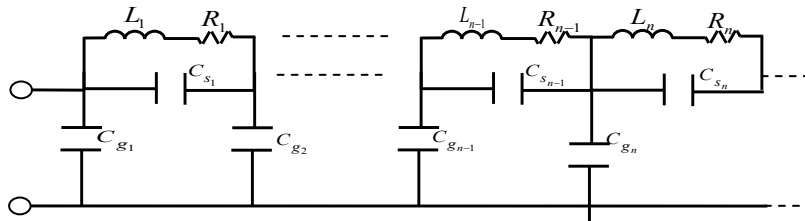
$$Z(s) = K \frac{(\tau_a + s)(\tau_a + \tau_b s + s^2) \cdots}{(\tau_{a_1} + \tau_{b_1} s + s^2) \cdots} \quad (2.6)$$

Na equação (2.6), o polinômio de segundo grau que se encontra no numerador e no denominador forma um bloco ressonante. Assim cada bloco ressonante descreve um circuito *RLC* tal como se mostra na Figura 2.4. Então, as raízes dessa equação determinam as frequências de ressonância do correspondente bloco.

Observando a Figura 2.4,  $C_s$  representa a capacitância entre os discos, bobinas ou camadas do enrolamento;  $C_{g1}$  e  $C_{g2}$  representam as capacitâncias entre cada conjunto de bobinas do enrolamento do transformador e as suas partes aterradas (núcleo e tanque);  $L_1$ ,  $L_2$  representam as indutâncias próprias do conjunto de bobinas; e,  $R_1$ ,  $R_2$  representam as perdas do cobre de cada conjunto de bobinas.

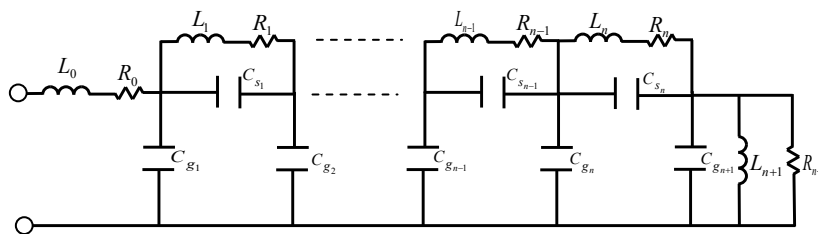
<sup>1</sup> Denomina-se bloco ressonante ao conjunto formado por uma capacitância série e paralela, resistência e indutância que resulta em uma equação de segundo grau, cujas raízes estão associadas aos pólos ou zeros da função impedância. Esses pólos, ou zeros, oscilam para a frequência da raiz dessa equação.

Os parâmetros ilustrados na Figura 2.4 correspondem a parâmetros distribuídos ao longo dos enrolamentos do transformador. Porém, no presente trabalho, os parâmetros do circuito equivalente do transformador estarão representados através de seus valores concentrados, baseado na modelagem física do equipamento, conforme é apresentada na Figura 2.5.



**Figura 2.5:** Modelo matemático do enrolamento através dos parâmetros concentrados.

A Figura 2.6 apresenta o modelo completo do transformador de potência a partir da porta de entrada, sendo o núcleo caracterizado através de parâmetros lineares, tais como: a resistência que representa as perdas no núcleo  $R_{n+1}$ , a indutância que representa a magnetização do núcleo  $L_{n+1}$ , e a capacitância que representa o isolamento entre as lâminas de aço do núcleo  $C_{g_{n+1}}$ . Representam-se também as conexões entre o enrolamento e a bucha através dos seus parâmetros indutivo  $L_0$ , e resistivo  $R_0$ .



**Figura 2.6:** Modelo completo do transformador.

### 2.3.2 Quantidade de Parâmetros necessários para o Circuito Equivalente

Definida a topologia adotada para o circuito equivalente que representa o comportamento elétrico do transformador, em uma ampla faixa de frequência, e estabelecido que os parâmetros que conformarão o referido circuito serão todos de tipo concentrado, faltará determinar a quantidade de parâmetros necessários para montar o mencionado circuito equivalente.

Assim, nas Figuras 2.5 e 2.6, o conjunto de parâmetros  $L_i$ ,  $R_i$ ,  $Cs_i$  e  $Cg_i$  formam o denominado bloco ressonante, pois esses parâmetros formam um circuito  $RLC$  ressonante, onde  $i \in \{1,2,3\dots n\}$  sendo  $n$  o número de blocos ressonantes do enrolamento do transformador.

Como já foi mencionado anteriormente, cada bloco ressonante proven da equação de segundo grau que resulta da função de transferência estimada, obtida da identificação da curva de impedância do transformador. A referida função de transferência possui um polinômio numerador de ordem igual a  $2 \times (n+1) + 1$ , e um polinômio denominador de ordem igual a  $2 \times (n+1)$ .

Portanto, o número de parâmetros necessários para montar o circuito equivalente do transformador estará ligado à ordem do polinômio numerador, e denominador, da função de transferência, que resulte da identificação da curva de impedância.

## 2.4 Determinação dos parâmetros equivalentes do modelo.

A metodologia adotada de Síntese de Circuitos está relacionada com a construção, ou identificação, do circuito equivalente que represente da melhor forma possível o comportamento elétrico do transformador. O procedimento de sínteses tem como objetivo a determinação dos valores numéricos de cada um dos parâmetros do *bloco ressonante* da função de transferência estimada, descrita anteriormente.

O processo de síntese, implementado no presente trabalho, começa a partir da equação (2.7), que é a função de transferência da impedância  $Z(s)$  associada à topologia do circuito equivalente mostrado na Figura 2.6.

$$Z(s) = K \frac{(1 + \tau_n s) \prod_{i=1}^{n+1} (1 + \tau_{i_1} s + \tau_{i_2} s^2)}{\prod_{k=1}^{n+1} (1 + \tau_{k_1} s + \tau_{k_2} s^2)} \quad (2.7)$$

A expressão matemática (2.7) pode ser representada depois expandida em frações parciais, resultando na equação:

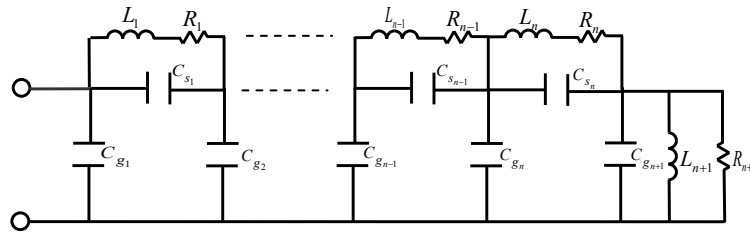
$$Z(s) = \frac{r_1}{(s + p_1)} + \dots + \frac{r_{2 \cdot (n+1)}}{(s + p_{2 \cdot (n+1)})} + k_1 s + k_2 \quad (2.8)$$

onde, os  $r_i$  são os resíduos da função,  $p_i$  são os pólos da função e  $k_1, k_2$  são os termos residuais da função. No modelo, esses termos residuais, representam a indutância  $L_0$  e a resistência  $R_0$ , respectivamente.

Extraindo a impedância  $Z_0(s)$ , formada pelos parâmetros  $L_0$  e  $R_0$ , da equação (2.7) se deduz a seguinte expressão matemática:

$$\left. \begin{aligned} Z_1(s) &= Z(s) - Z_0(s) = Z(s) - L_0 \cdot s - R_0 \\ Z_1(s) &= K_1 \frac{\prod_{h=1}^l (1 + \tau_h s) \prod_{i=1}^n (1 + \tau_i s + \tau_{i_2} s^2)}{\prod_{k=1}^{n+1} (1 + \tau_{k_1} s + \tau_{k_2} s^2)} \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

A equação (2.9) esta associada ao circuito equivalente mostrado na Figura 2.6, sem o ramo serie, resultando no circuito mostrado a seguir:



**Figura 2.7:** Parte do modelo do transformador.

O passo seguinte corresponde a calcular o valor total da resistência e da indutância, bem como o valor total da reatância capacitiva, sendo estes associados à função impedância  $Z_1(s)$ . Esses valores representam os limites numéricos para cada um dos parâmetros correspondentes durante o processo de síntese.

Quando o circuito da Figura 2.7 atua nas baixas frequências, os ramos que contem reatâncias capacitivas atuam como se estivessem em circuito aberto. Dessa forma,  $Z_1(s)$  para as baixas frequências é expressa matematicamente da seguinte maneira:

$$Z_1(s = j\omega \approx 0) = (R_1 + \dots + R_n) + j \times \omega \times (L_1 + \dots + L_{n+1}) \quad (2.10)$$

onde, pode-se definir:

$$\begin{aligned} R_{enrol} &= (R_1 + \dots + R_n) \quad \text{e} \\ L_{total} &\cong (L_1 + \dots + L_{n+1}) \end{aligned} \quad (2.11)$$



Na expressão (2.11),  $R_{enrol}$  representa a resistência total do enrolamento e  $L_{total}$  representa à indutância total.

Porém, nas altas frequências as reatâncias indutivas do circuito da Figura 2.7 tendem para infinito ( $L \cdot \omega|_{\omega \rightarrow \infty}$ ), ou seja, se comportam como um circuito aberto. Por essa razão se observa um circuito eminentemente capacitivo, cuja impedância total é representada da seguinte maneira:

$$Z_1(s = j\omega \approx \infty) = -j \left( \frac{1}{\omega \times \left( \left( (C_{g_{n+1}} // C_{s_n}) + C_{g_n} \right) // \dots // (C_{s_1}) \right) + C_{g_1}} \right) \quad (2.12)$$

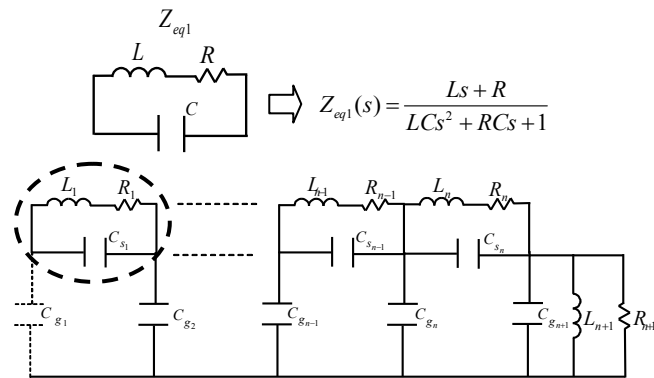
Define-se  $C_{total}$  a capacitância total:

$$C_{total} = \left( \left( (C_{g_{n+1}} // C_{s_n}) + C_{g_n} \right) // \dots // (C_{s_1}) \right) + C_{g_1} \quad (2.13)$$

Considerando os limites numéricos calculados anteriormente, a capacitância  $C_{g1}$  pode ser adotada. Com essa capacitância são estimados os parâmetros:  $R_1$ ,  $L_1$ ,  $C_{s1}$  do primeiro bloco ressonante. O processo de estimação desses parâmetros é do tipo iterativo e finaliza quando a impedância associada ao bloco ressonante considerado diminui efetivamente a ordem da impedância  $Z_1(s)$ , resultando em uma outra impedância  $Z_2(s)$  obtida segundo a expressão matemática seguinte:

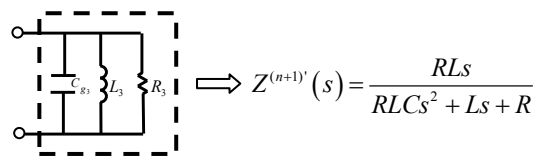
$$\left. \begin{aligned} Z'(s) &= \frac{1}{\frac{1}{Z_1(s)} - Y_{C_{g1}}(s)} \\ Z_2(s) &= Z'(s) - Z_{eq1}(s) \end{aligned} \right\} \quad (2.14)$$

A impedância  $Z_{eq1}(s)$ , na expressão matemática (2.14), está associada ao circuito equivalente mostrado na Figura 2.8:



**Figura 2.8:** Bloco ressonante no circuito equivalente do transformador.

Da mesma forma, são determinados os parâmetros pertencentes aos outros blocos ressonantes, considerando o processo iterativo anterior. Os parâmetros pertencentes ao último conjunto são determinados a partir da seguinte expressão matemática:



**Figura 2.9:** Último circuito equivalente a ser determinado.

Uma descrição mais detalhada sobre o processo de Síntese de Circuitos desenvolvida no presente trabalho será dada no Capítulo 3, onde será descrito o cálculo dos limites numéricos dos parâmetros correspondentes bem como os critérios considerados na estimação do circuito equivalente do transformador.

## Capítulo 3

# Primeira Metodologia de Identificação e Síntese do Circuito.

### 3.1 Introdução.

Neste capítulo será descrita a metodologia de identificação da função de transferência da curva característica do transformador proveniente do Ensaio de Impedância Terminal. O processo de identificação fornece como resultado uma função de transferência, cujo numerador e denominador são polinômios de grau  $2\cdot(n+1)+1$  e  $2\cdot(n+1)$ , respectivamente, onde  $n$  representa o número de blocos ressonantes necessários para a montagem do circuito equivalente. A metodologia de identificação dos parâmetros está baseada nas Redes Neurais Artificiais e utiliza o Algoritmo Genético para encontrar os valores ótimos para os pesos da primeira camada.

A identificação do circuito equivalente de um transformador de potência, a partir dos dados da curva de impedância proveniente do Ensaio de Impedância Terminal em uma determinada faixa de frequências, consiste primeiramente na determinação de uma função de transferência. Essa função de transferência pode ser expressa como um quociente entre funções polinomiais e estima a curva de impedância obtida do ensaio mencionado. O Ensaio de Impedância Terminal é descrito com mais detalhes no Apêndice A.

A identificação da função impedância que reproduz a curva característica do transformador (curva de impedância) pode ser determinada através de técnicas de identificação tradicionais, sendo a mais utilizada aquela correspondente à Técnica dos Mínimos Quadrados [1] e [2].

Porém, no presente trabalho adaptou-se para a identificação dessa curva característica uma metodologia baseada nas Redes Neurais Artificiais (RNA), a qual foi aplicada com sucesso na identificação de parâmetros de máquinas síncronas [17].

Dessa maneira, antes da descrição completa da metodologia de identificação proposta, serão descritos primeiramente, na seguinte subseção, as características das RNA e como elas trabalham no processo de estimação de parâmetros.

### 3.2 Modelo Básico das RNA.

O modelo de neurônio proposto por McCulloch e Pitts [15], que foi a primeira RNA implementada, é uma simplificação do neurônio biológico. No modelo matemático dessa RNA existem  $n$  terminais de entrada  $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ , e apenas uma terminal de saída, como é representado na Figura 3.1.

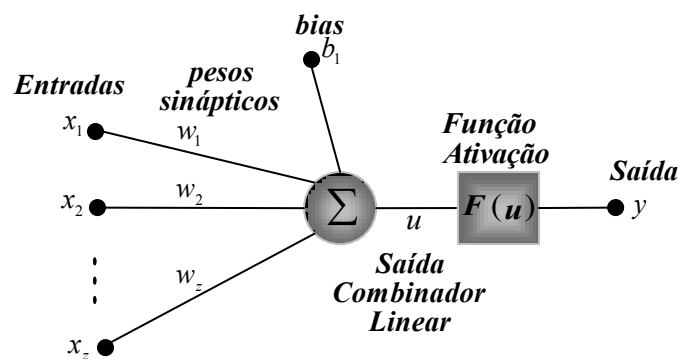


Figura 3.1: Neurônio artificial simples.

O modelo do neurônio, apresentado na Figura 3.1, pode ser descrito através das seguintes expressões matemáticas:

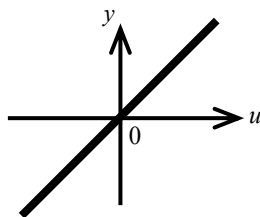
$$u_i = \sum_{j=1}^z w_{ij} \cdot x_j + b_i \quad (3.1)$$

$$y_i = F(u_i) \quad (3.2)$$

No modelo de neurônio artificial apresentado, a saída  $y_i$  do neurônio é obtida através da aplicação de uma Função de Ativação,  $F(\cdot)$ . A Função de Ativação fornece um determinado valor numérico  $y_i$  para uma determinada excitação interna  $u_i$ .

### 3.2.1 Funções de Ativação

A partir do modelo do neurônio artificial simples foram desenvolvidos vários outros modelos que permitem qualquer saída, não necessariamente saídas binárias,  $\{1, 0\}$ , através da utilização de diferentes Funções de Ativação. As Figuras 3.2, 3.3, 3.4, e 3.5 apresentam as quatro funções de ativação utilizadas no presente trabalho: a função linear, a função arco-tangente, a função quadrática, e, a função inversa, respectivamente:

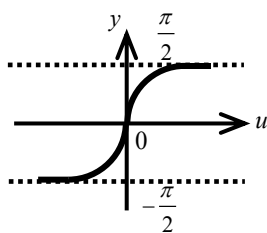


**Figura 3.2:** Função de ativação *Linear*.

A função de ativação linear mostrada na Figura 3.2 tem a seguinte expressão matemática:

$$y_i = ku_i \quad (3.3)$$

A função de ativação arco-tangente mostrada na Figura 3.3.

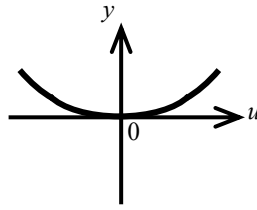


**Figura 3.3:** Função de ativação *arco tangente*.

A Função de Ativação da Figura 3.3 é representada através da seguinte expressão matemática:

$$y_i = \text{arctg}(u_i) \quad (3.4)$$

A função de ativação quadrática é mostrada na Figura 3.4.

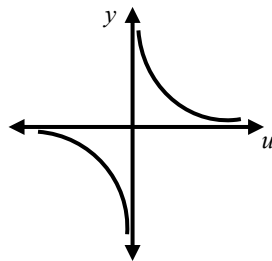


**Figura 3.4:** Função de ativação *quadrática*.

A representação matemática da Figura 3.4 é a seguinte:

$$y_i = u_i^2 \quad (3.5)$$

A função inversa, utilizada também no presente trabalho, é mostrado na Figura 3.5 e a sua correspondente expressão matemática é descrita na equação (3.6):



**Figura 3.5:** Função de ativação *inversa*.

$$y_i = \frac{1}{u_i} \quad (3.6)$$

Todas as funções de ativação descritas nesta seção foram utilizadas para desenvolver o algoritmo de identificação da curva de impedância do transformador de potência sob estudo.

### 3.3 Características das *RNA*.

Uma *RNA* é um processador distribuído paralelo desenvolvido para analisar grandes volumes de dados (memória) e torná-los disponíveis para o seu uso através de técnicas artificiais de aprendizado. Em particular, a semelhança que a *RNA* apresenta em relação ao cérebro humano pode ser associada através das seguintes considerações [14]:

1. Tipo de neurônio.
2. Forma de propagação.
3. O conhecimento é adquirido através de um processo de aprendizado;

4. O conhecimento é armazenado nas conexões (sinapses) existentes entre os elementos da rede, representadas através de pesos.

A topologia de uma determinada *RNA* varia bastante devido à vasta quantidade de estruturas em utilização; entretanto, alguns elementos básicos estão sempre presentes em todos esses modelos, e a caracterização particular de cada um deles é que define a classe ou o tipo da rede a ser utilizada. Os elementos básicos e as características que estão sempre presentes nas *RNA* são os seguintes:

- As funções de ativação presentes nas unidades de processamento da rede;
- A topologia da rede, ou a forma como as unidades de processamento (neurônios) estão conectadas;
- O tipo de algoritmo utilizado para treinar a rede, bem como a estratégia de aprendizado utilizado (ou seja, se é supervisionado, ou não, etc.).

Os aspectos descritos são os que definem o tipo de *RNA* a ser utilizado em um determinado processo de identificação ou estimação. Além disso, o conjunto de dados a ser utilizado para o treinamento também é parte das características que definem o tipo de *RNA* a ser aplicado ao problema sob análise.

No presente trabalho, e conforme descrito nos capítulos anteriores, já foram definidas as características da função de transferência que modela a curva de impedância do transformador. Além disso, já se sabe qual a topologia do circuito que melhor representa o transformador de potência. Então, por essas razões, o tipo de *RNA* a ser utilizado no presente trabalho apresenta uma estrutura de conexão dos seus neurônios que segue exatamente a forma da função impedância a ser estimada, e portanto a *RNA* simula o modelo fenomenológico da função objetivo a identificar. Denominamos esse tipo de *RNA* como *RNA Especializada (RNAE)*.

### 3.3.1 Algoritmo de Aprendizado

O algoritmo de aprendizado utilizado para treinamento da rede, corresponde ao algoritmo *Levenberg-Marquardt BackPropagation* [16]. Este algoritmo é uma variante do algoritmo de retropropagação tradicional (*BackPropagation*) que permite acelerar o tempo de treinamento, sendo por essa razão um dos mais utilizados.

O algoritmo de retropropagação é um algoritmo supervisionado que utiliza pares entrada e saída dos sinais desejados para ajustar os pesos da rede, através de um mecanismo de correção de erro. O treinamento ocorre em duas etapas. Em cada etapa o sinal percorre a rede em um único sentido. Estas duas etapas são chamadas de propagação e retropropagação, respectivamente.

Na etapa de propagação, a *RNA* define o valor numérico da saída (ou das saídas), e o sentido do fluxo é para frente. Na etapa de retropropagação utiliza-se o erro na saída, ou as saídas, para atualizar os pesos com os sinais de entrada, e o sentido do fluxo é para trás.

A etapa de propagação envolve os seguintes passos:

1. A entrada  $x_{ij} \rightarrow x_{1j}$  ativa à primeira camada da rede (camada  $C_0$ ) gerando uma saída  $y_0$  que serve de entrada para a camada seguinte;
2. Para as camadas seguintes,  $C_i$  ( $i > 0$ ), a partir da camada de entrada, são calculados os sinais de saída  $y_i$ . Estes sinais servem de entrada para os nós da camada  $C_{i+1}$ ;
3. As saídas  $\tilde{y}$  produzidas pelo nó, ou nós, da última camada, são comparadas com as saídas desejadas  $y^{ref}$  (saída de referência).

Na etapa de retropropagação, o sinal de erro calculado entre o sinal de saída e um valor de referência (sinal desejada) é realimentado de forma linearizada em cada sinapse (ou parâmetro) da rede, na entrada da *RNA*. No caso em que a função objetivo a ser minimizada é o erro médio quadrático na saída, o erro realimentado é dado por:

$$\delta_i = \sum_{j=1}^{\ell} \frac{d\tilde{y}_j}{dp_i} \varepsilon_j \quad (3.7)$$

$$\varepsilon_j = y_j^{ref} - \tilde{y}_j \quad (3.8)$$

onde  $p_i$  é o parâmetro (ou sinapse) correspondente,  $\delta_i$  é o erro de realimentação,  $\ell$  é o número de saídas da rede,  $\tilde{y}_j$  refere-se à  $j$ -ésima saída da rede e  $y_j^{ref}$  é o valor desejado para esta saída.



Em uma terceira etapa, os parâmetros são atualizados através da seguinte expressão matemática:

$$\Delta p_i = -\alpha \delta_i \quad (3.9)$$

onde  $\alpha$  é chamado passo de treinamento, é um valor positivo e pequeno.

No processo conhecido como *regra delta* os parâmetros são atualizados após a aplicação de cada par de sinais entrada – saída. No processo de *batelada*, que apresenta maior estabilidade, a atualização é realizada no final após a aplicação de todos os pares entrada – saída e usando o valor médio do acréscimo  $\Delta p_i$  para cada  $i$ -ésimo par.

As etapas do algoritmo de *retropropagação* são resumidas a seguir:

1. Os pesos da rede são inicializados;
2. Repete-se o processo de aprendizado até seja atingido um critério de parada. O processo de aprendizado é feito de a maneira apresentada a seguir para cada parâmetro a ser treinado:
  - a) É calculado o sinal de saída da rede através da etapa de *propagação*;
  - b) São comparadas as saídas produzidas  $\tilde{y}$  com as saídas desejadas  $y^{ref}$ , e são calculados os acréscimos  $\Delta p_i$ .
  - c) Finalmente, o parâmetro correspondente  $p_i$  é atualizado.

Existem vários critérios de parada para a determinação do momento onde o treinamento deve ser encerrado. Os critérios de parada comumente utilizados são:

1. Encerrar o treinamento após  $X$  ciclos;
2. Encerrar o treinamento após o erro quadrático médio ficar abaixo de uma constante  $\alpha$ ;
3. Encerrar o treinamento quando o erro de validação começa a aumentar;

O método de *Levenberg-Marquardt* é um processo bem mais complexo, de segunda ordem, que foi tornado popular pelo toolbox do *Matlab*. Devido à sua complexidade seus detalhes não serão descritos aqui, onde pretende-se fazer apenas uma sucinta introdução às redes neurais.

### 3.4 RNA desenvolvida para Identificação

As duas equações que a RNA deve ajustar, correspondem ao módulo da função de transferência da impedância,  $|Z(s=j\omega)|$ , e o ângulo (ou fase),  $\angle Z(j\omega)$ , correspondente. Em vez do módulo da função de transferência utilizaremos o quadrado do seu valor, para facilitar manipulações computacionais conforme descrito na equação (3.10). A expressão matemática do ângulo da função impedância é apresentada na equação (3.11).

$$|Z(j\omega)|^2 = K^2 \frac{\prod_{h=1}^n (1 + \tau_h^2 s^2) \prod_{i=1}^n \left( (1 + \tau_{i_2} s^2)^2 + \tau_{i_1}^2 s^2 \right)}{\prod_{k=1}^{m=n+1} \left( (1 + \tau_{k_2} s^2)^2 + \tau_{k_1}^2 s^2 \right)} \Bigg|_{s=j\omega} \quad (3.10)$$

$$\angle Z(j\omega) = \text{tg}^{-1}(\tau_h s) + \sum_{i=1}^n \text{tg}^{-1} \left( \frac{\tau_{i_1} s}{1 + \tau_{i_2} s^2} \right) - \sum_{k=1}^{m=n+1} \text{tg}^{-1} \left( \frac{\tau_{k_1} s}{1 + \tau_{k_2} s^2} \right) \Bigg|_{s=j\omega} \quad (3.11)$$

Na Figura 3.6, se mostra como os neurônios artificiais, da RNAE implementada no presente trabalho, estão ligados entre si para representar as duas funções de transferência expressas nas equações (3.10) e (3.11) descritas acima.

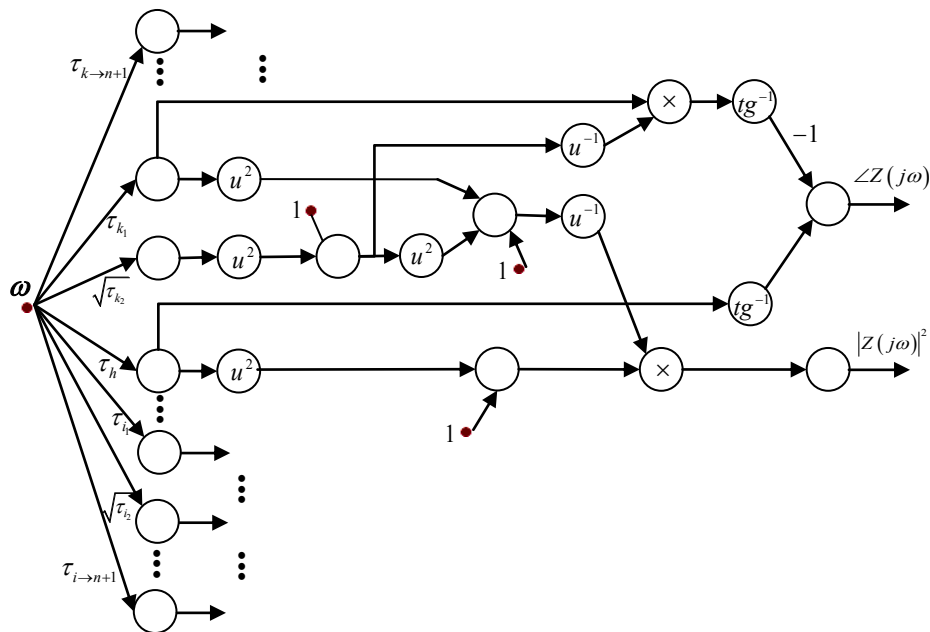


Figura 3.6: Arquitetura da RNA especializada utilizada.

Assim, na Figura 3.6, os neurônios estão conectados segundo o modelo fenomenológico, representando as equações do módulo e da fase da função impedância do transformador.

Os neurônios da primeira e última camada possuem funções de ativação lineares, e os neurônios das camadas intermediárias têm funções de ativação não lineares. Os neurônios utilizados na montagem desta RNAE utilizam as funções de ativação descritas anteriormente.

### 3.5 Metodologia da Identificação de Parâmetros.

Uma descrição da função de transferência que represente a melhor estimativa da curva de impedância do transformador já foi dada no capítulo anterior. Nesta seção, porém, será detalhada a metodologia desenvolvida no presente trabalho para definir essa função de transferência. A metodologia de Identificação de Parâmetros, onde se define a função de transferência mencionada, foi desenvolvida utilizando-se a biblioteca de Redes Neurais do *MatLab*<sup>®</sup>.

Como indica a Figura 3.6, a entrada da RNAE corresponde a uma determinada frequência,  $\omega_i$ , pertencente à faixa de análise, utilizada também no Ensaio de Impedância Terminal executado sobre um determinado transformador real ( $i \in \{1, 2, \dots, N\} \mid N$ , tamanho da faixa de frequência). Assim, para cada frequência de entrada,  $\omega_i$ , são calculados o módulo  $|Z_i(j\omega)|$  e a fase  $\angle\{Z_i(j\omega)\}$  ( $\angle\{Z_{ei}(j\omega)\} = \theta_{ei}$ ) da função impedância,  $Z(s)$ , do transformador.

Através da varredura completa da faixa de frequência pré-estabelecida, são determinados o módulo e a fase da função impedância a partir da qual é possível obter a curva de impedância estimada. Dessa maneira, a curva de impedância estimada é comparada com a curva real proveniente do ensaio, para cálculo do erro relativo quadrático médio. O erro relativo quadrático médio é calculado em cada iteração do processo de identificação.

As iterações do processo de identificação se repetem até que o valor do erro relativo quadrático médio total seja menor do que uma tolerância pré-estabelecida. Embora seja utilizado o erro relativo quadrático médio como um critério de parada, pode ser utilizado algum outro critério de finalização adicional.

O erro relativo quadrático médio da curva, é calculado através da soma dos erros relativos quadráticos correspondentes à estimação do módulo e a fase, divididos por duas vezes o tamanho da faixa de frequência do ensaio. A utilização de um erro relativo é um mecanismo atenuante para o erro correspondente ao módulo e à fase. A seguir, apresenta-se a expressão matemática do erro relativo quadrático:

$$erro_z = \frac{\sum_{i=1}^N \left| \frac{z_{mi} - z_{ei}}{z_{mi}} \right|^2 + \sum_{i=1}^N \left| \frac{\theta_{mi} - \theta_{ei}}{\theta_{mi}} \right|^2}{2 \cdot N} \quad (3.12)$$

onde  $erro_z$  corresponde ao valor do erro relativo quadrático médio total;  $z_{mi}$  e  $\theta_{mi}$  são, respectivamente, o módulo e a fase da curva de impedância medida para a frequência  $\omega_i$ ; e,  $z_{ei}$  e  $\theta_{ei}$  são, respectivamente, os valores estimados do módulo e da fase da curva de impedância, e  $N$  é o número de termos em cada somatório.

Assim, a *RNAE* desenvolvida calcula os parâmetros  $\tau$  da função impedância  $Z(s)$  expressa na equação (2.11) e que correspondem aos pesos da primeira camada da rede.

A inicialização dos pesos de todas as camadas da *RNAE* é igual à unidade, a exceção dos pesos da primeira camada que são inicializados através dos *AG*. Deve-se tomar cuidado na inicialização dos pesos da primeira camada porque existe a possibilidade de parada nos mínimos locais, pois os picos das funções de ativação têm crescimento monotônico.

É importante destacar que esses valores iniciais não devem ser muito discrepantes em relação aos valores esperados, isto é, é necessário um bom ponto de partida para a rede. Para isto *AGs* são utilizados para fornecer valores ótimos aos pesos iniciais nas sinapses da *RNAE*, fornecendo assim melhores estimativas dos parâmetros  $\tau$  da função impedância  $Z(s)$ . A seguir, é apresentado o pseudocódigo da metodologia completa de identificação proposta:

1. O *AG* sorteia randomicamente a primeira população que tem um determinado número de indivíduos.

Cada *indivíduo* corresponde a um conjunto de pesos iniciais com os quais a *RNA* inicia o processo de identificação de parâmetros. Os parâmetros, de cada *indivíduo* na população inicial, são gerados entre limites pré-estabelecidos.

Sobre cada indivíduo, fornecido pelo *AG*, é aplicado a *RNAE* descrita para a identificação dos parâmetros da função impedância. Ou seja, cada indivíduo representa um conjunto de condições iniciais para os pesos das primeiras camadas na topologia da *RNAE* desenvolvida. Dessa forma, os passos do processo de identificação são descritos a seguir:

- 1.1 Cada *indivíduo* corresponde a um vetor cujas componentes são os pesos iniciais da primeira camada da *RNAE*, iniciando-se assim o processo de identificação de parâmetros. Então, são utilizadas como entrada cada frequência  $\omega_i$ , pertencente à faixa, para obter como saídas: a fase  $\theta_{ei}$  e o módulo  $|Z_{ei}(s)|$  (valores estimados).
  - 1.2 Uma vez feita a varredura de toda a faixa de frequência  $i=1,2,\dots$ , calcula-se o erro relativo quadrático médio total,  $erro_z$ , através da expressão matemática indicada na equação (3.12).
  - 1.3 Neste estágio o  $erro_z$  calculado é comparado com um valor  $\alpha$  correspondente a uma tolerância pré-estabelecida. Se o  $erro_z$  é menor ou igual  $\alpha$ , o processo de identificação termina. Mas, se o  $erro_z$  é maior que a tolerância, o algoritmo passa a utilizar a *Regra Delta* [14] para estimar os novos pesos da *RNA*, os quais são utilizados para repetir o processo de estimação começando com os parâmetros já atualizados.
2. A *Função de Aptidão*, ou *Fitness*, que o *AG* busca maximizar, corresponde ao inverso da soma do erro relativo quadrático do módulo somado ao erro relativo quadrático da fase, conforme se mostra na equação (3.13).

Uma vez determinada a *função de aptidão* para cada indivíduo da população, passa-se a aplicar o operador de *Seleção* para escolher de forma probabilística, os melhores indivíduos para a seguinte geração.

$$\mathbf{Aptidão} = \left( \sum_{i=1}^{mw} (|z_{mi} - z_{ei}| / z_{mi}) + \sum_{n=1}^{mw} (|\theta_{mi} - \theta_{ei}| / \theta_{mi}) \right)^{-1} \quad (3.13)$$

3. Sobre os *indivíduos* selecionados são aplicados os operadores genéticos de *Cruzamento* e *Mutação*, através dos quais serão obtidos novos *indivíduos* que conduzirão a população à solução ótima global.

4. O processo de otimização do *AG* continua até que seja atingido algum critério de parada. Caso ainda não seja atingido nenhum critério de parada, retorna-se ao passo 1. Neste processo de ajuste, o critério de parada para o *AG* foi o máximo número de gerações.

Dessa maneira, o *AG* otimiza os valores iniciais dos pesos com os quais a *RNAE* obtém as melhores estimativas para a fase e o módulo da função impedância,  $Z(s)$ , fornecendo uma heurística adicional que resulta em adaptatividade e robustez ao processo de identificação proposto.

### 3.6 Indivíduo utilizado no processo de Identificação

Como foi descrito na Seção 3.4, na equação (3.10) e (3.11), os parâmetros a serem identificados, ou determinados, correspondem às constantes de tempo  $\tau$  presentes no numerador e denominador. Porém, a expressão mais adequada para a função de transferência do transformador corresponde à seguinte expressão matemática para o módulo e para o ângulo da função impedância,  $Z(s)$ :

$$|Z(s)|^2 = K_0 \frac{|\omega_0 + s|^2 \cdot \prod_{i=1}^n |\omega_{z_i}^2 + 2 \cdot \zeta_{z_i} \cdot \omega_{z_i} \cdot s + s^2|^2}{\prod_{j=1}^{m=n+1} |\omega_{u_j}^2 + 2 \cdot \zeta_{u_j} \cdot \omega_{u_j} \cdot s + s^2|^2} \Bigg|_{s=j\omega} \quad (3.14)$$

$$\angle Z(s) = \text{tg}^{-1} \left( \frac{s}{\omega_0} \right) + \sum_{i=1}^n \text{tg}^{-1} \left( \frac{2 \cdot \zeta_{z_i} \cdot \omega_{z_i} \cdot s}{\omega_{z_i}^2 + s^2} \right) - \sum_{j=1}^{m=n+1} \text{tg}^{-1} \left( \frac{2 \cdot \zeta_{u_j} \cdot \omega_{u_j} \cdot s}{\omega_{u_j}^2 + s^2} \right) \Bigg|_{s=j\omega} \quad (3.15)$$

As expressões matemáticas (3.14) e (3.15) derivam das equações (3.10) e (3.11), respectivamente, e elas já foram mencionadas no Capítulo 2. Nelas, os parâmetros  $\tau_{i1}$  e  $\tau_{i2}$ , onde  $i \in \{1, 2, \dots, n\} \mid n$ , refere-se ao número de anti-ressonâncias (ou zeros) consideradas. Porém, os parâmetros  $\tau_{k1}$  e  $\tau_{k2}$  correspondem às ressonâncias, tal que  $k \in \{1, 2, \dots, m\} \mid m$ , refere-se ao número de ressonâncias (ou pólos) consideradas. As expressões  $m = n + 1$  significam que o polinômio denominador possui uma ordem maior que o polinômio numerador.

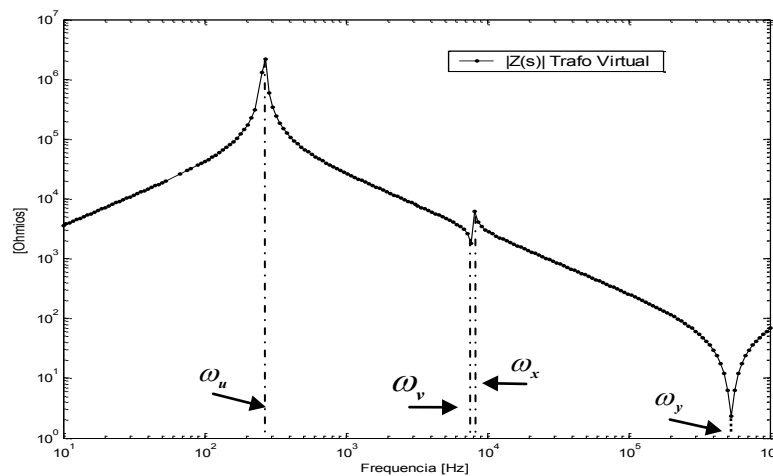
Cada um desses parâmetros pode ser expresso como uma função da sua frequência de anti-ressonância ou ressonância correspondente. Sendo assim,  $\tau_{i2} = (1/\omega_{z_i})^2$  e  $\tau_{k2} = (1/\omega_{u_j})^2$ , onde  $\omega_{z_i}$  e  $\omega_{u_j}$  correspondem à frequência associada ao zero  $i$  e à frequência relacionada ao pólo  $k$ .

Além disso, cada um dos coeficientes  $\tau_{i1}$  e  $\tau_{k1}$  podem ser relacionados com o amortecimento correspondente, ou seja,  $\tau_{i1} = (2 \cdot \zeta_{z_i}) / \omega_{z_i}$  e  $\tau_{k1} = (2 \cdot \zeta_{u_j}) / \omega_{u_j}$ . Os parâmetros aqui descritos, são derivados diretamente das equações (3.10) e (3.11), de tal forma que relacionam as equações (3.14) e (3.15) com as expressões matemáticas originais.

Então, o indivíduo que o *AG* manipula é um vetor cujas componentes são as frequências de ressonância e anti-ressonância, e também os módulos de ressonância e anti-ressonância correspondentes. Um esquema desse indivíduo é apresentado a seguir:

$$\text{indivíduo}_t = [\omega_{u_1} | \dots | \omega_{u_m} | a_{u_1} | \dots | a_{u_m} | \omega_{z_1} | \dots | \omega_{z_n} | a_{z_1} | \dots | a_{z_n}] \quad (3.16)$$

Na equação (3.16),  $a_{u_j} = 2 \cdot \zeta_{u_j} \cdot \omega_{u_j}$  e  $a_{z_i} = 2 \cdot \zeta_{z_i} \cdot \omega_{z_i}$ , e são denominados os módulos de ressonância e anti-ressonância, respectivamente.



**Figura 3.7:** Frequências ressonantes e anti-ressonantes a ser consideradas.

Portanto, para cada um dos parâmetros já descritos, é possível definir um intervalo de tal forma que o *AG*, através dos seus operadores genéticos, gerem novos valores. Esse intervalo está limitado por um valor de frequência mínima e máxima, determinada ao redor da frequência de ressonância em análise.

Para exemplificar a definição do intervalo de  $\omega_i$ , será utilizado o mesmo ponto ressonante  $u$ :

$$\omega_{u-1} < \omega_u < \omega_{u+1} \quad (3.17)$$

onde,  $\omega_{u-1} < \omega_{u+1}$  estão associados aos valores numéricos menores e maiores, respectivamente, comparados com o valor numérico da frequência de ressonância correspondente,  $\omega_u$ . As frequências  $\omega_{u-1}$  e  $\omega_{u+1}$  correspondem às frequências imediatamente próximas à frequência de ressonância em estudo,  $\omega_u$ .

No caso do parâmetro correspondente à amplitude da ressonância ( $2\zeta_i\omega_i$ ), os limites não têm uma regra direta, assim, utiliza-se um conjunto de correspondência de acordo com a frequência em que ocorre a ressonância ou anti-ressonância sob análise, como se apresenta a seguir:

$$2\zeta_i\omega_i = \begin{cases} [10,1 \cdot 10^3) & \text{se } \omega_0 \leq 9,99 \cdot 10^3 \\ [1 \cdot 10^3, 1 \cdot 10^4) & \text{se } 1 \cdot 10^4 < \omega_0 \leq 9,99 \cdot 10^4 \\ [1 \cdot 10^4, 1 \cdot 10^5) & \text{se } 1 \cdot 10^5 < \omega_0 \leq 9,99 \cdot 10^5 \\ [1 \cdot 10^5, 1 \cdot 10^6) & \text{se } 1 \cdot 10^6 < \omega_0 < 9,99 \cdot 10^6 \end{cases} \quad (3.18)$$

### 3.7 Metodologia de *Síntese de Circuitos*.

A seguir, será descrita a metodologia de Síntese de Circuitos [26] e [27], conhecida como Síntese de Rede em Escada (*Ladder*), utilizada neste trabalho para determinar o circuito equivalente do transformador de potência sob estudo.

Uma análise matemática do que ocorre nos enrolamentos do transformador resultou em uma estrutura de circuito de múltiplos blocos ressonantes (blocos *RLC*), Figura 2.3, a qual constitui a base para determinar os parâmetros concentrados do circuito equivalente apresentado na Figura 2.5.

A quantidade de blocos ressonantes que estarão presentes no circuito equivalente pode ser determinada através da ordem do polinômio característico obtido no processo de estimação da função de transferência,  $Z(s)$ .

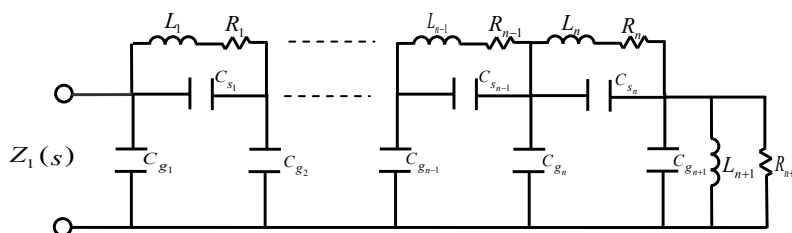


É necessário ressaltar que a ordem da função impedância a ser identificada depende do número de ressonâncias e anti-ressonâncias existentes na curva característica do transformador, proveniente do Ensaio de Impedância Terminal. Dessa maneira, também pode ser concluído que o número de ressonâncias existentes na curva de impedância, determina o número de blocos ressonantes que deverá existir no circuito equivalente do transformador de potência.

Uma vez estimada a função impedância do transformador, através do processo de identificação proposto, será calculada uma solução puramente elétrica para determinar os parâmetros do modelo do circuito equivalente via Síntese de Circuitos. Portanto, as respostas que o circuito equivalente fornece serão comparadas com aquelas obtidas experimentalmente.

A metodologia de Síntese de Circuitos, desenvolvida no presente trabalho, é descrita através do seguinte pseudocódigo:

1. O primeiro passo consiste na determinação dos valores resistivo e indutivo do ramo série  $R_o+sL_o$ , através da expansão em frações parciais da função impedância  $Z(s)$ , conforme descrito no Capítulo 2 (Seção 2.4). Uma vez feita a expansão e determinado o ramo série inicial  $Z_o$ , este pode ser removido da impedância total,  $Z(s)$ , ficando  $Z_1(s)$ , como se ilustra na Figura 3.8.



**Figura 3.8:** Parte do modelo do transformador.

2. Imediatamente após a determinação da expressão matemática da impedância  $Z_1(s)$ , é calculado o seu valor numérico correspondente a baixa frequência,  $Z_1(s=j\omega \rightarrow 0)$ . Também é calculado o seu valor numérico para altas frequências,  $Z_1(s=j\omega \rightarrow \infty)$ . Conforme descrito no Capítulo 2, Seção 2.6, são determinados os valores de resistência  $R_{enrol}$ , indutância  $L_{total}$  e capacitância  $C_{total}$  do transformador.

3. A partir desses limites, será determinado cada um dos blocos ressonantes do circuito equivalente do transformador. Inicialmente, é suposto um valor inicial para a capacitância geométrica  $C_{gi}$  (o valor suposto deve ser menor do que a capacitância total do transformador,  $C_{gi} < C_{total}$ ) e depois serão feitos os seguintes cálculos:

- 3.1 Com a capacitância geométrica estimada,  $C_{g1}$ , o seu ramo correspondente é retirado da impedância  $Z_1(s)$ , determinando uma nova impedância,  $Z_2(s)$ .

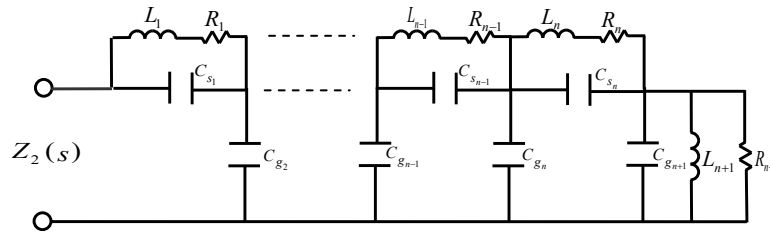


Figura 3.9: Representação da impedância  $Z_2(s)$ .

$$Z_2(s) = \frac{1}{\frac{1}{Z_1(s)} - Y_{C_{g1}}(s)} \quad (3.19)$$

onde,  $Y_{C_{g1}}$  corresponde à admitância de  $C_{g1}$ .

- 3.2 Em seguida, adotando como valor inicial um valor de resistência menor do que o valor da resistência total do enrolamento, é calculado o valor da indutância e da capacitância:

$$L_i = \frac{R_i}{h_2} \quad (3.20)$$

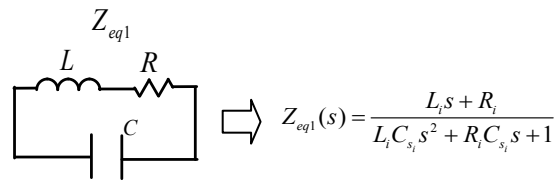
$$C_{s_i} = \frac{1}{L_i \cdot h_3} \quad (3.21)$$

onde os valores  $h_2$  e  $h_3$ , por sua vez, pertencem à equação (3.20) e (3.21) correspondente aos coeficientes associados ao pólo ressonante de maior frequência de  $Z_2(s)$ .

$$s^2 + \frac{\omega_x}{Q_x} s + \omega_x^2 = s^2 + h_2 \cdot s + h_3 \quad (3.22)$$

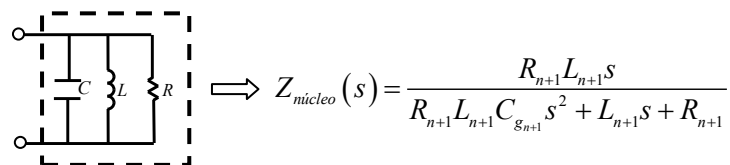
onde  $Q_x$  corresponde a amplitude do pólo ressonante e  $\omega_x$  corresponde a frequência de ressonância do pólo.

A equação (3.22) é associada ao circuito mostrado na Figura 3.10.



**Figura 3.10:** Representação do circuito ressonante.

- 3.3** Retirando a impedância equivalente do circuito ressonante  $Z_{eq1}(s)$  definido na Figura (3.10), é determinada a impedância  $Z_3(s)$   $\{ Z_3(s) = Z_2(s) - Z_{eq1}(s) \}$ . Os cálculos feitos anteriormente pertencem a um processo iterativo que termina quando a equação ressonante (3.22) desaparece da impedância  $Z_2(s)$ , a qual está representada na equação (3.19).
4. Assim que é determinada a nova impedância  $Z_3(s)$ , que representa o circuito equivalente anterior menos o primeiro bloco ressonante, passa-se para a próxima frequência de ressonância, vem da mais alta para a mais baixa, e os passos 2 e 3 são repetidos. O processo de síntese descrito é feito para todas as frequências de ressonância.
  5. Finalmente, quando resta apenas o último pólo ressonante (que representa o núcleo do transformador), o qual está associado ao circuito ilustrado na Figura 3.11, são calculados os seus parâmetros correspondentes:



**Figura 3.11:** Representação do núcleo do transformador.

A expressão matemática da impedância do transformador vai sendo modificada ao longo de processo iterativo de Síntese de Circuito. Deve-se ter especial cuidado em manter algumas das características descritas no capítulo anterior para os parâmetros do circuito equivalente:

- A função não pode ter parte real negativa;
- Não pode ter pólos e zeros no semiplano direito fechado do plano  $s$ ;
- O grau entre o numerador e o denominador não pode diferir da unidade.

As propriedades descritas para os parâmetros do circuito equivalente são indispensáveis para estabelecer um modelo matematicamente estável do transformador.

## Capítulo 4

# Primeira Metodologia – Aplicação e Resultados Experimentais

### 4.1 Introdução.

Neste capítulo serão apresentados, primeiramente, os parâmetros utilizados para configurar o *AG* através da metodologia de identificação proposta, com os quais a técnica de identificação desenvolvida encontrará a melhor estimativa da função de transferência para a impedância do transformador de potência em estudo.

Serão consideradas três funções de transferência de ordens diferentes com a finalidade de validar a técnica de identificação proposta. Essas funções serão comparadas, com a curva característica proveniente do Ensaio de Impedância Terminal de um transformador.

A partir do ajuste da função impedância, que estima a curva característica, serão determinados, através da técnica de síntese de redes proposta, os parâmetros elétricos do circuito equivalente que melhor caracteriza o desempenho elétrico real do transformador de potência.

O comportamento dos parâmetros elétricos, obtidos através da síntese de circuito, é avaliado utilizando o processo contrário, ou seja, determinando a função impedância do circuito em termos da frequência ( $s = j\omega$ ), e variando o valor da frequência na função impedância resultante. Uma vez determinada a função impedância a partir do circuito equivalente, é construída a curva de impedância para fins de comparação com a curva característica real do transformador. Os intervalos de frequência utilizados para determinar o módulo e a fase da função impedância, serão os mesmos utilizados na realização do ensaio.

Os casos analisados como exemplos neste trabalho foram fornecidos pelo Laboratório de Diagnóstico em Equipamentos Elétricos (*LABDIG – CEPTEL*), e correspondem a medições realizadas em campo ou em laboratório utilizando transformadores de alta potência pertencentes a empresas concessionárias do setor.

## 4.2 Parâmetros do Algoritmo Genético

O *AG*, utilizado neste trabalho, otimiza os pesos iniciais da primeira camada da *RNAE* utilizada na técnica de identificação proposta. A partir desses pesos otimizados, serão determinadas as melhores estimativas dos parâmetros  $\tau$  da função impedância.

Os parâmetros globais que configuram o processo de otimização do *AG*, considerados no processo de identificação, estão descritos na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1:** Parâmetros do Algoritmo Genético

Parâmetro do Algoritmo Genético	Magnitudes / Grandezas
Tamanho da População	40 <i>indivíduos</i> .
Probabilidade de Cruzamento	0.9
Probabilidade de Mutação	0.05
Tipo de Operador de Seleção	Roleta
Tipo de Operador de Cruzamento	Cruzamento de Dois Pontos de Corte
Tipo de Operador de Mutação	Mutação Constante
Máximo Número de Gerações	25 gerações
Constante $\alpha$	$1.10^{-6}$

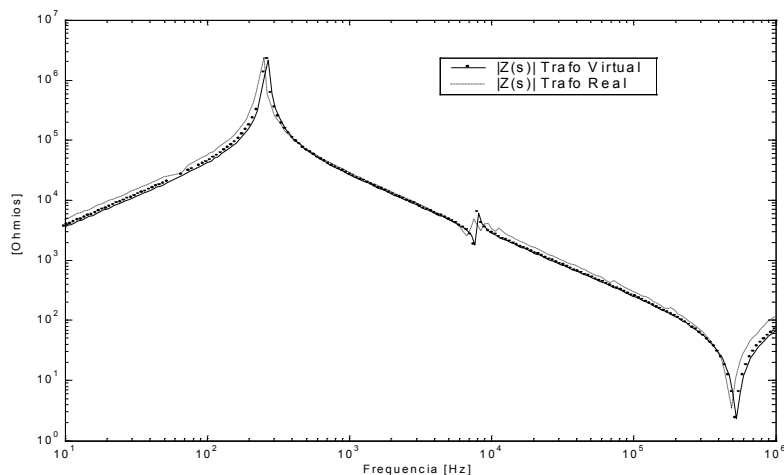
Os limites considerados para cada parâmetro do indivíduo que o *AG* manipula ao longo das gerações no processo de otimização já foram descritos na seção 3.6 do Capítulo 3. Esses limites servem para os três casos a serem analisados neste Capítulo.

## 4.3 Caso 1: Transformador Virtual.

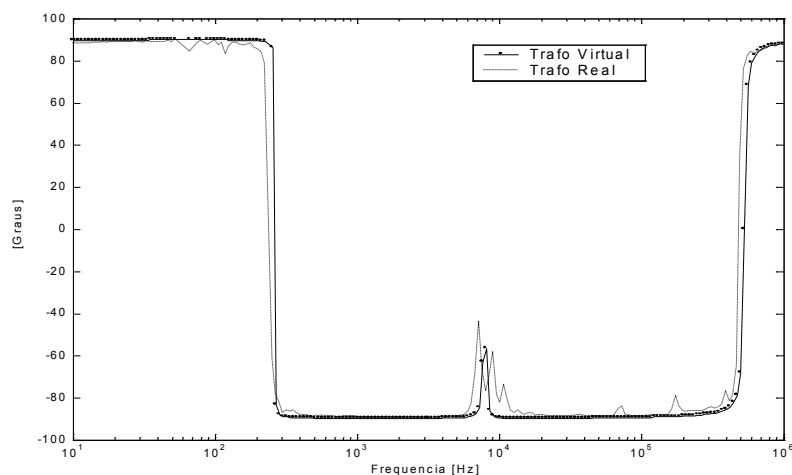
A metodologia de identificação proposta foi, inicialmente, desenvolvida sob a análise das curvas características (módulo e fase) de um transformador virtual. Daqui em diante, o transformador virtual será denominado também *Trafo-Virtual*.

O Trafo-Virtual foi montado a partir de uma função de transferência simples, construído de tal forma que as correspondentes frequências oscilem como se fosse um transformador de potência real. Dessa forma, a curva de impedância é similar à curva característica de um transformador de potência real ou também denominado Trafo Real.

As curvas de impedância do Trafo-Virtual, sob a qual se iniciou o desenvolvimento da metodologia de identificação, são ilustradas nas Figuras 4.1 e 4.2:



**Figura 4.1:** Módulo da impedância do *Trafo-Virtual*.



**Figura 4.2:** Fase da impedância do *Trafo-Virtual*.

A seguir apresenta-se a expressão matemática da função impedância do circuito do Trafo-Virtual em termos da frequência, a qual descreve os gráficos das curvas mostradas (linha contínua):

$$Z(s) = \frac{9,456 \cdot 10^{-5} s^5 + 2,319 s^4 + 2,648 \cdot 10^7 s^3 + 8,775 \cdot 10^9 s^2 + 1,65 \cdot 10^{15} s + 4,091 \cdot 10^{13}}{s^4 + 326,3 s^3 + 6,607 \cdot 10^7 s^2 + 1,086 \cdot 10^8 s + 4,62 \cdot 10^{12}} \quad (4.1)$$

A equação (4.1) pode ser re-escrita na forma mostrada a seguir:

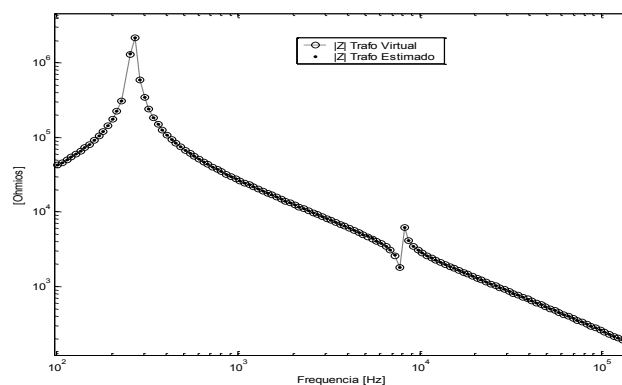
$$Z(s) = \frac{9,456 \cdot 10^{-5} (s + 0,0248) (s^2 + 326s + 6,23 \cdot 10^7) (s^2 + 2,421 \cdot 10^4 s + 2,8 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 1,3s + 7 \cdot 10^4) (s^2 + 325s + 6,6 \cdot 10^7)} \quad (4.2)$$

Na expressão matemática (4.2), o polinômio do numerador e o polinômio do denominador estão representados de forma mais simples por equações quadráticas, das quais podem ser obtidos os pólos e zeros, respectivamente.

Aplicando-se a técnica de identificação de parâmetros proposta, se obtém a seguinte expressão matemática para a função impedância que estima a curva característica do Trafo-Virtual, a qual está representada na equação (4.3):

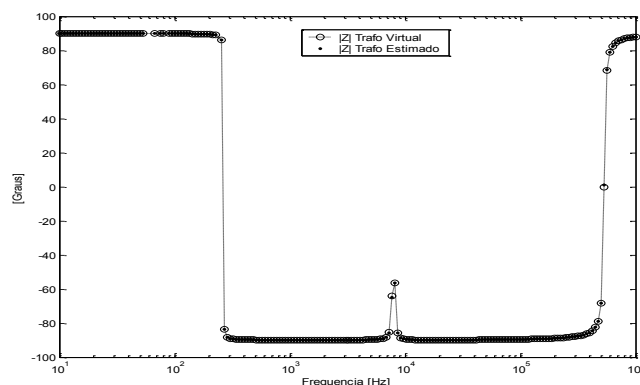
$$Z(s) = \frac{9,456 \cdot 10^{-5} (s + 0,02656) (s^2 + 325,4s + 6,236 \cdot 10^7) (s^2 + 2,421 \cdot 10^4 s + 2,797 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 1,3s + 7 \cdot 10^4) (s^2 + 325s + 6,6 \cdot 10^7)} \quad (4.3)$$

A equação (4.3) proporcionou o menor erro acumulado em relação ao módulo e a fase no processo de ajuste (identificação) da função impedância. O erro relativo quadrático médio, no final do processo de identificação, foi de 3,528. Este erro determina a precisão da função estimada, equação (4.3), quando comparada com a curva que representa o transformador virtual, equação (4.2). A seguir apresenta-se um gráfico comparativo entre a impedância estimada, e a impedância do Trafo-Virtual:



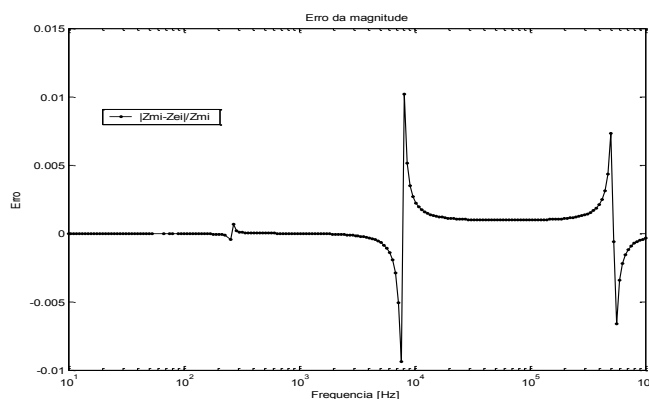
**Figura 4.3:** Curva comparativa do módulo da impedância.



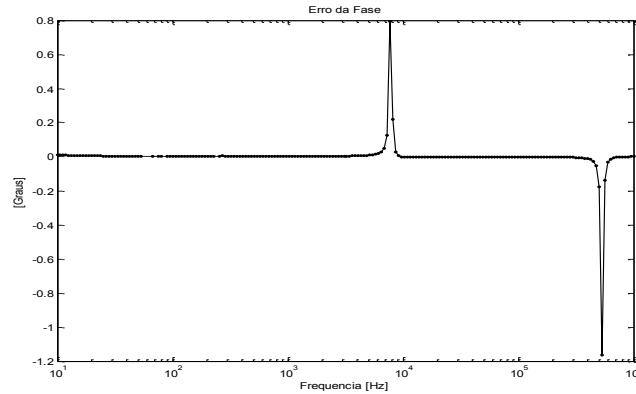


**Figura 4.4:** Curva comparativa da fase da impedância.

A partir dos valores apresentados nas Figuras 4.3 e 4.4, foi determinado o erro de identificação entre a curva estimada e a curva do Trafo–Virtual. Observa-se que a variação do erro no módulo e na fase é pequena, e, portanto, é possível afirmar que se obteve um bom nível de precisão na estimação da função impedância. A seguir são apresentados os gráficos correspondentes ao erro relativo do módulo e da fase, onde se observa que o erro é provocado principalmente por pequenos deslocamentos das singularidades de fator de qualidade ( $Q$ ) elevado. Cabe notar aqui que em síntese de filtros, onde este tipo de erro é comum, usa-se o erro normalizado pela inclinação (slope normalized sensitivity) mais adequado para o caso. Entretanto, por ser mais comum, continuaremos a usar nesta tese o erro relativo quadrático médio.



**Figura 4.5:** Erro relativo do módulo da impedância.



**Figura 4.6:** Erro da fase da impedância.

As expressões matemáticas do erro do módulo e da fase são apresentadas na equação (4.4), associado ao módulo, e na equação (4.5), associada à fase; onde,  $i \in \{1, 2, \dots, N\} \mid N$ , dimensão da faixa de frequência.

$$e_{mag}(i) = \frac{mag_{virt}(i) - mag_{est}(i)}{mag_{virt}(i)} \quad (4.4)$$

$$e_{fase}(i) = fase_{virt}(i) - fase_{est}(i) \quad (4.5)$$

Uma vez ajustados os parâmetros da função impedância, essa expressão matemática será utilizada para determinar o circuito equivalente através da aplicação da técnica de Síntese de Circuitos.

A seguir, será demonstrado passo a passo, cada item do processo de Síntese de Circuito para determinar todos os parâmetros elétricos do modelo do transformador, conforme fora descrito no Capítulo 3 (na Seção 3.8). O primeiro conjunto de parâmetros a ser determinado, corresponde à impedância  $Z_0$  do circuito equivalente; para isso, a equação (4.3) será expandida em frações parciais, como mostrada a seguir:

$$Z(s) = \frac{1,486 \cdot 10^6 s + 4,996 \cdot 10^8}{s^2 + 325s + 6,6 \cdot 10^7} + \frac{2,499 \cdot 10^7 s - 7,02 \cdot 10^4}{s^2 + 1,3s + 7 \cdot 10^4} + 9,456 \cdot 10^5 s + 2,2883 \quad (4.6)$$

Os termos independentes, que são os dois últimos apresentados na expressão matemática (4.6), correspondem à indutância e à resistência, respectivamente, da impedância  $Z_0$ .

Os primeiros parâmetros série do modelo representam as grandezas elétricas dos cabos de ligação entre os terminais externos (buchas) do transformador e o terminal (ou *tap*) de ligação no enrolamento. Cabe notar aqui que embora a determinação dos componentes extraídos não necessite ser tão precisa numericamente, os coeficientes da impedância residual precisa, por que a propagação do erro numérico é um problema já muito conhecido em síntese de circuitos.

Extraindo o ramal série, obtemos a impedância  $Z_1(s)$  descrita na equação (4.7) que corresponde ao circuito equivalente sem os cabos de ligação do transformador:

$$Z_1(s) = \frac{26476442,8483(s+0,01839)(s^2+325,7s+6,23 \cdot 10^7)}{(s^2+1,3s+7 \cdot 10^4)(s^2+325s+6,6 \cdot 10^7)} \quad (4.7)$$

Pode ser observado que na impedância  $Z_1(s)$  desaparece o zero ressonante de maior frequência, ficando um zero e um pólo ressonando em frequências muito próximas, equação (4.7). Esta característica é marcante no momento de identificar cada um dos blocos ressonantes do circuito equivalente.

Verificada a característica descrita anteriormente na função impedância  $Z_1(s)$ , o passo seguinte é estimar a impedância na baixa frequência  $Z_1(s \rightarrow 0)$  e na alta frequência  $Z_1(s \rightarrow \infty)$ . Utiliza-se  $\omega = 1 \cdot 10^{-10}$  e  $\omega = 1 \cdot 10^{10}$  respectivamente, obtendo:

$$Z_1(\simeq 0) = 6,56616 + j3,5703 \cdot 10^{-8} \quad (4.8)$$

$$Z_1(\simeq \infty) = 0 - j0,0026476 \quad (4.9)$$

Com os valores dados na expressão (4.8) e (4.9) é possível calcular a indutância total, a resistência do enrolamento, e a capacitância total, valores utilizados como limites máximos para a estimação dos parâmetros.

$$\begin{aligned} R_{enrol} &= 6,56616 \quad [\Omega]; \\ L_{total} &= 357,03538 \quad [H]; \\ C_{total} &= 3,7769 \cdot 10^{-8} \quad [F]; \end{aligned} \quad (4.10)$$

Conhecendo o valor da capacitância total, estima-se a capacitância geométrica  $C_{g1}$ , parâmetro que deve ser menor do que  $C_{total}$ , e determina-se, através da equação (3.18), a nova impedância  $Z_2(s)$  como foi descrito no Capítulo 3 (Seção 3.7).

Da função de transferência da impedância  $Z_2(s)$  obtém-se a expressão quadrática equivalente àquela mostrada na equação (3.21), e que correspondente ao pólo que ressona na maior frequência. Esse termo permitirá o cálculo da indutância e capacitância do circuito ressonante mostrado na Figura 3.10, através da equação (3.19) e (3.20), respectivamente.

Após a determinação dos parâmetros: resistivo, capacitivo e indutivo, do circuito ressonante anterior, o passo seguinte é subtraí-los da impedância  $Z_2(s)$  determinando a nova impedância  $Z_3(s)$ . Nessa impedância,  $Z_3(s)$ , o pólo ressonante, considerado no processo de estimação anterior, já deve ter sido eliminado. Portanto, a ordem da impedância  $Z_3(s)$  ficará reduzida em dois, tanto no numerador quanto no denominador, comparada com a ordem da função  $Z_2(s)$ .

Caso não ocorra a diminuição da ordem da impedância  $Z_3(s)$ , significa que não foi determinado com exatidão o circuito ressonante correspondente. Então, passa-se a estimar novamente um valor numérico para a resistência do circuito ressonante e procede-se ao cálculo dos coeficientes da equação quadrática (3.13). O procedimento continua até que seja satisfeita a condição de redução da ordem de  $Z_3(s)$ .

Porém, no caso de não satisfazer a condição de redução da ordem de  $Z_3(s)$  durante as estimas da resistência, estima-se novamente outro valor numérico para a capacitância geométrica,  $C_{g1}$ . Este processo iterativo é repetido tantas vezes quantas sejam necessárias, até satisfazer a condição de redução de ordem de  $Z_3(s)$ .

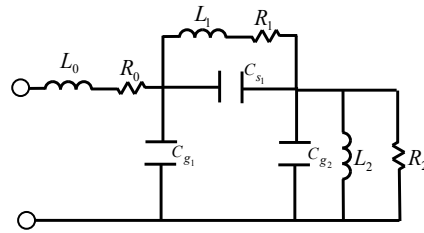
A seguir, é mostrada a função impedância  $Z_3(s)$  resultante do processo anterior:

$$Z_3(s) = \frac{24991811,0417s}{s^2 + 1,3s + 7 \cdot 10^4} \quad (4.11)$$

Foram então, determinados os seguintes parâmetros:

$$\begin{aligned} R_1 &= 6,56616 \quad [\Omega]; & C_{s_1} &= 7,4994 \cdot 10^{-7} \quad [F]; \\ L_1 &= 0,0202 \quad [H]; & C_{g_1} &= 1,195 \cdot 10^{-12} \quad [F]; \end{aligned} \quad (4.12)$$

Os valores numéricos apresentados anteriormente correspondem às grandezas elétricas associadas ao primeiro bloco ressonante e à primeira capacitância geométrica do circuito equivalente do transformador.



**Figura 4.7:** Circuito equivalente do *Trafo-Virtual*.

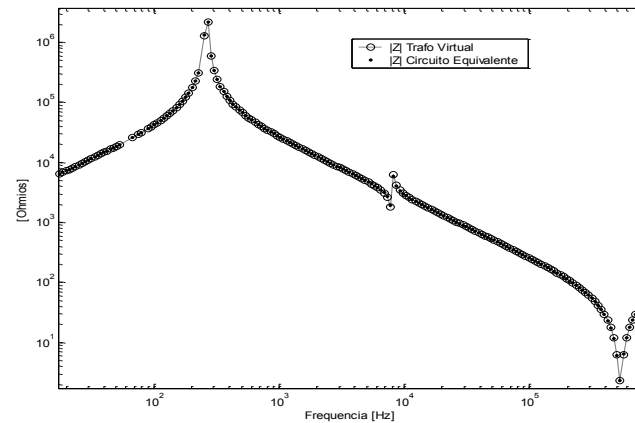
A função de transferência  $Z_3(s)$ , mostrada na equação (4.12), pode ser associada ao circuito do núcleo do transformador, conforme mostrado na Figura 3.11. Esse circuito pode ter um único pólo ressonante e um zero na origem, que são características próprias da expressão matemática que o representa.

Os parâmetros do núcleo são determinados ao resolver um pequeno e simples sistema de três equações com três variáveis, obtendo-se:

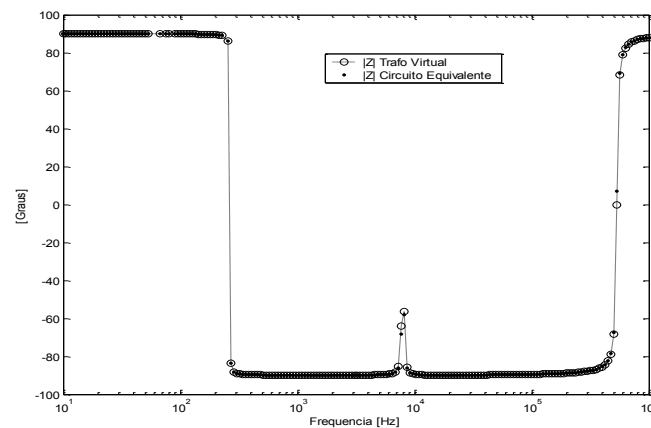
$$\begin{aligned} R_2 &= 19,22 \cdot 10^6 \text{ } [\Omega]; \\ L_2 &= 357,026 \text{ } [H]; \\ C_{g_2} &= 4,001 \cdot 10^{-8} \text{ } [F]; \end{aligned} \tag{4.13}$$

Dessa maneira, é finalizada a identificação dos parâmetros do circuito equivalente do transformador virtual em estudo, representado através da Figura 4.7.

Nas Figuras 4.8 e 4.9 são apresentadas, respectivamente, a curva do módulo e da fase da impedância proveniente dos parâmetros do circuito equivalente, e comparada com as curvas de impedância do *Trafo-Virtual*:



**Figura 4.8:** Gráfico comparativo do módulo da impedância.



**Figura 4.9:** Gráfico comparativo da fase da impedância.

Através destes gráficos comparativos, pode ser observado que a impedância dos parâmetros elétricos estimados se comporta de forma bastante aproximada à impedância do Trafo–Virtual.

A partir da equação (4.3) também se estabeleceu os parâmetros de um circuito equivalente que tenha um comportamento igual à função impedância do Trafo–Virtual. Foi realizado com a finalidade de comparar os valores dos parâmetros estimados, equação (4.3), com os parâmetros da equação (4.2) que determina a curva de impedância do Trafo–Virtual. A seguir, na Tabela 4.2, são apresentados os parâmetros elétricos determinados a partir das funções de transferência da impedância descritas nas equações (4.2) e (4.3). A discrepância em  $C_{g1}$  será comentada posteriormente.

Tabela 4.2: Resultados comparativos dos parâmetros elétricos.

Parâmetros	Equação (4.2)	Equação (4.3)	% Variação
$R_0$	2,288	2,2928	0,2
$L_0$	$9,456 \cdot 10^{-5}$	$9,465 \cdot 10^{-5}$	$9,5 \cdot 10^{-2}$
$R_1$	6,566	7,194	8,73
$L_1$	0,020	0,0222	10,95
$C_{s1}$	$7,499 \cdot 10^{-7}$	$6,858 \cdot 10^{-7}$	9,34
$C_{g1}$	$1,195 \cdot 10^{-12}$	$1,183 \cdot 10^{-11}$	890
$R_2$	$19,22 \cdot 10^6$	$19,23 \cdot 10^6$	$2,6 \cdot 10^{-2}$
$L_2$	357,026	357,017	$2,5 \cdot 10^{-3}$
$C_{g2}$	$4,001 \cdot 10^{-8}$	$4,0002 \cdot 10^{-8}$	$1,9 \cdot 10^{-2}$

Nas Figuras 4.10 e 4.11, são apresentadas as curvas comparativas de módulo e de fase das funções de impedância, calculadas para cada circuito elétrico sintetizado a partir da função do Trafo-Virtual e da função estimada.

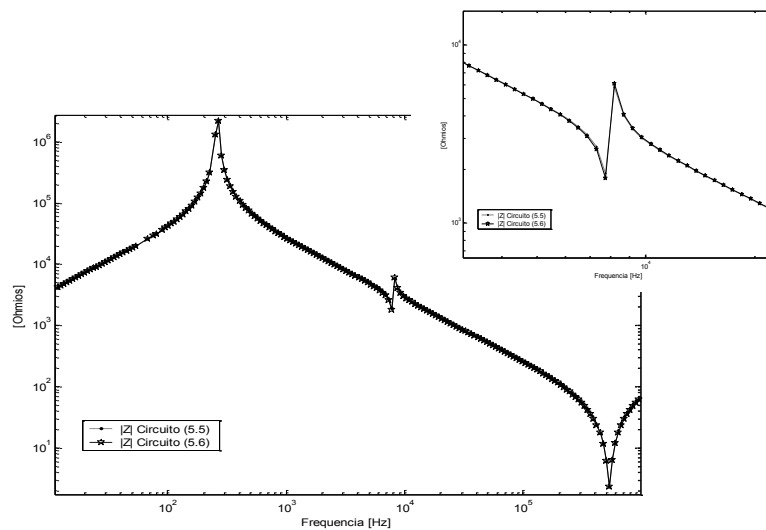
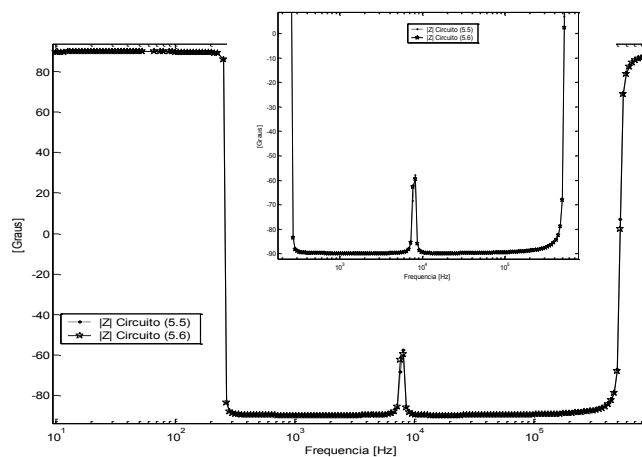


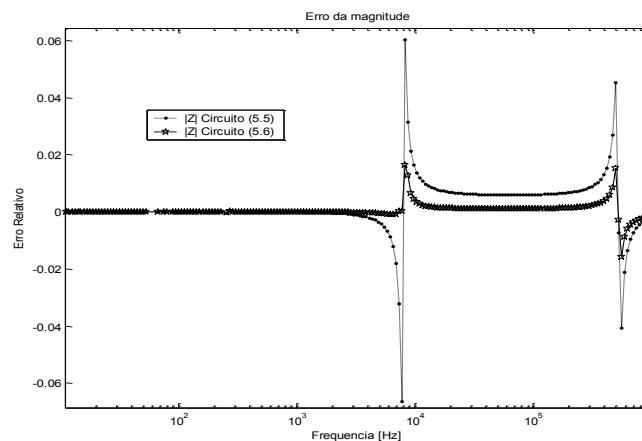
Figura 4.10: Gráfico comparativo do módulo da impedância.



**Figura 4.11:** Gráfico comparativo da fase da impedância.

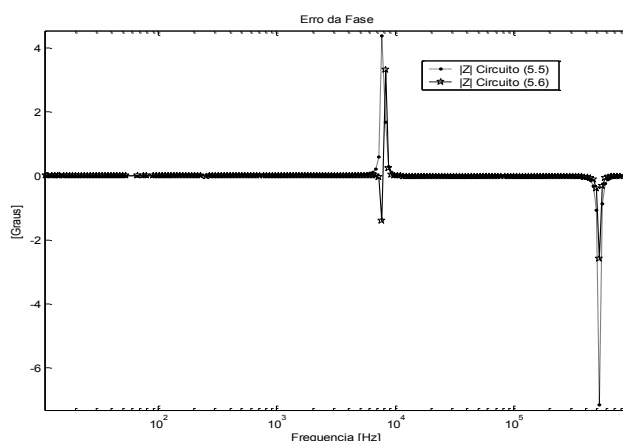
Através da observação das Figuras 4.8, 4.9, 4.10, 4.11, pode-se dizer que a técnica de Síntese de Circuitos fornece um circuito equivalente que se comporta muito aproximadamente ao transformador de potência em estudo.

Com os dados apresentados do Trafo–Virtual, versus os dados de impedância do circuito equivalente determinado, obtem-se o erro calculado através de cada circuito estimado. Dessa maneira, os erros do módulo são apresentados na Figura 4.12 e os erros da fase são mostrados na Figura 4.13.



**Figura 4.12:** Gráfico comparativo do erro no módulo da impedância.





**Figura 4.13:** Gráfico comparativo do erro na fase da impedância.

O erro acumulado de identificação é igual a 9,52 e o erro acumulado do circuito equivalente determinado a partir da equação (4.3) é igual a 19,54. Sempre comparando ambas as funções de impedância com a curva de impedância do transformador.

A diferença apresentada nos gráficos comparativos dos erros pode ser devido a uma enorme variação na capacitância geométrica do enrolamento,  $C_{g1}$ , conforme mostrado na Tabela 4.1. Isso acontece porque o valor do parâmetro capacitivo é muito pequeno em relação aos outros parâmetros, causando enorme sensibilidade no processo de identificação. Esse problema é incrementado pela dependência na variação dos outros parâmetros elétricos que intervêm no processo de ajuste.

Portanto, a alta sensibilidade dos componentes muito pequenos com relação às variações do resto dos parâmetros torna o processo numericamente mal condicionado e é uma deficiência iminente da metodologia de síntese descrita, na realidade da metodologia de síntese de circuitos em geral.

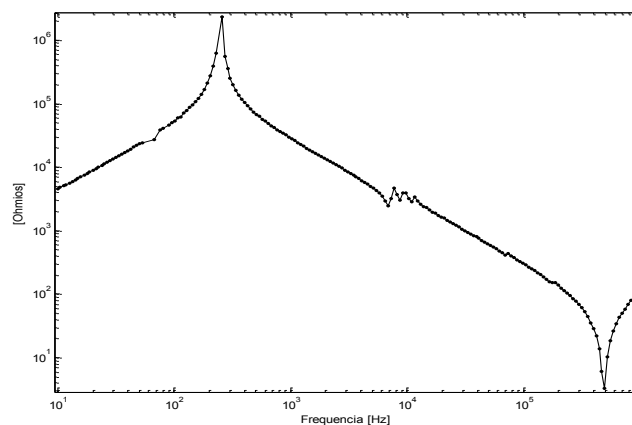
A metodologia proposta de identificação, baseada nas *RNA*, também foi aplicada sobre um transformador de potência real, cujos dados foram fornecidos pela CEPEL. Porém, devido à política da empresa, os dados técnicos ou construtivos do transformador correspondente não podem ser divulgados publicamente. Então, na seção seguinte, a metodologia de identificação será aplicada sobre a curva de impedância de um determinado transformador real, e posteriormente será deduzido o correspondente circuito equivalente.

## 4.4 Caso 2: Transformador real – Enrolamento de alta tensão.

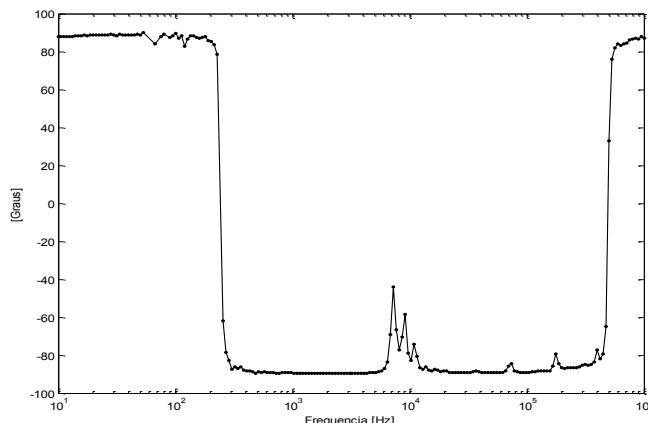
Nesta seção será aplicada a metodologia de identificação proposta para um autotransformador real, e em seguida será determinado o circuito equivalente correspondente através da técnica de Síntese de Circuitos implementada. A partir desta seção em adiante, o transformador real, com dados do enrolamento de alta tensão será denominado Trafo-AT.

Nas Figuras 4.14 e 4.15, são apresentadas as curvas de módulo e de fase da impedância do autotransformador, que foram determinadas através do Ensaio de Impedância Terminal aplicado no lado de Alta Tensão.

No caso do transformador real, não é fácil para a *RNA* reconhecer o número completo de pólos e zeros necessários para descrever exatamente a função impedância que estima a curva de impedância do Trafo-AT. O problema se deve à oscilação constante da fase, já que a *RNA* determina os pontos de frequências ressonantes ou anti-ressonantes baseado na curva de fase da impedância.



**Figura 4.14:** Módulo da impedância de um transformador de potência.



**Figura 4.15:** Fase da impedância de um transformador de potência.

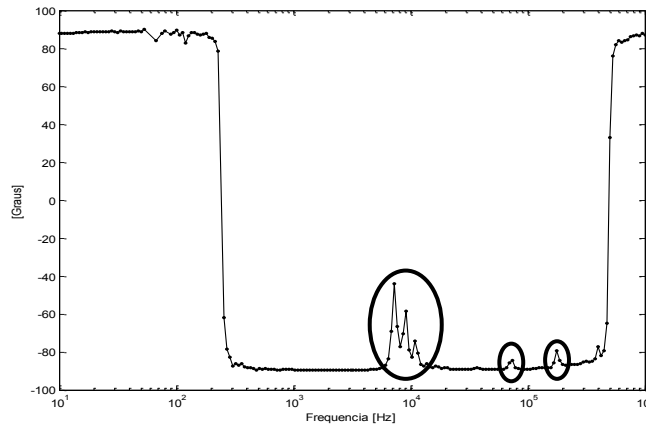
Para solucionar tal problema, além de aliviar o custo computacional, serão consideradas somente as variações significativas na curva de fase da impedância, durante a análise das frequências de ressonância e anti-ressonância.

Os pontos de frequências ressonantes e anti-ressonantes considerados na fase de identificação, serão aqueles que apresentem uma variação aproximada de 5% na fase, em comparação com as frequências máxima e mínima no trecho considerado. Essa variação não é rígida e pode variar de acordo com o caso a ser estudado, sempre tendo em mente que existem ruídos inseridos na função.

Utilizando-se o critério descrito anteriormente, inicia-se a análise a partir dos pontos mais marcantes. Dessa maneira, se procede como é indicado a seguir: 1) Nas altas frequências [ $10^5$ - $10^6$  Hz] existe uma variação brusca de fase que vai de  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ , aproximadamente, correspondendo a uma anti-ressonância, e 2) Nas frequências [ $10^2$  –  $10^3$  Hz] existe outra grande variação de fase que vai de  $90^\circ$  até  $-90^\circ$ , aproximadamente, e que se interpreta como a presença de uma ressonância na função impedância.

As variações de fase que se encontram antes dos pontos ressonantes indicados não são consideradas por se tratarem de efeitos produzidos pelo núcleo ou pelo outro enrolamento do transformador. Esta conclusão é estabelecida através da análise no circuito adotado para sua representação.

Além dos mencionados pontos de frequências ressonantes e anti-ressonantes, existem outros pontos de frequências que devem ser considerados no processo de identificação, os quais seguem o critério adotado para a variação de fase. Estes pontos estão indicados com círculos na Figura 4.16.



**Figura 4.16:** Frequências ressonantes a considerar.

Como existem pontos de frequência ressonantes e anti-ressonantes que não são considerados no processo de ajuste através da *RNA*, conclui-se que a função impedância estimada é de ordem menor que a curva de impedância original. Portanto, a função impedância obtida através da metodologia de identificação proposta, e que estima a curva de impedância do transformador, é de ordem reduzida.

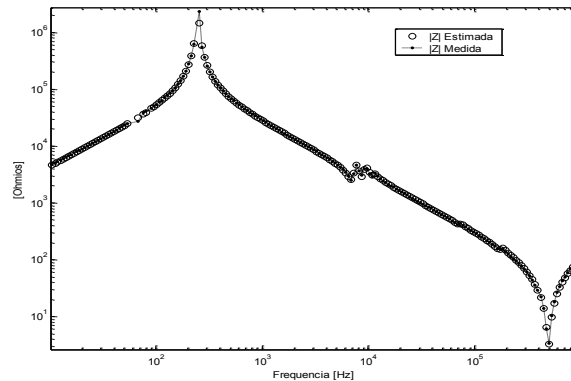
Aqueles pontos ressonantes e anti-ressonantes que não são considerados para o processo de identificação, não satisfazem o critério de variação de fase pré-estabelecida para a curva de impedância do transformador sob estudo. Portanto, é possível que um ponto de frequência importante para uma determinada situação possa ser desprezado. Este problema pode ser resolvido durante a validação do circuito através do ensaio de resposta em frequência.

Aplicou-se o processo de identificação proposto aos dados, obtendo-se a seguinte função estimada:

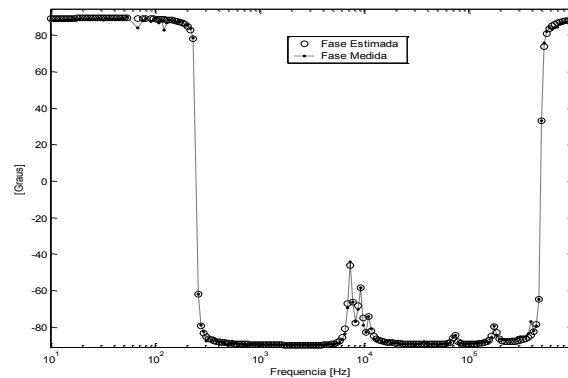
$$Z(s) = \frac{2,1168 \cdot 10^{-5} (s + 0,8544)(s^2 + 5226s + 2,049 \cdot 10^9)(s^2 + 6941s + 3,204 \cdot 10^9)(s^2 + 3873s + 4,93 \cdot 10^9)}{(s^2 + 54,39s + 2,406 \cdot 10^6)(s^2 + 5184s + 2,209 \cdot 10^9)(s^2 + 6989s + 3,379 \cdot 10^9)} \quad (4.14)$$

$$\frac{(s^2 + 4,081 \cdot 10^4 s + 2,074 \cdot 10^{11})(s^2 + 1,291 \cdot 10^5 s + 1,25 \cdot 10^{12})(s^2 + 1,272 \cdot 10^5 s + 9,584 \cdot 10^{12})}{(s^2 + 3853s + 5,007 \cdot 10^9)(s^2 + 4,079 \cdot 10^4 s + 2,092 \cdot 10^{11})(s^2 + 1,292 \cdot 10^5 s + 1,276 \cdot 10^{12})}$$

Os gráficos a seguir correspondem ao módulo e a fase da função de transferência estimada, e são comparados com o módulo e a fase da curva de impedância proveniente do Ensaio de Impedância Terminal do transformador real:



**Figura 4.17:** Módulo da impedância.



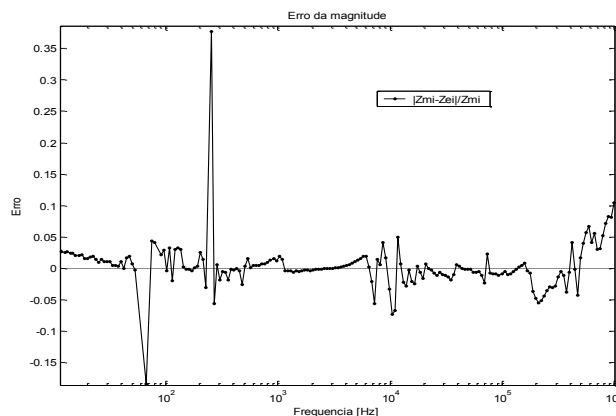
**Figura 4.18:** Fase da impedância.

Nas Figuras 4.17 e 4.18, observa-se que as curvas do módulo e da fase, as quais estão associadas à função estimada, oscilam em frequências próximas e conseguem acompanhar o comportamento da impedância medida através do Ensaio de Impedância Terminal. O erro percentual médio na estimação da curva de impedância do autotransformador é igual a 0,014 (1,4%) e é calculado através da seguinte expressão:

$$erro = \frac{1}{2N} \left( \sum_{i=1}^N (|z_{mi} - z_{ei}| / z_{mi}) + \sum_{n=1}^N (|\theta_{mi} - \theta_{ei}| / \theta_{mi}) \right) \quad (4.15)$$

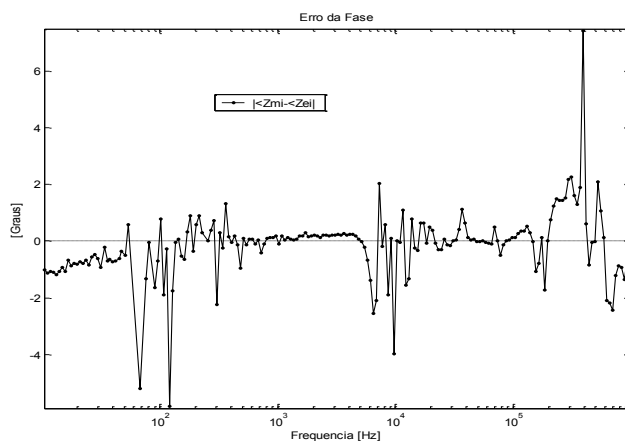
onde, a primeira parcela correspondente ao erro relativo do módulo da impedância é igual a 0,01 (1%) e a segunda parcela correspondente ao erro relativo da fase é igual a 0,0038 (0,38%).

A curva de erro do módulo da impedância, apresentada na Figura 4.19, mostra que existe uma ressonância de amplitude muito grande que não foi determinada no processo de ajuste. Isso se conclui porque a curva do erro da fase apresenta uma variação muito pequena conforme o critério adotado, e é observada também uma anti-ressonância não determinada localizada depois da ressonância do núcleo.



**Figura 4.19:** Erro do módulo da impedância.

A curva de erro de fase, apresentada na Figura 4.20, mostra uma variação de fase superior ao critério estabelecido, e que aparentemente foi amortecida pelas oscilações de fase adjacentes a essa frequência. É observada também, a presença de variações de fase, superior ao critério adotado, localizadas depois da frequência de ressonância do núcleo.



**Figura 4.20:** Erro da fase da impedância.

Os pontos ressonantes e anti-ressonantes não determinados na identificação serão desconsiderados nos primeiros estágios, com a finalidade de facilitar a identificação do circuito para fins de estudos preliminares e validação do modelo.

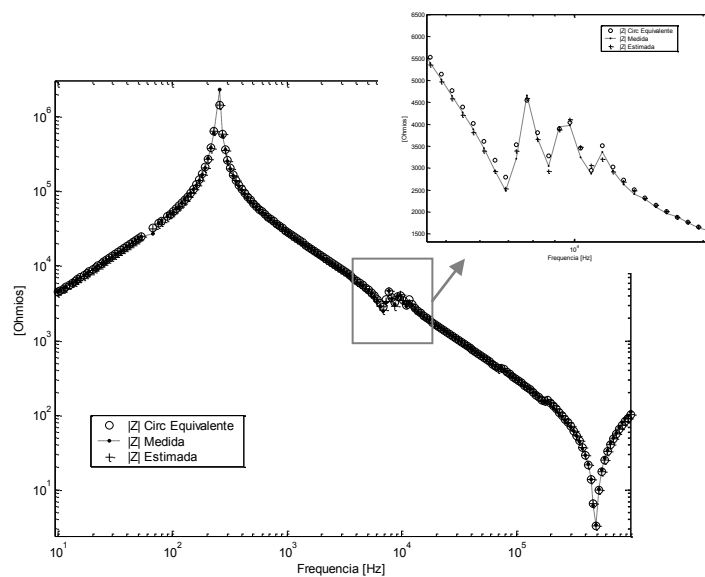
**Tabela 4.3:** Parâmetros do circuito equivalente do transformador.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$2,117 \cdot 10^{-5}$	$R_2$ [ $\Omega$ ]	0,339	$C_{g5}$ [F]	$2,714 \cdot 10^{-10}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	2.6912	$C_{g3}$ [F]	$4,533 \cdot 10^{-13}$	$C_{s5}$ [F]	$7,514 \cdot 10^{-8}$
$C_{g1}$ [F]	$1,833 \cdot 10^{-11}$	$C_{s3}$ [F]	$2,7709 \cdot 10^{-7}$	$L_5$ [H]	$6 \cdot 10^{-3}$
$C_{s1}$ [F]	$2,852 \cdot 10^{-7}$	$L_3$ [H]	$7,206 \cdot 10^{-4}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	31,107
$L_1$ [H]	$2,749 \cdot 10^{-6}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	2,777	$C_{g6}$ [F]	$5,5243 \cdot 10^{-9}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0,355	$C_{g4}$ [F]	$2,47 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	70,950
$C_{g2}$ [F]	$1,876 \cdot 10^{-11}$	$C_{s4}$ [F]	$8,849 \cdot 10^{-8}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	$3,14 \cdot 10^6$
$C_{s2}$ [F]	$5,75 \cdot 10^{-7}$	$L_4$ [H]	$3,342 \cdot 10^{-3}$		
$L_2$ [H]	$8,311 \cdot 10^{-6}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	23,359		

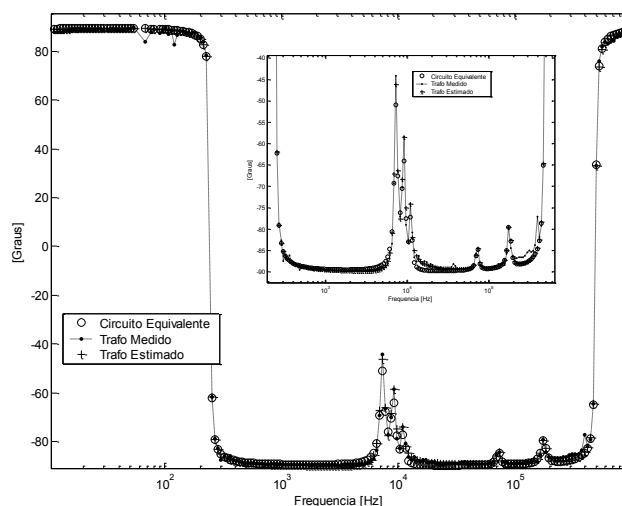
Finalmente, a curva identificada na equação (4.14) tem um polinômio numerador de ordem 13 e um polinômio do denominador de ordem 12, o que significa um circuito equivalente de cinco blocos ressonantes seguindo a regra de correspondência dada para o numerador e o denominador em termos de  $n$  (Capítulo 3).

Seguindo a metodologia de síntese de circuito, apresentada no Capítulo 4 (Seção 3.7), e utilizando como função impedância a equação (4.14), foram determinados os parâmetros do circuito equivalente que são apresentados na Tabela 4.3:

Nas Figuras 4.21 e 4.22 são mostradas, respectivamente, a curva do módulo e da fase da função impedância que estima a curva de impedância do transformador real:



**Figura 4.21:** Curva comparativa do módulo da impedância. Na caixa pequena, as frequências críticas no entorno de 10kHz.



**Figura 4.22:** Curva comparativa da fase da impedância. Na caixa pequena, as frequências críticas no entorno de 1kHz até 100kHz.

## 4.5 Caso 3: Transformador real – Baixa tensão.

Na presente seção, a curva de impedância apresentada nas Figuras 4.23 e 4.24, associadas ao módulo e à fase, respectivamente, são provenientes do Ensaio de Impedância Terminal aplicado no lado de baixa tensão do autotransformador de potência anterior sendo analisado. A partir desta seção em diante, o transformador real, com dados do enrolamento de baixa tensão será denominado Trafo–BT



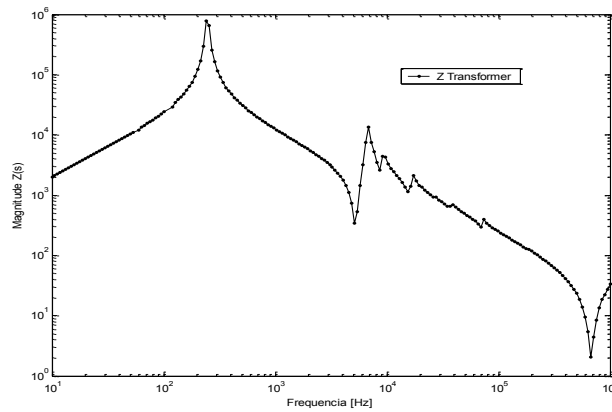


Figura 4.23: Módulo da impedância.

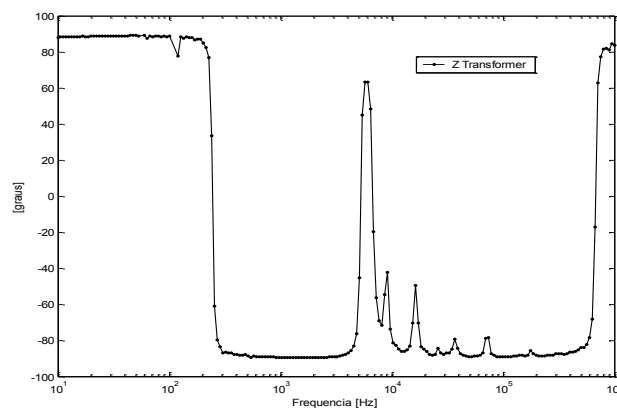


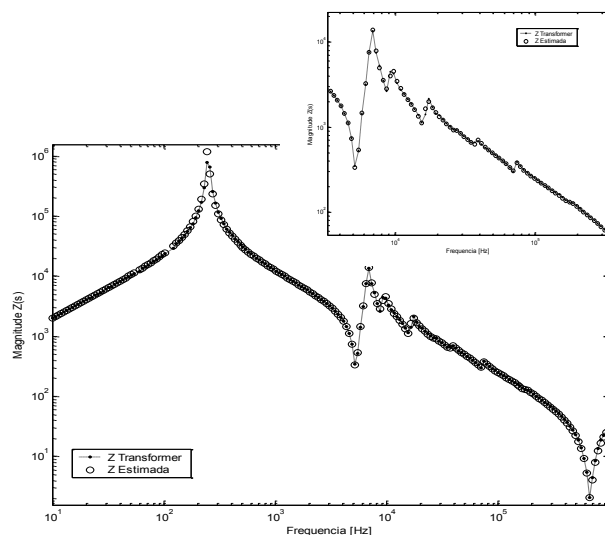
Figura 4.24: Fase da impedância.

A função impedância estimada através do método de identificação proposto, é apresentada na equação (4.16):

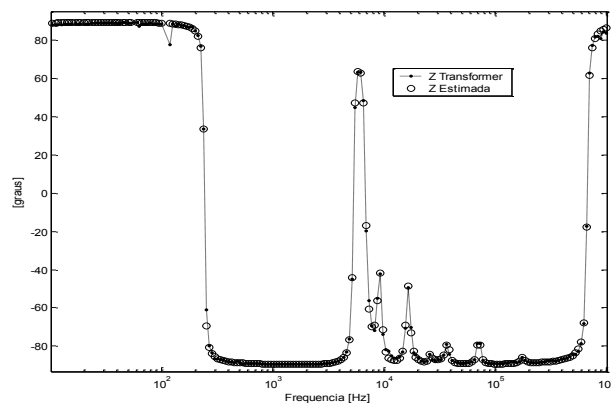
$$Z(s) = \frac{5,4359 \cdot 10^{-5} (s + 0,1822)(s^2 + 275,8s + 2,786 \cdot 10^7)(s^2 + 1024s + 8,097 \cdot 10^7)(s^2 + 1487s + 2,564 \cdot 10^8)}{(s^2 + 8,475s + 5,939 \cdot 10^4)(s^2 + 519,6s + 4,673 \cdot 10^7)(s^2 + 889,1s + 8,803 \cdot 10^7)} \\ \frac{(s^2 + 1834s + 6,817 \cdot 10^8)(s^2 + 3885s + 1,439 \cdot 10^9)(s^2 + 5215s + 5,128 \cdot 10^9)(s^2 + 1,854 \cdot 10^4s + 3,096 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 1625s + 2,755 \cdot 10^8)(s^2 + 1911s + 6,849 \cdot 10^8)(s^2 + 3712s + 1,467 \cdot 10^9)(s^2 + 5209s + 5,236 \cdot 10^9)} \\ \frac{(s^2 + 3,611 \cdot 10^4s + 4,525 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 1,866 \cdot 10^4s + 3,115 \cdot 10^{10})} \quad (4.15)$$

Neste caso a variação de fase adotada para sinalizar os pontos de ressonância e anti-ressonância teve seu valor reduzido à metade em relação ao critério anterior. A razão disso foi tentar identificar uma função de transferência mais precisa do que o caso anterior. Dessa maneira, a função de transferência estimada é de ordem igual a 17 no numerador e de ordem igual a 16 no denominador; portanto, o circuito equivalente está formado com sete blocos ressonantes (ou circuitos *RLC*).

Nas Figuras 4.25 e 4.26 são apresentadas, respectivamente, as curvas do módulo e da fase da função impedância do autotransformador, provenientes do Ensaio de Impedância Terminais; as quais são comparadas com as correspondentes curvas obtidas a partir da função de transferência estimada, representada na equação (4.15):



**Figura 4.25:** Curva comparativa do módulo da impedância.



**Figura 4.26:** Curva comparativa da fase da impedância.

Como a quantidade de pólos e zeros identificados aumentou, conseguiu-se um melhor nível de precisão na estimação da curva de impedância do transformador. O erro absoluto percentual médio no lado de baixa tensão foi igual a 0,0133 (1,33%) para um total de 197 medições.

## 4.6 Características da Primeira Metodologia.

A primeira metodologia de identificação de parâmetros está baseada nas *RNA*. Os resultados obtidos para o transformador virtual e para o transformador de potência real, cujos dados foram fornecidos pelo CEPEL, mostram o desempenho da metodologia em encontrar os valores dos parâmetros da função de transferência que estima a curva de impedância do transformador.

O objetivo principal do presente trabalho consiste na dedução eficiente do circuito equivalente que melhor represente o comportamento elétrico do transformador de potência sob estudo. Nesse sentido, a primeira metodologia apresenta a desvantagem de que os parâmetros do circuito equivalente são obtidos após a estimação da função de transferência a partir da curva de impedância do transformador.

Portanto, os parâmetros do circuito equivalente são obtidos em duas etapas: a) identificação da função de transferência que estima a curva de impedância, e b) síntese de circuito, onde se definem os valores para os parâmetros do circuito equivalente. Na etapa de síntese de circuito, a precisão dos resultados se diminui como acontece com a perda de sensibilidade para a estimação dos parâmetros capacitivos, o que se reflete no gráfico menos preciso da curva de impedância estimada com relação a curva de impedância real.

Além disso, existe outra dificuldade na implementação da metodologia baseada nas *RNA* e consiste no problema de fornecer os adequados valores iniciais aos pesos das primeiras camadas. Com os adequados valores iniciais dos referidos pesos, a *RNA* encontra rapidamente os valores ótimos para os parâmetros da função de transferência que estimará a curva de impedância do transformador.

Os valores ótimos para esses pesos se encontram num intervalo reduzido, e de difícil dedução sem a utilização de métodos analíticos ou heurísticos; e foi verificado que se o procedimento de identificação é executado sem esses valores, a *RNA* pode não convergir e gastar muito tempo até encontrar um conjunto adequado de valores para os referidos pesos.

Por essa razão, e com a finalidade de automatizar a procura dos valores iniciais ótimos para os pesos das primeiras camadas, foi utilizado o *AG* devido a sua reconhecida capacidade para a otimização global de funções analíticas, ou não-analíticas multidimensionais (de grande porte).

Então, a primeira metodologia de identificação da curva de impedância do transformador está baseada na *RNA* para o processo de estimação propriamente dito e o *AG* para a procura dos valores ótimos globais dos pesos iniciais das primeiras camadas de neurônios. Isso significa que o sucesso na estimação de parâmetros da função de transferência que aproxima a curva de impedância do transformador, depende dos parâmetros iniciais do *AG* e da *RNA*. Os valores desses parâmetros são subjetivos e dependem da experiência do usuário com essas técnicas.

Com a finalidade de melhorar a precisão dos valores dos parâmetros do circuito equivalente do transformador, optou-se pela procura de outra metodologia de identificação e síntese mais eficiente e robusta. Nesse sentido, foi desenvolvida uma segunda metodologia de identificação baseada no método determinístico de otimização do Gradiente Descendente, a qual é descrita no Capítulo 5. Com esta metodologia são determinados os parâmetros do circuito equivalente de forma direta

## Capítulo 5

# Segunda Metodologia de Identificação e Síntese do Circuito.

### 5.1 Introdução.

Nesta segunda metodologia é utilizado o método do Gradiente Descendente (*GD*). Com a segunda metodologia de identificação implementada, será possível determinar diretamente os parâmetros elétricos concentrados do circuito equivalente do transformador de potência, bem como a função de transferência da curva de impedância, a partir das medições provenientes do Ensaio de Impedância Terminal, considerando uma faixa de frequências pré-estabelecida.

O processo de identificação é apresentado inicialmente na forma de um problema de otimização mono-objetivo. A função objetivo a ser otimizada, corresponde ao erro relativo quadrático médio que resulta da comparação entre os valores analíticos da função de transferência que descreve a impedância do transformador, determinado a partir do circuito equivalente estimado, e a medições provenientes do Ensaio de Impedância Terminal. Portanto, todo processo de síntese de circuito e identificação da função de transferência da impedância é completamente analítico.

A diferença entre esta metodologia baseada no *GD* e a técnica de identificação e síntese de circuito, descritas nos capítulos anteriores (Capítulos 3 e 4), consiste nos seguintes fatos: primeiramente são estimados os parâmetros concentrados do circuito equivalente (processo de síntese de circuito), e em seguida é determinada a função de transferência da impedância a partir desses parâmetros. Ou seja, é um processo inverso à técnica de identificação e síntese de circuito anteriormente apresentada.

A técnica determinística de otimização, baseada no método do GD, desenvolvida para síntese de circuito e estimação da função de transferência da curva de impedância, é semelhante àquela utilizada para identificação baseada nas RNAE.

Assim, antes da descrição completa desta metodologia determinística de estimação dos parâmetros concentrados do circuito equivalente e posterior estimação da função de transferência da curva de impedância, será detalhada primeiramente, e brevemente, a metodologia de otimização usando o método do *Gradiente Descendente*.

## 5.2 Método do Gradiente.

O método do gradiente consiste em um dos métodos mais simples para determinar um mínimo local. Esta técnica é geralmente conhecida como o método do Gradiente Descendente ou Declive Descendente, onde a busca do ponto ótimo envolve deslocamentos pequenos até o ponto mais baixo seguindo a direção do gradiente da função objetivo a otimizar. Nesse ponto, o gradiente da função é nulo ou possui um valor numérico muito pequeno quando comparado com uma tolerância pré-estabelecida. Portanto, a procura da solução ótima é um processo iterativo até encontrar o ponto onde o gradiente seja zero ou um valor numérico muito pequeno.

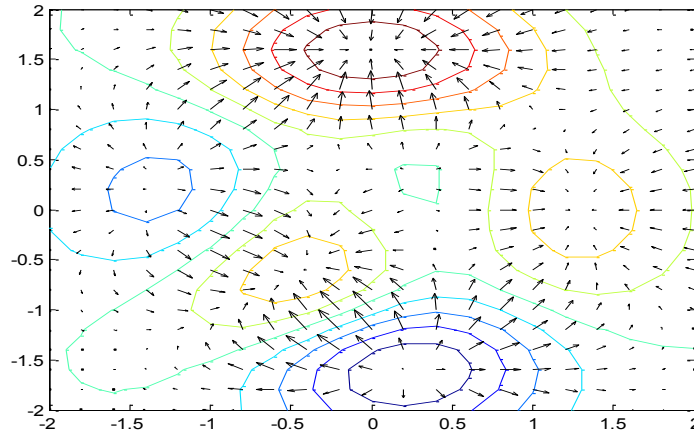
No método do GD a direção de busca corresponde à derivada primeira da função objetivo a ser otimizada (Burden, 2001).

$$\nabla F(\vec{x}) = \left[ \frac{\partial F}{\partial x_1}, \frac{\partial F}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial F}{\partial x_n} \right] \quad (5.1)$$

onde  $F$  é a função objetivo e  $\vec{x}$  é o vetor de parâmetros variáveis  $x$ , denominados também como as variáveis de decisão.

Para compreender melhor o processo de otimização do método, observe-se a Figura 5.1 na qual é representado o hiperplano resultante da avaliação de uma função objetivo de duas variáveis de decisão.

As setas indicam a direção na qual, uma pequena variação nos parâmetros pode produzir um maior decréscimo da função. Essa direção, calculada a partir do gradiente da função objetivo, indica o sentido do deslocamento do ponto anterior até o ponto ótimo.



**Figura 5.1:** Contorno de um hiperplano resultante da avaliação de uma função.

Finalmente, a obtenção dos novos parâmetros pelo *GD* será determinada através da seguinte expressão matemática:

$$\vec{x}^{(k+1)} = \vec{x}^{(k)} + \Delta\vec{x}^{(k)} \quad (5.2)$$

Assim, o símbolo delta,  $\Delta$ , no vetor de parâmetros  $\Delta\vec{x}^{(k)}$  indica o deslocamento na iteração  $k$  do parâmetro correspondente o qual é calculado através do produto do gradiente da função objetivo,  $\nabla F^{(k)}$ , pela velocidade de convergência  $\alpha$ , conforme indicado na seguinte expressão matemática:

$$\Delta\vec{x}^{(k)} = -\alpha \cdot \nabla F^{(k)}(\vec{x}) \quad (5.3)$$

Substituindo a expressão matemática (5.3) na equação (5.2) obtém-se a seguinte expressão:

$$\vec{x}^{(k+1)} = \vec{x}^{(k)} - \alpha \cdot \nabla F^{(k)}(\vec{x}) \quad (5.4)$$

O objetivo deste método consiste em atingir o ponto ótimo, através da redução iterativa do valor do gradiente, isto é até que  $\nabla F^{(k)}(x) = 0$ .

O *GD* pertence à família dos algoritmos de Newton e Quase-Newton, que apresentam a vantagem de uma alta velocidade de convergência, uma vez que uma aproximação inicial suficientemente boa seja conhecida. Ou seja, a convergência destes métodos de Newton, bem como a do *GD*, são muito sensíveis à estimativa inicial escolhida, ou ponto inicial de busca.

Dessa maneira, um ponto fraco desses métodos é justamente a necessidade de uma aproximação inicial satisfatória para assegurar a convergência. Outra restrição na utilização desses métodos, é que a função seja derivável no intervalo considerado. Devido a essas considerações, estes métodos em geral convergem sempre em ótimos locais (Burden, 2001). Porém, a vantagem do *GD* está na simplicidade de implementação bem como não requer muito esforço computacional durante o processo de otimização.

### 5.3 Metodologia desenvolvida para a otimização dos parâmetros.

Para a otimização dos parâmetros concentrados do circuito elétrico equivalente do transformador de potência, através do método do *GD*, é necessário definir a função objetivo.

Com a finalidade de apresentar de forma detalhada a metodologia de síntese de circuitos e estimação da curva de impedância utilizando o *GD*, serão descritos em três estágios. Em cada um desses estágios será definida a função objetivo, ou funções objetivos, que será otimizada, bem como uma descrição da obtenção dos parâmetros concentrados do circuito equivalente do transformador de potência em estudo. Para cada estágio, a descrição da metodologia de síntese de circuitos e identificação será apresentada a seguir:

- a. Com uma única função objetivo,
- b. Utilizando duas funções objetivo e
- c. Usando quatro funções objetivo.

#### 5.3.1 Uma função objetivo

No primeiro estágio utilizou-se como única função objetivo, o erro quadrático médio do módulo da função impedância.

$$F = F_{|z|} = \frac{1}{N_{|z|}} \sum_1^{N_{|z|}} \varepsilon_{|z|}^2(j\omega) \quad (5.5)$$



onde,  $N_{|Z|}$  corresponde ao número de frequências consideradas para descrever a curva de impedância, e o erro  $\varepsilon_{|Z|}(j\omega)$  é definido através da seguinte expressão:

$$\varepsilon_{|Z|}(j\omega) = |Z(j\omega)| - |\tilde{Z}(j\omega)| \quad (5.6)$$

onde  $|Z(j\omega)|$  representa o valor do módulo da curva de impedância para cada frequência da faixa considerada no Ensaio de Impedância Terminal, e  $|\tilde{Z}(j\omega)|$  refere-se a cada um dos valores da função impedância, que estima a curva de impedância medida, correspondente à mesma frequência da faixa de frequências pré-estabelecida.

Com a função objetivo definida na expressão matemática (5.5), a equação que indica o deslocamento de cada variável de decisão, equação (5.3), no problema de otimização é re-escrita da seguinte maneira:

$$\Delta x_p^{(k)} = -\alpha \frac{\partial F}{\partial x_p} = -\alpha \frac{2}{N_{|Z|}} \sum_1^{N_{|Z|}} \left( \varepsilon_{|Z|}(j\omega) \frac{\partial \varepsilon_{|Z|}}{\partial x_p} \right) \quad (5.7)$$

Substituindo a equação (5.6), onde se define ao erro relativo médio, na expressão onde é calculado o gradiente da função objetivo, equação (5.7), se obtém a seguinte expressão matemática:

$$\Delta x_p^{(k)} = -\alpha \frac{2}{N_{|Z|}} \sum_1^{N_{|Z|}} \left( \varepsilon_{|Z|}(j\omega) \frac{\partial |\tilde{Z}(j\omega)|}{\partial x_p} \right) \quad (5.8)$$

No presente trabalho, o cálculo do gradiente da função  $|Z(j\cdot\omega)|$  se faz por aproximação, no qual se faz variar um valor muito pequeno do módulo da função impedância,  $|Z(j\cdot\omega)|$ , para uma dada frequência pertencente à faixa de análise, conforme indica a expressão matemática seguinte:

$$\frac{\partial |\tilde{Z}(j\cdot\omega)|}{\partial x_p} \approx \frac{\Delta |\tilde{Z}(j\cdot\omega)|}{\Delta x_p} \quad (5.9)$$

Algumas modificações foram feitas no método do *GD*, com a finalidade de obter uma boa convergência, e encontrar os parâmetros ótimos do circuito equivalente que melhor representem, posteriormente, a curva de impedância real do transformador de potência sob análise. Essas modificações são descritas a seguir:

1. O valor associado ao parâmetro  $\alpha$ , correspondente à velocidade de deslocamento, não pode ser igual para todos os parâmetros (variáveis de decisão) devido à sensibilidade diferente a cada parâmetro. Portanto, um valor diferente de  $\alpha$  será estimado para cada parâmetro, e também, o seu valor será definido em cada iteração. A expressão matemática da forma como é calculado o valor de  $\alpha$  é apresentada a seguir:

$$0,001 \cdot x_p^{(k)} \cong -\alpha \cdot \nabla F^{(k)}(x_p) \quad (5.10)$$

Com a equação (5.10) se obtém a expressão do cálculo do valor de  $\alpha$ :

$$\alpha = 0,001 \cdot \left| \frac{-x_p^{(k)}}{\nabla F^{(k)}(x_p)} \right| \quad (5.11)$$

2. Nas primeiras implementações da metodologia baseada no *GD*, observou-se que a direção do gradiente estava influenciada por aqueles parâmetros cujas amplitudes de ressonância eram mais altas, resultando em valores de  $\alpha$  maiores. Portanto, isso atribuía uma maior importância, ou velocidade, no deslocamento dos parâmetros até a solução ótima.

Com a finalidade de fornecer a cada parâmetro uma mesma importância, ou velocidade relativa, foi implementado o erro relativo médio na escala logarítmica, conforme se mostra a seguir:

$$\varepsilon_{|z|} = \log_{10}(|Z(j\omega)|) - \log_{10}(|\tilde{Z}(j\omega)|) \quad (5.12)$$

3. Outro mecanismo implementado para evitar grandes diferenças no deslocamento relativo dos parâmetros, foi a *normalização* de cada uma das variáveis de decisão (parâmetros). Dessa forma, evita-se também que um determinado parâmetro possua um valor numérico demasiado discrepante em relação aos outros, e que a convergência do algoritmo seja mais influenciada por aqueles parâmetros.

4. Para minimizar o efeito de oscilação de um parametro em torno de seu valor ótimo, implementou-se uma simples técnica de atenuação do deslocamento neste entorno. Esta técnica é uma variação do Gradiente Descendente resiliente, a atenuação aplicada sobre a velocidade de deslocamento,  $\alpha$ . Por outro lado, aumenta-se o valor de  $\alpha$  quando longe do ótimo, para acelerar a convergência.

Observa-se a variação do sinal do gradiente entre a iteração atual e a iteração anterior.

No caso em que o sinal atual seja igual em relação à iteração anterior, ou seja:

$$\text{sinal}\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)_{n-1} \cdot \text{sinal}\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)_n > 0 \quad (5.13)$$

O valor de  $\alpha$  é aumentado da seguinte maneira:

$$\alpha_n = 1,05 \cdot \alpha_n \quad (5.14)$$

No caso em que o sinal atual seja diferente em relação à iteração anterior, ou seja:

$$\text{sinal}\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)_{n-1} \cdot \text{sinal}\left(\frac{\partial F}{\partial x}\right)_n < 0 \quad (5.15)$$

O valor de  $\alpha$  é reduzido:

$$\alpha_n = 0,95 \cdot \alpha_n \quad (5.16)$$

Através deste primeiro estágio foi possível observar, com maior detalhe, certas características próprias da metodologia de síntese de circuito e identificação, baseado no método do *GD*.

### 5.3.2 Com duas funções objetivo

Neste caso, para obter valores mais exatos dos parâmetros do circuito equivalente do transformador, foram consideradas duas funções objetivo. Ambas serão otimizadas simultaneamente e correspondem ao erro do módulo e da fase calculados através da comparação entre a função impedância e a curva de impedância proveniente do Ensaio de Impedância Terminal do transformador. As expressões matemáticas associadas a cada uma dessas funções objetivo são dadas a seguir:

$$F_{|z|} = \frac{1}{N_{|z|}} \sum_1^{mw} \varepsilon_{|z|}^2(j\omega) \quad (5.17)$$

$$F_{\theta_z} = \frac{1}{N_{\theta_z}} \sum_1^{mw} \varepsilon_{\theta_z}^2(j\omega) \quad (5.18)$$

Cada objetivo corresponde ao erro quadrático médio do módulo e da fase, como se observa na equação (5.17) e (5.18), respectivamente. Assim, o erro relacionado à fase é calculado da seguinte maneira:

$$\varepsilon_{\theta_z}(j\omega) = \theta_z(j\omega) - \tilde{\theta}_z(j\omega) \quad (5.19)$$

onde,  $\theta_z(j\omega)$  corresponde à fase medida no ensaio do transformador de potência,  $\tilde{\theta}_z(j\omega)$  corresponde à fase da impedância calculada através do circuito equivalente e  $\varepsilon_{\theta_z}$  corresponde ao erro da fase da impedância. O erro do módulo da impedância já foi descrito na equação (5.12).

Somente o erro devido ao módulo da impedância é apresentado em escala logarítmica, como foi indicado na expressão matemática (5.12). Porém, o erro relacionado à fase da impedância varia entre  $-90^\circ$  e  $90^\circ$  graus, e por essa razão é mais recomendável trabalhar nessa escala numérica.

O método do *GD*, descrito anteriormente, otimiza uma única função objetivo. Com os dois objetivos agora definidos, é necessário adaptar a metodologia anterior para um problema multi-objetivo. A maneira mais fácil de otimizar simultaneamente dois objetivos consiste na definição de uma função objetivo que seja uma soma ponderada das duas funções a serem otimizadas. Dessa forma, o problema de otimização multi-objetivo transforma-se num problema de otimização mono-objetivo. A seguir, é descrita a expressão matemática da função objetivo como uma soma ponderada dos dois objetivos a serem otimizados:

$$F = \gamma_1 \cdot F_{|z|} + \gamma_2 \cdot F_{\theta_z} \quad (5.20)$$

onde  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  é um número real positivo.

Se as duas funções, a serem otimizadas, estiverem associadas a uma mesma grandeza, os coeficientes  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  seriam iguais à unidade. Isso também significaria que os dois objetivos têm o mesmo nível de importância no processo de otimização, para a busca do ponto ótimo.

Porém, isso não acontece neste caso onde cada função objetivo está representada por grandezas diferentes (módulo e fase da impedância). Mas, ambos os objetivos estão associados ao ajuste ótimo de uma única curva, e por essa razão, a soma dos valores dos coeficientes deve ser limitada à unidade:

$$\gamma_1 + \gamma_2 = 1 \quad (5.21)$$

Os valores dos coeficientes  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  neste caso depende unicamente das grandezas associadas, de maneira que a soma entre elas mantenha aproximadamente o mesmo nível de importância numérica. Substituindo a expressão (5.22) na equação (5.21), fica da seguinte maneira:

$$F = \gamma_1 \cdot F_{|z|} + (1 - \gamma_1) \cdot F_{\theta_z} \quad (5.22)$$

Considerando a expressão matemática da função objetivo, como soma ponderada de duas funções a otimizar, a expressão do deslocamento de cada parâmetro, dada na equação (5.3), fica da seguinte maneira:

$$\Delta x_p^{(k)} = -2\alpha \left[ \frac{\gamma_1}{N_{|Z|}} \sum_1^{nw} \varepsilon_{|Z|} \frac{\partial |\tilde{Z}|}{\partial x_p} + \frac{(1-\gamma_1)}{N_{\theta_z}} \sum_1^{nw} \varepsilon_{\theta_z} \frac{\partial \tilde{\theta}_z}{\partial x_p} \right] \quad (5.23)$$

Obviamente, com o incremento de mais um termo para o cálculo do gradiente, a metodologia de otimização vai requerer mais tempo computacional em comparação ao caso anterior.

### 5.3.3 Com quatro funções objetivo

Na metodologia de síntese de circuito proposta anteriormente, visando a simulação do Ensaio de Impedância Terminal, os parâmetros do circuito equivalente do transformador tanto do lado de baixa quanto do lado de alta tensão são determinados separadamente. Mas, na realidade, ambos os circuitos do enrolamento atuam em conjunto no transformador.

Na Figura 2.6 foi mostrado o modelo do circuito equivalente de parâmetros concentrados utilizado para representar o enrolamento de alta, bem como o enrolamento de baixa tensão. Esses parâmetros são estimados separadamente através das metodologias anteriormente descritas; quer dizer, os parâmetros do circuito equivalente do lado de alta tensão são determinados sem considerar a existência dos parâmetros do lado de baixa tensão e vice-versa.

Dessa maneira, são determinados os parâmetros do circuito equivalente que representam a função impedância do lado de alta tensão,  $Z_{11}$ , e depois os parâmetros que representam a função impedância do lado de baixa tensão,  $Z_{22}$ , na matriz de impedância  $Z$ .

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

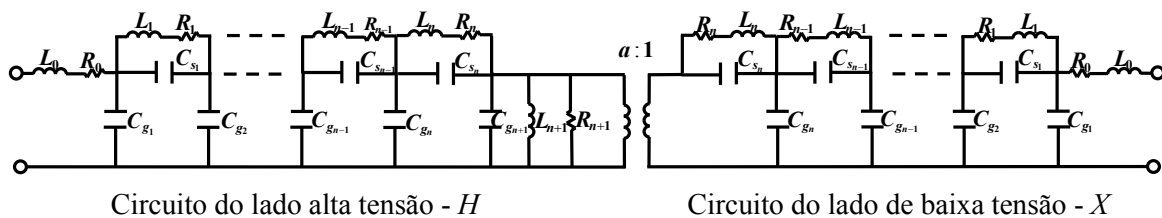
Portanto, quando os parâmetros do circuito equivalente do lado de alta são estimados desconsiderando os parâmetros do lado de baixa, e vice-versa, torna-se impossível a estimação das funções de impedância  $Z_{12}$  e  $Z_{21}$  na matriz  $Z$ , já que estas correspondem às impedâncias de um certo lado do circuito visto a partir do outro lado do circuito do transformador. Assim,  $Z_{12}$  é a impedância do transformador no lado de baixa vista a partir do lado de alta tensão do transformador, e da mesma maneira  $Z_{21}$ .

Dessa maneira, a estimação da impedância  $Z_{12}$  não pode ser feita, pois para determinar os parâmetros associados a ela, é necessária a presença dos parâmetros associados ao enrolamento de alta.

Essa deficiência observada no cálculo dos outros termos da matriz impedância, também se apresenta quando se tenta reproduzir o Ensaio de Resposta em Frequência, no qual se aplica tensão em um enrolamento para medir a tensão no outro enrolamento.

A partir da análise apresentada anteriormente, conclui-se que uma estimação exata e realista dos parâmetros do circuito equivalente que represente totalmente o transformador, deve ser feita de maneira conjunta; quer dizer, devem ser considerados, simultaneamente, os parâmetros do circuito de alta tensão e os parâmetros do lado de baixa tensão.

Para construir um circuito equivalente incluindo os dois enrolamentos do transformador, será necessário colocar os parâmetros do núcleo como parte de um dos enrolamentos do transformador. Para uniformizar a análise, no presente trabalho, arbitramos que os parâmetros do núcleo do transformador estarão presentes sempre no enrolamento de alta tensão.

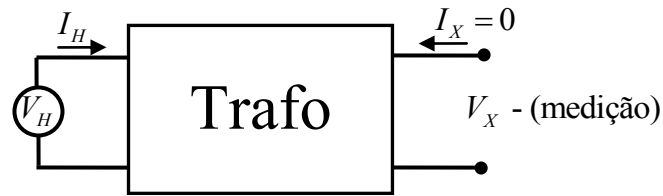


**Figura 5.2:** Circuito equivalente que representa o transformador de Potência. O transformador  $a:1$  representado no modelo é ideal

Na Figura 5.2 é descrita a topologia do circuito equivalente a ser utilizado para a estimação conjunta de todos os parâmetros do transformador de potência sob estudo.

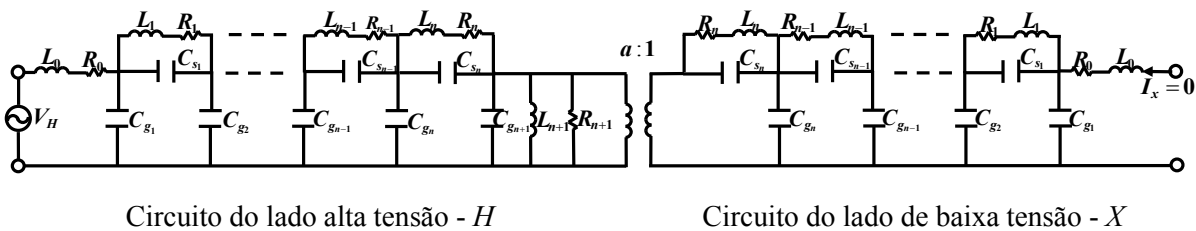
Antes de descrever a metodologia de síntese de circuito e identificação da curva de impedância do transformador, associada ao circuito equivalente apresentado na Figura 5.2, é necessário ter em vista algumas considerações para simular cada um dos ensaios de forma que o mencionado circuito represente a realidade, e ao mesmo tempo, os parâmetros considerados representem o ensaio correspondente.

Para a simulação do Ensaio de Impedância Terminal no lado de alta tensão, consideramos por equivalência o seguinte circuito de duas portas, cuja descrição completa é detalhada no Apêndice A:



**Figura 5.3:** Circuito de duas portas com aplicação de tensão no lado de alta.

Através da Figura 5.3, que esquematiza simplificada o Ensaio de Impedância Terminal no lado de alta [18], pode ser observado que neste caso somente devem ser considerados os parâmetros das conexões no lado de alta tensão, porque nesse lado a fonte de tensão é ligada. Tendo em vista esta característica no ensaio, o circuito equivalente a ser considerado é o seguinte:



**Figura 5.4:** Circuito considerado para reproduzir o ensaio de impedância no lado de alta tensão.

Considerando o circuito completo apresentado na Figura 5.4, estima-se a curva de impedância terminal no lado de alta tensão,  $Z_H(s)$ . A construção da função de transferência a ser otimizada é inicializada a partir dos parâmetros do lado de baixa tensão a menos do circuito  $RL$  de conexão com a bucha. Então, neste caso se obtém a função de transferência  $Z_H(s)$  que aproxima a curva de impedância no lado de alta tensão do transformador,  $Z_H$ , determinada através do Ensaio de Impedância Terminal.

Nesta etapa, cada um dos blocos ressonantes pertencentes ao enrolamento de baixa tensão é varrido da direita para a esquerda, logo, estes são referidos para o lado de alta tensão considerando a relação de transformação correspondente. Em seguida, são varridos os parâmetros de todos os blocos ressonantes do lado de alta tensão na mesma forma da direita para a esquerda. O processo de síntese finaliza quando são varridos todos os valores associados aos parâmetros inclusos aos parâmetros das conexões do transformador, utilizados na medição durante o ensaio.



A seguir, é descrito, detalhadamente, o processo de varredura de cada parâmetro do enrolamento de baixa até enrolamento de alta tensão desenvolvido no presente trabalho:

1. É calculada a impedância formada pelos parâmetros  $R_i$ ,  $L_i$  e  $C_{s_i}$ , do circuito ressonante descrito na Figura 3.10.

$$Z_{r_i}(s) = \frac{L_i s + R_i}{C_{s_i} L_i s^2 + C_{s_i} R_i s + 1} \quad (5.25)$$

onde  $i \in \{1, 2, \dots, n\}$ , sendo  $n$  o número de blocos ressonantes considerados para o circuito equivalente que modela o transformador de potência.

2. A impedância  $Z_{r_i}(s)$  do lado de baixa tensão encontra-se em série com a capacitância geométrica  $C_{g_1}$ , resultando:

$$Z_1(s) = Z_{r_i}(s) + \frac{1}{C_{g_1} s} = Z_{r_i}(s) + Z_{c_{g_1}}(s) \quad (5.26)$$

3. A impedância resultante série está em paralelo com a capacitância geométrica do bloco ressonante seguinte:

$$Z_2(s) = \frac{Z_{c_{g_2}}(s) \cdot Z_1(s)}{Z_{c_{g_2}}(s) + Z_1(s)} \quad (5.27)$$

Com o cálculo desta impedância, completa-se o cálculo dos parâmetros associados ao primeiro bloco ressonante do circuito equivalente descrito na Figura 5.4.

4. Realiza-se o processo anterior, desde o item 1 até o item 3, até varrer todos os blocos ressonantes do lado de baixa tensão, e obtendo assim a impedância equivalente  $Z_{eq_{xh}}(s)$ .

onde,  $Z_{eq_{xh}}(s)$  corresponde à impedância equivalente dos parâmetros do lado de baixa tensão, vistos de baixa para alta tensão.

5. Depois se transfere esta impedância para o lado de alta tensão, multiplicando a impedância  $Z_{eq_{xh}}(s)$  pela relação de transformação:

$$Z_{n+1}(s) = a^2 \cdot Z_{eq_{xh}}(s) \quad (5.28)$$

6. Uma vez transferida a impedância equivalente do lado de baixa para o lado de alta tensão, procede-se, primeiramente, determinando a impedância equivalente entre  $Z_{n+1}(s)$  e o circuito  $RLC$  paralelo da Figura 3.11.

$$Z_{n+2}(s) = \frac{Z_{n+1}(s) \cdot Z_{nucleo}(s)}{Z_{n+1}(s) + Z_{nucleo}(s)} \quad (5.29)$$

7. Calculada a impedância  $Z_{n+2}(s)$ , inicia-se o mesmo processo feito no lado de baixa tensão, onde são varridos todos os blocos ressonantes para completar o cálculo dos parâmetros associados a esses blocos. A impedância resultante é somada à impedância das conexões, como mostrado a seguir:

$$Z_H(s) = R_0 + L_0 s + Z_{2(n+1)}(s) = Z_0(s) + Z_{2(n+1)}(s) \quad (5.30)$$

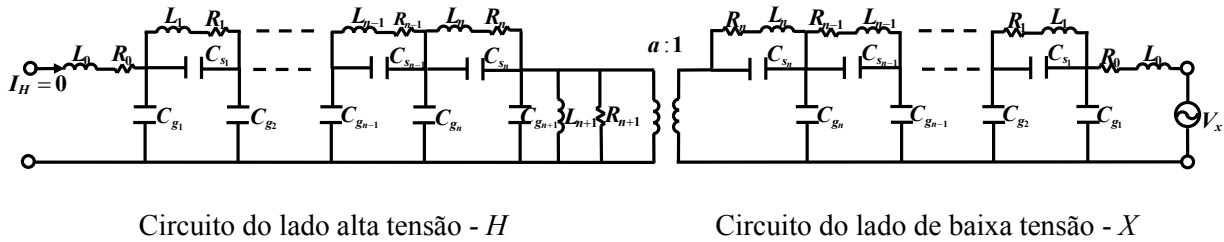
É determinada finalmente a função impedância do lado de alta tensão,  $Z_H(s)$ , associada ao circuito equivalente do transformador.

Para a simulação do Ensaio de Impedância Terminal no lado de baixa tensão, é considerado o seguinte circuito de duas portas cuja descrição detalhada também se encontra no Anexo A.



**Figura 5.5:** Circuito de duas portas com aplicação de tensão no lado de baixa.

A Figura 5.5 representa o Ensaio de Impedância Terminal no lado de baixa tensão. Observa-se a presença dos parâmetros das conexões no lado de baixa, devido à ligação com a fonte de tensão para a realização do ensaio. Tendo presente esta característica, o circuito equivalente a ser considerado é representado a seguir:



**Figura 5.6:** Circuito considerado para reproduzir o ensaio de impedância no lado de baixa tensão.

Utilizando-se a mesma filosofia de cálculo da impedância de alta tensão  $Z_H(s)$ , é determinada a função impedância do lado de baixa tensão  $Z_X(s)$ .

Assim, neste caso, o cálculo começa a partir dos parâmetros do lado de alta tensão a menos do circuito  $RL$  de conexão com a bucha, varrendo cada um dos blocos ressonantes da esquerda para a direita, até atingir e determinar todos os parâmetros associados aos blocos ressonantes do lado de baixa tensão, restando finalmente o cálculo dos parâmetros das conexões.

O processo de síntese é o mesmo que aquele descrito para o lado de alta tensão, modificando unicamente a expressão matemática (5.28), que descreve a relação utilizada para transferir os parâmetros de impedância de baixa para alta.

$$Z_{n+1}(s) = \frac{1}{a^2} \cdot Z_{eq_{hx}}(s) \quad (5.31)$$

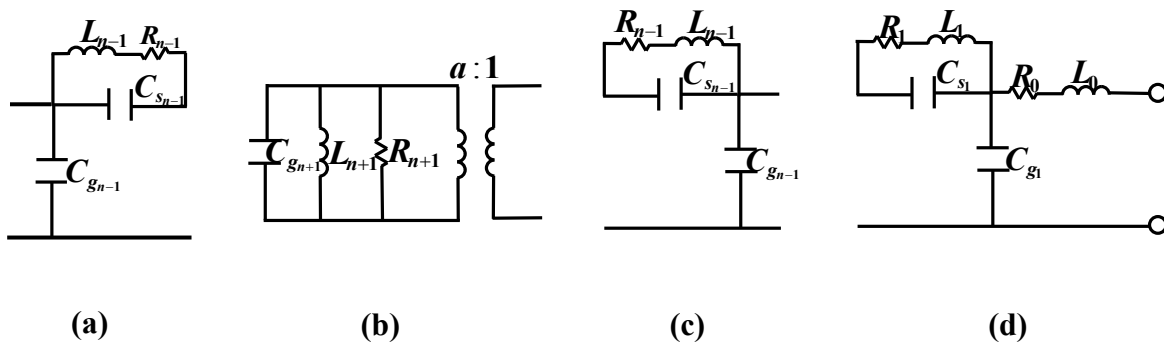
A equação (5.31) é a expressão matemática que deve ser usada no item 4 do processo de síntese para o caso de simulação do ensaio no lado de baixa tensão. Finalmente, é possível determinar a função impedância,  $Z_X(s)$ , que deverá ser otimizada a partir das medições do Ensaio de Impedância Terminal do transformador realizadas no enrolamento de baixa tensão.

### 5.3.3.1 Estimação da Curva de Relação de Tensão

Uma vez finalizada a simulação do Ensaio de Impedância Terminal, tanto no lado de baixa, quanto no enrolamento de alta tensão do transformador, estimando as curvas de impedância correspondentes, passa-se à simulação do Ensaio de Resposta em Frequência, onde são relacionadas às tensões terminais.

Para determinar as tensões terminais no circuito equivalente do transformador, utilizaremos também o circuito de duas portas denominado quadripolos, os quais já foram apresentados nas Figuras 5.3 e 5.5. Esses quadripolos representam também o esquema do Ensaio de Resposta em Frequência de alta para baixa e de baixa para alta, determinando-se assim as curvas de relação de tensão  $V_{XH}(s)$  de alta para baixa e  $V_{HX}(s)$  de baixa para alta, respectivamente [18].

Além disso, o cálculo direto, em cada frequência, da tensão na entrada e na saída do transformador torna-se difícil por causa da estrutura complexa do seu correspondente circuito equivalente; portanto, o referido circuito se divide em sub-circuitos para ser representados posteriormente cada um deles, nos denominados quadripolos. Dessa maneira são determinadas as curvas que relacionam a tensão num terminal a partir da medição no outro terminal. A seguir, se apresentam os sub-circuitos nos quais o circuito equivalente é dividido:



**Figura 5.7:** Sub-circuitos considerados.

Na Figura 5.7 os sub-circuitos (a) y (c) correspondem aos circuitos ressonantes, do lado de alta e do lado de baixa, respectivamente. O sub-circuito (b) se refere ao circuito *RLC* paralelo; e, o sub-circuito (d) corresponde ao bloco ressonante com a sua impedância de conexão.

Assim, a função de transferência  $V_{HX}(s)$  estima a curva de relação de tensão medida no lado de alta para uma fonte de tensão variável com a frequência conectada no lado de baixa. Da mesma maneira, a função de transferência  $V_{XH}(s)$  estima a curva de relação de tensão determinada no lado de baixa para a fonte conectada no lado de alta.

Através desta representação, para o caso do Ensaio de Resposta em Frequência, as conexões somente são consideradas no lado onde uma fonte de tensão é conectada, sendo as Figuras 5.4 e 5.6, as representações do circuito completo utilizado para simular o ensaio em questão, onde também é considerado cada um dos circuitos de duas portas descritos nas Figuras 5.3 e 5.5, respectivamente.

Os quadripolos são estruturas genéricas que ajudam na análise das redes elétricas, já que modelam matricialmente uma rede, facilitando assim, o estudo sistemático do seu comportamento através dos vetores de corrente e tensão. Dependendo da forma como são escolhidas estas variáveis, o quadripolo pode ser representado através de vários tipos de matrizes que relacionam, de diferentes maneiras, as quatro variáveis.

Existem cinco conjuntos básicos de parâmetros descritivos, equivalentes a todo quadripolo:

1. Parâmetros impedância –  $z$ . Representam tensões na entrada/saída em termos de correntes na entrada/saída (ou de porta);

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

2. Parâmetros admitância –  $y$ . Representam correntes de entrada/saída em termos de tensões de entrada/saída;

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

3. Parâmetros híbridos –  $h$ . Representa tensão de entrada e corrente de saída em termos de corrente de entrada e tensão de saída, respectivamente;

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

4. Parâmetros híbridos –  $g$ . Representam corrente de entrada e tensão de saída em termos de tensão de entrada e corrente de saída respectivamente;

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

5. Parâmetros de transmissão –  $ABCD$ . Representam corrente de entrada e tensão de entrada em termos de corrente e tensão de saída, respectivamente;

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Na escolha dos parâmetros a serem utilizados na reprodução do ensaio através do circuito elétrico equivalente, deve-se considerar que o ensaio relaciona tensão de saída com tensão de entrada quando os terminais da saída estão em circuito aberto, conforme se descreve também no Anexo A.

Os parâmetros que relacionam estas duas grandezas, na forma especificada no ensaio, são: os parâmetros híbridos –  $g$ , e os parâmetros de transmissão –  $ABCD$ ; porém, serão utilizados os parâmetros de transmissão, pois são os únicos parâmetros que permitem interligar, de maneira simples, vários sistemas ou circuitos elétricos em cascata.

Conforme a equação (5.36), que representa os parâmetros de transmissão, as variáveis independentes correspondem à tensão e à corrente de saída, e as variáveis dependentes estão associadas à tensão e à corrente de entrada.

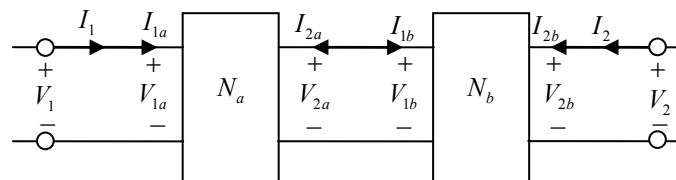
É necessário esclarecer que nenhum destes parâmetros tem as mesmas dimensões.  $A$  corresponde ao inverso do ganho de tensão em circuito aberto;  $B$  é denominado o negativo do inverso da admitância de transferência em curto-circuito;  $C$  é o inverso da impedância de transferência em circuito aberto; e,  $D$  é denominado o negativo do ganho de corrente em curto-circuito.

Para um sistema linear e invariante no tempo, os parâmetros de transmissão podem ser obtidos através dos seguintes testes simples na rede, ou circuito elétrico, como expresso na seguinte equação:

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} \quad D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} \quad (5.37)$$

Cada uma destas componentes, forma parte da expressão matemática (5.36), e representa cada parâmetro de transmissão em cada quadripolo a ser utilizado. Um determinado sub-circuito que formará parte do circuito equivalente total, estará representado através de um determinado quadripolo de transmissão. Então, cada sub-circuito está interconectado em cascata para determinar, dessa maneira, o circuito equivalente completo do transformador, apresentado nas Figuras 5.4 e 5.6.

As regras utilizadas para derivar modelos de interligação em paralelo, em série ou em cascata assumem que cada sub-circuito ou subsistema se comportem da mesma maneira antes e depois da interconexão. A seguir será descrito o comportamento da interligação em cascata dos quadripolos a fim de mostrar sua utilidade neste caso.



**Figura 5.8:** Conexão em cascata de dois quadripolos.

A Figura 5.8 apresenta dois quadripolos conectados em cascata e, através da equação (5.38), as relações entre as correntes e tensões de um quadripolo para o seguinte:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{1a} \\ I_{1a} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{2a} \\ -I_{2a} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{1b} \\ I_{1b} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_b & B_b \\ C_b & D_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{2b} \\ -I_{2b} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.38)$$

Na Figura 5.8 se observa também as seguintes restrições ao interligar os dois quadripolos.

$$\begin{aligned} I_{2a} &= -I_{1b} & V_{2a} &= V_{1b} \\ V_1 &= V_{1a} & V_2 &= V_{2b} \\ I_1 &= I_{1a} & I_2 &= I_{2b} \end{aligned} \quad (5.39)$$

Substituindo a expressão matemática (5.39) na equação (5.38), se tem a seguinte expressão matemática:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a & B_a \\ C_a & D_a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_b & B_b \\ C_b & D_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Dessa forma, realizando a multiplicação matricial da representação dos parâmetros de transmissão de cada um dos sub-circuitos, é possível determinar a curva de relação de tensão [29] correspondente ao Ensaio de Resposta em Frequência.

Uma vez descrita a metodologia implementada para simular o Ensaio de Resposta em Frequência no circuito equivalente do transformador, será mostrada a metodologia que estima os parâmetros do circuito utilizando em conjunto os dois tipos de ensaios: Ensaio de Impedância Terminal e Ensaio de Resposta em Frequência.

$$F_{|z_h|} = \frac{1}{N_{|z_h|}} \sum_1^{nw} \varepsilon_{|z_h|}^2 \quad (5.41)$$

$$F_{|z_x|} = \frac{1}{N_{|z_x|}} \sum_1^{nw} \varepsilon_{|z_x|}^2 \quad (5.42)$$

$$F_{|V_{hx}|} = \frac{1}{N_{|V_{hx}|}} \sum_1^{nw} \varepsilon_{|V_{hx}|}^2 \quad (5.43)$$

$$F_{|V_{xh}|} = \frac{1}{N_{|V_{xh}|}} \sum_1^{nw} \varepsilon_{|V_{xh}|}^2 \quad (5.44)$$

As expressões matemáticas (5.41) e (5.42), correspondem ao erro quadrático médio da impedância de alta tensão e ao erro quadrático médio da impedância de baixa tensão, respectivamente, as quais são determinadas da equação geral (5.17).

Estas equações, o erro quadrático médio da relação de tensão de alta para baixa e o erro quadrático médio da relação de tensão de baixa para alta, representadas nas equações (5.43) e (5.44), respectivamente, são as quatro funções utilizadas nesta variante da técnica de síntese e identificação de parâmetros baseado no *GD*.

$$\varepsilon_{|z_h|}(j\omega) = |Z_h(j\omega)| - |\tilde{Z}_h(j\omega)| \quad (5.45)$$

$$\varepsilon_{|z_x|}(j\omega) = |Z_x(j\omega)| - |\tilde{Z}_x(j\omega)| \quad (5.46)$$



$$\varepsilon_{|V_{hx}|}(j\omega) = |V_{hx}(j\omega)| - |\tilde{V}_{hx}(j\omega)| \quad (5.47)$$

$$\varepsilon_{|V_{xh}|}(j\omega) = |V_{xh}(j\omega)| - |\tilde{V}_{xh}(j\omega)| \quad (5.48)$$

Os erros do módulo da impedância do lado de alta tensão e do lado de baixa tensão, bem como os erros da relação de tensão de alta para baixa e de baixa para alta, são determinados através das equações (5.45), (5.46), (5.47) e (5.48), respectivamente. Utilizamos os erros nas tensões de saída em vez dos erros nas trans-impedâncias por que desta forma os dados dos Ensaio de Resposta em Frequência podem ser utilizados diretamente.

Uma vez definidas as quatro funções objetivo a serem minimizadas simultaneamente, se procede à determinação da expressão matemática da função objetivo a ser utilizada no *GD* durante o processo de otimização. A função objetivo geral é formada pela soma ponderada dos quatro objetivos definidos anteriormente, conforme mostrado a seguir:

$$F = \gamma_1 \cdot F_{|Z_h|} + \gamma_2 \cdot F_{|Z_x|} + \gamma_3 \cdot F_{|V_{hx}|} + \gamma_4 \cdot F_{|V_{xh}|} \quad (5.49)$$

Na equação (5.49), existem dois pares de funções expressas na mesma unidade de medida, e tem aproximadamente a mesma ordem de grandeza; portanto, é possível agrupá-las e multiplicá-las pelo mesmo coeficiente (peso), conforme descrito na equação (5.50) seguinte:

$$F = \gamma_1 \cdot (F_{|Z_h|} + F_{|Z_x|}) + \gamma_2 \cdot (F_{|V_{hx}|} + F_{|V_{xh}|}) \quad (5.50)$$

Como descrito anteriormente, ambos os pesos  $\gamma_1$  e  $\gamma_2$  devem ser limitados à unidade e, portanto, a expressão matemática (5.50) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$F = \gamma_1 \cdot (F_{|Z_h|} + F_{|Z_x|}) + (1 - \gamma_1) \cdot (F_{|V_{hx}|} + F_{|V_{xh}|}) \quad (5.51)$$

Substituindo a equação (5.51) na equação (5.3), obtém-se a seguinte expressão matemática:

$$\Delta x_p^{(k)} = -2\alpha \left[ \frac{\gamma_1}{N_{|z_h|}} \sum_1^{mw} \varepsilon_{|z_h|} \frac{\partial |\tilde{z}_h|}{\partial x_p} + \frac{\gamma_1}{N_{|z_x|}} \sum_1^{mw} \varepsilon_{|z_x|} \frac{\partial |\tilde{z}_x|}{\partial x_p} + \frac{(1-\gamma_1)}{N_{V_{hx}}} \sum_1^{mw} \varepsilon_{V_{hx}} \frac{\partial \tilde{V}_{hx}}{\partial x_p} + \frac{(1-\gamma_1)}{N_{V_{xh}}} \sum_1^{mw} \varepsilon_{V_{xh}} \frac{\partial \tilde{V}_{xh}}{\partial x_p} \right] \quad (5.52)$$

A equação matemática (5.52) corresponde a um vetor de deslocamento, associado à cada parâmetro. O custo computacional é maior do que na metodologia anterior, descrita na Seção 5.3.2, por consequência das duas funções objetivo a mais.

## 5.4 Características da Segunda Metodologia.

A segunda metodologia de identificação e síntese de circuitos está baseada no procedimento determinístico de otimização do Gradiente Descendente. Com esta metodologia são determinados diretamente os parâmetros do circuito equivalente, tanto os parâmetros do lado de alta quanto os parâmetros do lado de baixa tensão do transformador de potência sob estudo.

Dessa maneira, em um único passo são obtidos todos os parâmetros do circuito equivalente, evitando assim a perda de precisão nos resultados, e aumentando a sensibilidade para todos os parâmetros a serem definidos no processo de síntese.

Para desenvolver o procedimento de otimização, foram considerados três casos: a) otimização de uma única função objetivo, b) otimização de duas funções objetivo, e c) otimização de quatro funções objetivos. No primeiro caso, a função objetivo está dada pelo erro quadrático do módulo da curva de impedância estimada.

No segundo caso, as duas funções objetivo estão relacionadas com os erros quadráticos do módulo e fase da curva de impedância a ser estimada; e, no terceiro caso, as quatro funções objetivo se referem aos erros quadráticos do módulo e fase da curva de impedância obtida para o lado de alta como para o lado de baixa do transformador.

Nesta metodologia, quanto maior o número de funções objetivo, maior número de parâmetros são sensibilizados durante o processo de síntese e, portanto, maior precisão pode ser obtida para cada parâmetro do circuito equivalente correspondente. Além disso, o método de otimização do Gradiente Descendente é computacionalmente simples de implementar, facilitando o desenvolvimento rápido e eficiente do algoritmo. Outra vantagem consiste na sua robustez, devido a que, seja qualquer conjunto de valores iniciais para os parâmetros do circuito equivalente, o algoritmo converge rapidamente para uma solução única.

## Capítulo 6

# Segunda Metodologia – Aplicação e Resultados Experimentais.

### 6.1 Introdução.

Neste capítulo serão apresentados os resultados da aplicação da metodologia de síntese de circuitos e identificação das curvas características do transformador de potência em estudo, baseado no método do *GD*.

Para todos os casos, nesta seção, primeiramente será validada a metodologia de identificação e síntese de circuito, baseado no *GD*, quando é utilizada uma única função objetivo. Em seguida a metodologia proposta será utilizada considerando duas funções objetivo; e, na última etapa do estudo, serão consideradas as quatro funções objetivo descritas anteriormente.

Depois da validação descrita anteriormente, para cada um dos casos considerados, os resultados numéricos obtidos serão comparados com aqueles determinados através da metodologia de identificação baseada nas *RNAE* e a obtenção do circuito equivalente do transformador via Síntese de Circuitos.

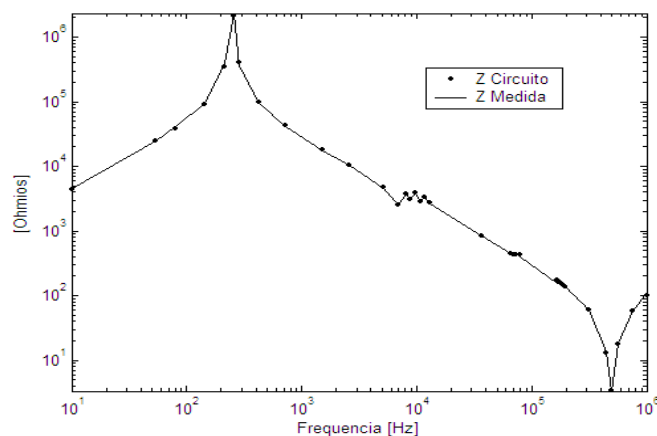
A metodologia proposta foi aplicada sobre dois tipos de transformadores: a) um autotransformador de potência real, fornecido pela CEPEL e descrito no Capítulo 4, denominado TRAFO 1; e, b) outro transformador de potência real, denominado TRAFO 2, também fornecido pela CEPEL, do qual se tem uma curva característica associada ao seu funcionamento normal, e outra curva característica associada ao desempenho do transformador com defeito, além de curvas características correspondentes ao reparo do transformador, após a manutenção. Assim, o circuito equivalente em cada um desses casos será determinado.

## 6.2 Síntese baseado no *GD* aplicado no *TRAF0 1*.

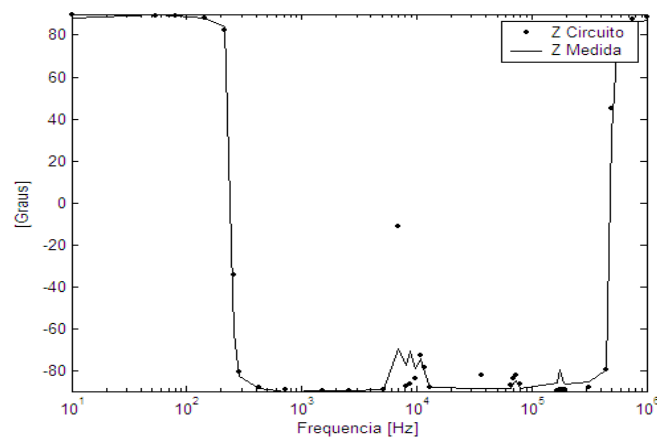
O transformador considerado nesta seção corresponde àquele autotransformador real, fornecido pelo CEPEL, que foi utilizado para validar a metodologia de identificação baseada nas *RNAE*, combinadas com *AG*, visto no Capítulo 4.

### 6.2.1 Estimação Usando Uma única Função Objetivo

São apresentados os resultados da estimação da curva de impedância do transformador através do método do *GD*, considerando uma única função objetivo a minimizar: o erro quadrático médio no módulo da impedância. A estimação é feita no lado de alta do transformador de potência sob estudo. A seguir, são apresentadas as curvas estimadas do módulo da impedância e da fase comparadas com as correspondentes curvas medidas no Ensaio de Impedância Terminal do transformador.



**Figura 6.1:** Curva estimada vs medida do módulo de  $Z_H(s)$  – Um Objetivo.



**Figura 6.2:** Curva estimada vs medida do ângulo de  $Z_H(s)$  – Um Objetivo.

Pode ser observado, através das Figuras 6.1 e 6.2, que o desempenho do método do *GD* para a estimação das curvas de impedância do transformador é eficiente, porém apresenta maior exatidão na estimação da curva referida ao módulo da impedância do que da curva associada à fase da impedância, pois observa-se na Figura 6.2, que a curva estimada apresenta vários erros de estimação em altas frequências. Este resultado é esperado porque a fase não é otimizada diretamente.

A função de transferência que estima a curva de impedância do transformador, proveniente do *Ensaio de Impedância Terminal*, é descrita a seguir:

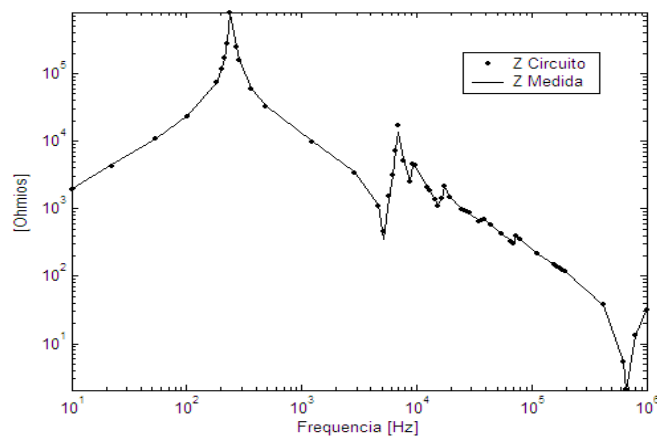
$$Z_H(s) = \frac{2,1188 \cdot 10^{-5} (s + 0,4492) (s^2 + 1542s + 1,855 \cdot 10^9) (s^2 + 1199s + 3,414 \cdot 10^9)}{(s^2 + 67,65s + 2,497 \cdot 10^6) (s^2 + 1515s + 1,978 \cdot 10^9) (s^2 + 1136s + 3,504 \cdot 10^9)} \frac{(s^2 + 7691s + 4,816 \cdot 10^9) (s^2 + 1,145 \cdot 10^4 s + 5,403 \cdot 10^{10}) (s^2 + 6,22 \cdot 10^4 s + 2,08 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 7763s + 4,994 \cdot 10^9) (s^2 + 1,144 \cdot 10^4 s + 5,438 \cdot 10^{10}) (s^2 + 6,218 \cdot 10^4 s + 2,119 \cdot 10^{11})} \frac{(s^2 + 1,124 \cdot 10^5 s + 9,493 \cdot 10^{12})}{1} \quad (6.1)$$

A equação (6.1) mostra os valores dos parâmetros do circuito equivalente, otimizados através do *GD*, e definem a função de transferência  $Z_H(s)$ . A partir dessa função de transferência são determinados os parâmetros do circuito equivalente:

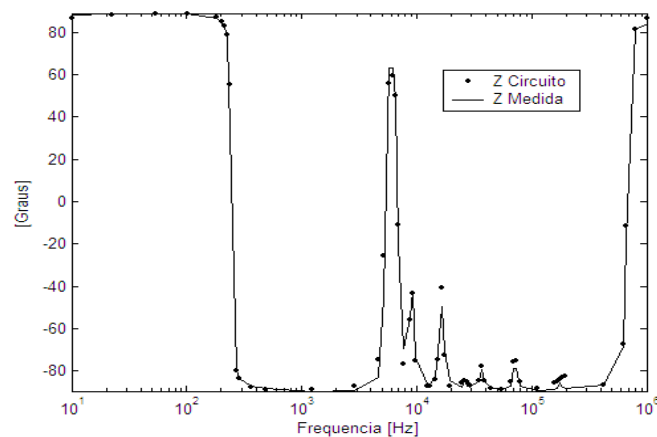
**Tabela 6.1:** Parâmetros do circuito equivalente, obtidos a partir de  $Z_H(s)$  – Um Objetivo.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$2,119 \cdot 10^{-5}$	$R_2$ [ $\Omega$ ]	1,307	$C_{g5}$ [F]	$1,197 \cdot 10^{-11}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	2,3804	$C_{g3}$ [F]	$8,575 \cdot 10^{-11}$	$C_{s5}$ [F]	$7,564 \cdot 10^{-8}$
$C_{g1}$ [F]	$3,677 \cdot 10^{-10}$	$C_{s3}$ [F]	$1,026 \cdot 10^{-7}$	$L_5$ [H]	$6,639 \cdot 10^{-3}$
$C_{s1}$ [F]	$6,869 \cdot 10^{-7}$	$L_3$ [H]	$1,942 \cdot 10^{-3}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	10,055
$L_1$ [H]	$2,676 \cdot 10^{-5}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	15,081	$C_{g6}$ [F]	$5,215 \cdot 10^{-9}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0,306	$C_{g4}$ [F]	$9,491 \cdot 10^{-12}$	$L_6$ [H]	69,197
$C_{g2}$ [F]	$9,734 \cdot 10^{-11}$	$C_{s4}$ [F]	$1,649 \cdot 10^{-7}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	2554396,706
$C_{s2}$ [F]	$2,241 \cdot 10^{-7}$	$L_4$ [H]	$1,725 \cdot 10^{-3}$		
$L_2$ [H]	$2,102 \cdot 10^{-5}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	1,959		

O mesmo procedimento proposto de síntese de circuitos foi aplicado no transformador, no lado de baixa tensão, para determinar a função de transferência  $Z_X(s)$ . A referida função de transferência é determinada a partir do lado de alta tensão. A seguir, são apresentadas as correspondentes curvas estimadas do módulo da impedância e da fase comparadas com as curvas provenientes do Ensaio de Impedância Terminal do transformador:



**Figura 6.3:** Curva estimada vs medida do módulo de  $Z_X(s)$  – Um Objetivo.



**Figura 6.4:** Curva estimada vs medida do ângulo de  $Z_X(s)$  – Um Objetivo.

Como observado nas Figuras 6.1, 6.2, 6.3 e 6.4, o método de síntese e identificação baseado no  $GD$  é mais preciso no lado de baixa do que no lado de alta, para o mesmo transformador, na região das altas frequências. Esta precisão pode ser atribuída a que existe um maior número de ressonâncias estimadas neste lado do transformador.

A função de transferência que estima a curva de impedância do transformador, proveniente do Ensaio de Impedância Terminal, é descrito a seguir:

$$Z_x(s) = \frac{9,1774 \cdot 10^{-6} (s + 3,644) (s^2 + 3024s + 1,091 \cdot 10^9) (s^2 + 4787s + 3,105 \cdot 10^9)}{(s^2 + 51,37s + 2,403 \cdot 10^6) (s^2 + 2748s + 1,876 \cdot 10^9) (s^2 + 4928s + 3,368 \cdot 10^9)} \\ \frac{(s^2 + 7625s + 1,043 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3,489 \cdot 10^4 s + 2,775 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,249 \cdot 10^4 s + 5,399 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 7605s + 1,115 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3,494 \cdot 10^4 s + 2,824 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,246 \cdot 10^4 s + 5,503 \cdot 10^{10})} \\ \frac{(s^2 + 3,945 \cdot 10^4 s + 2,021 \cdot 10^{11}) (s^2 + 5,486 \cdot 10^5 s + 1,538 \cdot 10^{12}) (s^2 + 2,194 \cdot 10^5 s + 1,775 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 3,929 \cdot 10^4 s + 2,082 \cdot 10^{11}) (s^2 + 5,503 \cdot 10^5 s + 1,615 \cdot 10^{12})} \quad (6.2)$$

Os parâmetros do circuito equivalente, a partir dos quais foi determinada a função impedância, descrita na equação (6.2), que estima a curva de impedância medida no lado de baixa tensão do transformador, são apresentados na Tabela 6.2:

**Tabela 6.2:** Parâmetros do circuito equivalente  $Z_x(s)$  – Um Objetivo.

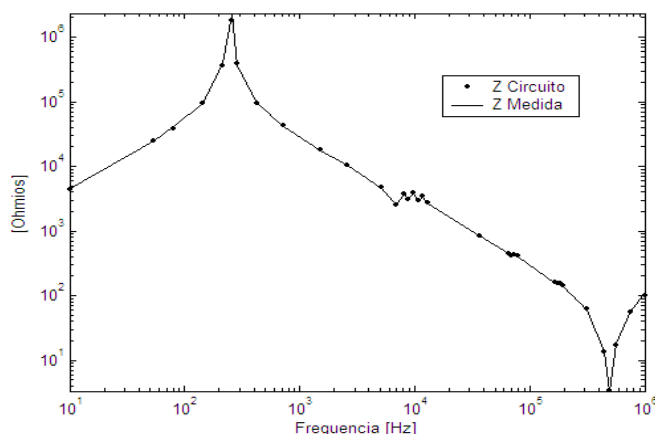
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$9,177 \cdot 10^{-6}$	$C_{s3}$ [F]	$3,318 \cdot 10^{-7}$	$C_{g6}$ [F]	$2,237 \cdot 10^{-11}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	1,999	$L_3$ [H]	$5,476 \cdot 10^{-5}$	$C_{s6}$ [F]	$6,046 \cdot 10^{-8}$
$C_{g1}$ [F]	$3,185 \cdot 10^{-11}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	1,23	$L_6$ [H]	$4,898 \cdot 10^{-3}$
$C_{s1}$ [F]	$1,41 \cdot 10^{-7}$	$C_{g4}$ [F]	$2,392 \cdot 10^{-11}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	24,14
$L_1$ [H]	$4,392 \cdot 10^{-6}$	$C_{s4}$ [F]	$3,583 \cdot 10^{-7}$	$C_{g6}$ [F]	$3,849 \cdot 10^{-11}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	2,417	$L_4$ [H]	$9,879 \cdot 10^{-5}$	$C_{s6}$ [F]	$2,101 \cdot 10^{-8}$
$C_{g2}$ [F]	$3,185 \cdot 10^{-11}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	3,452	$L_6$ [H]	$2,514 \cdot 10^{-2}$
$C_{s2}$ [F]	$2,146 \cdot 10^{-7}$	$C_{g5}$ [F]	$2,293 \cdot 10^{-11}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	69,087
$L_2$ [H]	$2,237 \cdot 10^{-5}$	$C_{s5}$ [F]	$9,315 \cdot 10^{-8}$	$C_{g7}$ [F]	$1,354 \cdot 10^{-8}$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	0,879	$L_5$ [H]	$9,613 \cdot 10^{-4}$	$L_7$ [H]	30,294
$C_{g3}$ [F]	$2,464 \cdot 10^{-11}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	7,31	$R_7$ [ $\Omega$ ]	$1,417 \cdot 10^6$



Nota-se também, que a função que aproxima a curva de impedância no lado de baixa é de ordem maior em comparação àquela que estima a curva de impedância no lado de alta tensão. Portanto, o erro de estimação é menor para o lado de baixa tensão do transformador, conforme pode ser observado comparando as Figuras 6.2 e 6.4, que mostram as curvas estimadas da fase da impedância do transformador.

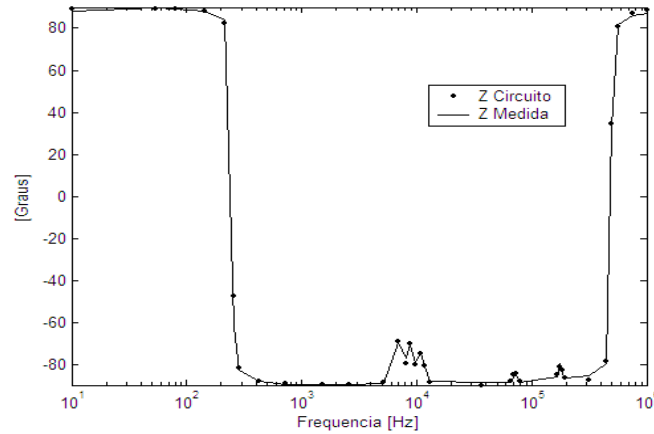
### 6.2.2 Estimação Usando Duas Funções Objetivo

Nesta seção são apresentados os resultados de síntese e identificação da curva de impedância do transformador, considerando duas funções objetivo, no método do *GD*. Essas funções objetivo são: o erro médio quadrático do módulo e da fase da impedância. Primeiramente, todos os resultados estão referidos ao lado de alta tensão do transformador. A seguir, são apresentadas as curvas estimadas do módulo da impedância e da fase comparadas com as correspondentes curvas medidas no Ensaio de Impedância Terminal do transformador.



**Figura 6.5:** Curva estimada vs medida do módulo de  $Z_H(s)$  – Dois Objetivos.

Devido à utilização de dois objetivos no processo de otimização, baseado no *GD* para identificação dos parâmetros do circuito equivalente do transformador, os erros de estimação da curva de impedância são menores, especialmente os da fase como pode ser observado na região de altas frequências nas curvas mostradas, nas Figuras 6.5 e 6.6.



**Figura 6.6:** Curva estimada vs medida do ângulo de  $Z_H(s)$  – Dois Objetivos.

A função de transferência que estima a curva de impedância do transformador, proveniente do *Ensaio de Impedância Terminal*, é descrita a seguir:

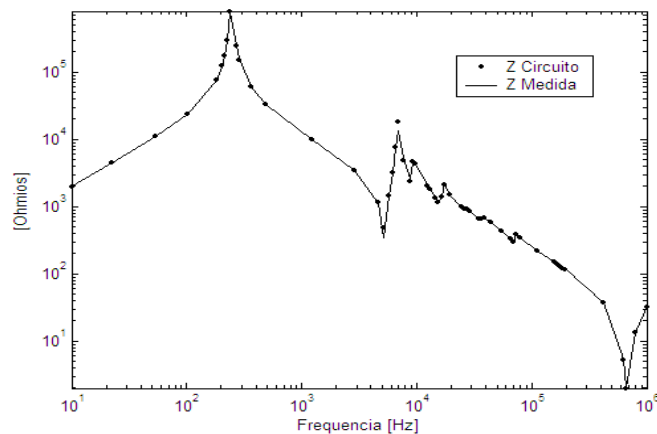
$$Z_H(s) = \frac{2,1188 \cdot 10^{-5} (s + 0,836) (s^2 + 3626s + 2,026 \cdot 10^9) (s^2 + 5302s + 3,164 \cdot 10^9)}{(s^2 + 64,85s + 2,458 \cdot 10^6) (s^2 + 3570s + 2,177 \cdot 10^9) (s^2 + 5340s + 3,319 \cdot 10^9)} \cdot \frac{(s^2 + 5348s + 4,891 \cdot 10^9) (s^2 + 3,979 \cdot 10^4 s + 2,05 \cdot 10^{11}) (s^2 + 1,63 \cdot 10^5 s + 1,252 \cdot 10^{12})}{(s^2 + 5348s + 5,002 \cdot 10^9) (s^2 + 3,976 \cdot 10^4 s + 2,074 \cdot 10^{11}) (s^2 + 1,631 \cdot 10^5 s + 1,279 \cdot 10^{12})} \cdot \frac{(s^2 + 1,31 \cdot 10^5 s + 9,563 \cdot 10^{12})}{1} \quad (6.3)$$

Os parâmetros do circuito equivalente a partir dos quais foi determinada a função impedância, descrita na equação (6.3), são apresentados na Tabela 6.3.

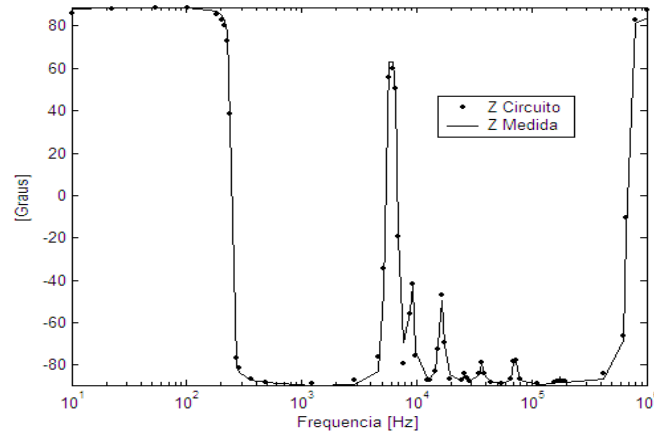
O mesmo procedimento de síntese de circuitos e identificação da curva de impedância, usando o método do *GD* e considerando duas funções objetivo, foi aplicado no transformador no lado de baixa tensão. A seguir, nas Figuras 6.7 e 6.8 são apresentadas as correspondentes curvas estimadas do módulo da impedância e da fase comparadas com as curvas provenientes do Ensaio de Impedância Terminal do transformador.

Tabela 6.3: Parâmetros do circuito equivalente  $Z_H(s)$  – Dois Objetivos.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$2,119 \cdot 10^{-5}$	$R_2$ [ $\Omega$ ]	0,504	$C_{g5}$ [F]	$1,094 \cdot 10^{-10}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	2,773	$C_{g3}$ [F]	$2.2623 \cdot 10^{-10}$	$C_{s5}$ [F]	$6,524 \cdot 10^{-8}$
$C_{g1}$ [F]	$2,32 \cdot 10^{-10}$	$C_{s3}$ [F]	$1,438 \cdot 10^{-7}$	$L_5$ [H]	$6,957 \cdot 10^{-3}$
$C_{s1}$ [F]	$2,426 \cdot 10^{-7}$	$L_3$ [H]	$1,385 \cdot 10^{-3}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	24,826
$L_1$ [H]	$3,219 \cdot 10^{-6}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	7,409	$C_{g6}$ [F]	$4,972 \cdot 10^{-9}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0,525	$C_{g4}$ [F]	$1,092 \cdot 10^{-10}$	$L_6$ [H]	69,184
$C_{g2}$ [F]	$2,31 \cdot 10^{-10}$	$C_{s4}$ [F]	$7,309 \cdot 10^{-8}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	$2,623 \cdot 10^6$
$C_{s2}$ [F]	$3,803 \cdot 10^{-7}$	$L_4$ [H]	$4,084 \cdot 10^{-3}$		
$L_2$ [H]	$1,266 \cdot 10^{-5}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	21,812		

Figura 6.7: Curva estimada vs medida do módulo de  $Z_{\lambda}(s)$  – Dois Objetivos.

Como pode ser observado, com um número maior de objetivos (duas funções objetivo) e maior ordem da função impedância, que estima a curva medida proveniente do ensaio, a precisão aumenta e o erro quadrático médio total diminui. Isto pode ser observado nos gráficos que comparam as curvas estimadas e medidas, tanto do módulo quanto do ângulo, apresentados nas Figura 6.7 e Figura 6.8, respectivamente.



**Figura 6.8:** Curva estimada vs medida do ângulo de  $Z_X(s)$  – Dois Objetivos.

A correspondente função de transferência é descrita através da seguinte expressão matemática:

$$\begin{aligned}
 Z_X(s) = & \frac{9,2012 \cdot 10^{-6} (s + 4,585) (s^2 + 2915s + 1,109 \cdot 10^9) (s^2 + 4351s + 3,096 \cdot 10^9)}{(s^2 + 71,67s + 2,378 \cdot 10^6) (s^2 + 2468s + 1,86 \cdot 10^9) (s^2 + 4587s + 3,358 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2 + 9677s + 1,042 \cdot 10^{10}) (s^2 + 1,538 \cdot 10^4 s + 2,758 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,598 \cdot 10^4 s + 5,379 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 9735s + 1,122 \cdot 10^{10}) (s^2 + 1,538 \cdot 10^4 s + 2,781 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,597 \cdot 10^4 s + 5,493 \cdot 10^{10})} \\
 & \frac{(s^2 + 2,968 \cdot 10^4 s + 2,026 \cdot 10^{11}) (s^2 + 3,524 \cdot 10^6 s + 7,561 \cdot 10^{12}) (s^2 + 2,109 \cdot 10^5 s + 1,775 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 2,953 \cdot 10^4 s + 2,072 \cdot 10^{11}) (s^2 + 3,606 \cdot 10^6 s + 8,084 \cdot 10^{12})}
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

Os parâmetros do circuito equivalente, do lado de baixa tensão, a partir dos quais é determinada a função impedância, descrita na equação (6.4), que estima a curva de impedância proveniente do Ensaio de Impedância Terminal realizada no lado de baixa tensão, são apresentados na Tabela 6.4.

É necessário considerar que nos dois casos precedentes utilizando o método do *GD*, os circuitos equivalentes foram obtidos considerando-se em cada caso, o lado de alta e o lado de baixa tensão do transformador, completamente desvinculados.

**Tabela 6.4:** Parâmetros do circuito equivalente  $Z_X(s)$  – Dois Objetivos

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0 [H]$	$9,201 \cdot 10^{-6}$	$C_{s3} [F]$	$2,046 \cdot 10^{-7}$	$C_{g6} [F]$	$2,037 \cdot 10^{-10}$
$R_0 [\Omega]$	1,196	$L_3 [H]$	$8,854 \cdot 10^{-5}$	$C_{s6} [F]$	$3,014 \cdot 10^{-8}$
$C_{g1} [F]$	$5,15 \cdot 10^{-10}$	$R_3 [\Omega]$	2,299	$L_6 [H]$	$9,46 \cdot 10^{-3}$
$C_{s1} [F]$	$1,021 \cdot 10^{-7}$	$C_{g4} [F]$	$2,626 \cdot 10^{-10}$	$R_6 [\Omega]$	43,626
$L_1 [H]$	$1,207 \cdot 10^{-6}$	$C_{s4} [F]$	$4,569 \cdot 10^{-7}$	$C_{g6} [F]$	$2,234 \cdot 10^{-10}$
$R_1 [\Omega]$	4,352	$L_4 [H]$	$7,85 \cdot 10^{-5}$	$C_{s6} [F]$	$1,624 \cdot 10^{-8}$
$C_{g2} [F]$	$4,387 \cdot 10^{-10}$	$R_4 [\Omega]$	1,207	$L_6 [H]$	$2,961 \cdot 10^{-2}$
$C_{s2} [F]$	$2,140 \cdot 10^{-7}$	$C_{g5} [F]$	$1,988 \cdot 10^{-10}$	$R_6 [\Omega]$	72,057
$L_2 [H]$	$2,247 \cdot 10^{-5}$	$C_{s5} [F]$	$4,838 \cdot 10^{-8}$	$C_{g7} [F]$	$1,138 \cdot 10^{-8}$
$R_2 [\Omega]$	0,664	$L_5 [H]$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$L_7 [H]$	31,120
$C_{g3} [F]$	$2,934 \cdot 10^{-10}$	$R_5 [\Omega]$	17,490	$R_7 [\Omega]$	$1,034 \cdot 10^6$

A razão pela qual foram determinados separadamente os circuitos equivalentes, do lado de alta e do lado de baixa tensão, é que no processo de síntese e estimação baseado no método do *GD* não foram consideradas as curvas provenientes do Ensaio de Resposta em Frequência.

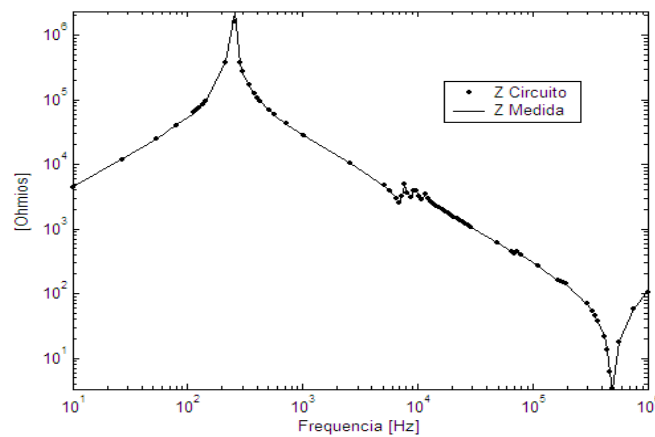
Nesse ensaio, conforme já mencionado, é medida a tensão em cada frequência, no lado de alta numa faixa pré-determinada, a partir de uma fonte de tensão de frequência variável ligada no lado de baixa e, vice-versa. Então, são determinadas curvas de relação de tensão, as quais também deverão ser estimadas a partir do circuito equivalente do transformador através do *GD*.

### 6.2.3 Estimação Usando Quatro Funções Objetivo

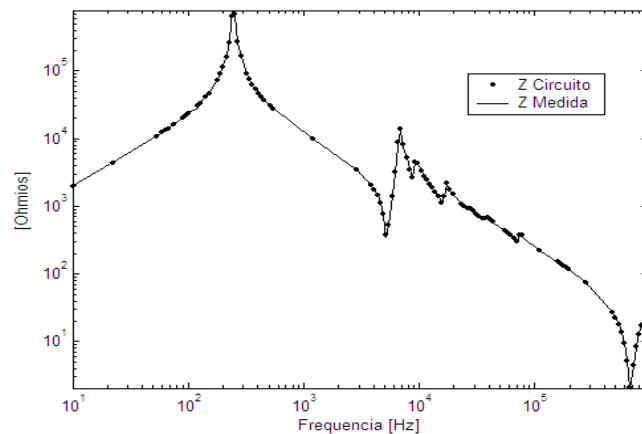
Nesta seção já são consideradas as curvas de relação de tensão, no Ensaio de Resposta em Frequência, medidas em um lado do transformador a partir de uma fonte de tensão de frequência variável ligado no outro lado.

Dessa forma são apresentados os resultados de síntese e identificação da curva de impedância do transformador, considerando quatro funções objetivo, no método do *GD*. Essas funções objetivo são: o erro médio quadrático do módulo da impedância, do lado de baixa,  $Z_X(s)$ , e do lado de alta,  $Z_H(s)$ , e as duas curvas de relações de tensão: a) dois erros médio quadrático total, e b) a estimação das curvas de relações de tensão (curvas  $V_{HX}(s)$  e  $V_{XH}(s)$ ), provenientes do Ensaio de Resposta em Frequência.

A seguir, são apresentadas as curvas estimadas do módulo da impedância e da fase comparadas com as correspondentes curvas medidas no Ensaio de Impedância Terminal do transformador:



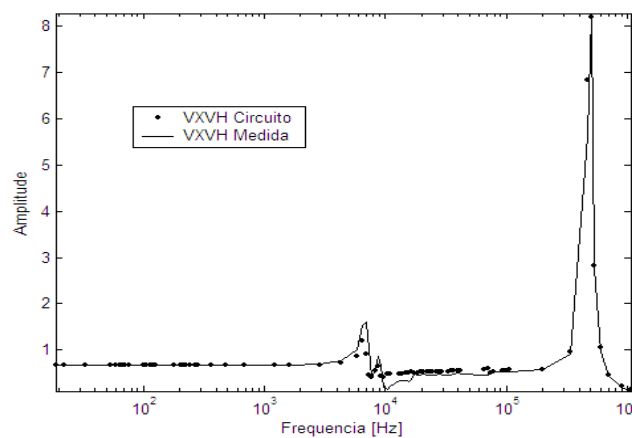
**Figura 6.9:** Curva estimada vs medida do módulo de  $Z_H(s)$  – Quatro Objetivos.



**Figura 6.10:** Curva estimada vs medida do módulo de  $Z_X(s)$  – Quatro Objetivos.

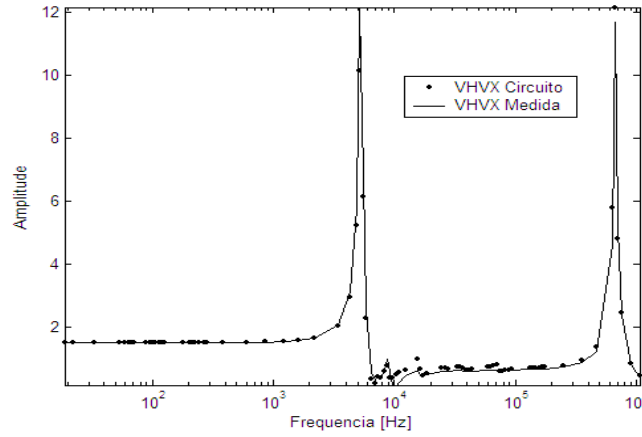
Logo depois se apresenta a curva de relação de tensão, na qual se mede a tensão no lado de baixa ligando uma fonte de tensão, de frequência variável, no lado de alta tensão do transformador, determinando-se os valores analíticos da curva  $V_{XH}(s)$ . Para simular esta curva, a estimação dos parâmetros do circuito equivalente começa a partir dos bornes do transformador no lado de alta tensão até atingir o lado de baixa tensão.

Dessa maneira, são calculados todos os parâmetros do circuito equivalente, incluindo a impedância associada aos bornes do lado de alta tensão. A seguir, é apresentado o gráfico no qual é comparada a curva  $V_X/V_H$  estimada com a curva real proveniente do Ensaio de Resposta em Frequência.



**Figura 6.11:** Curva  $V_X/V_H$  estimada vs medida (estimação simultânea de  $Z_H$ ) – Quatro Objetivos.

Conforme já mencionado, a curva  $V_{HX}(s)$  é determinada através da medição da tensão no lado de alta, para uma fonte de tensão de frequência variável ligada no lado de baixa tensão do transformado de potência em estudo. A seguir, na Figura 6.12 é apresentado o gráfico que compara a curva  $V_{HX}(s)$  estimada com àquela proveniente do Ensaio de Resposta em Frequência.



**Figura 6.12:** Curva  $V_{HX}(s)$  estimada vs medida – Quatro Objetivos.

A função de transferência que estima a curva de impedância do lado de alta tensão do transformador é mostrada a seguir:

$$\begin{aligned}
 Z_H(s) = & \frac{2,1499 \cdot 10^{-5} (s + 0,7692)(s^2 + 133,2s + 1,809 \cdot 10^9)(s^2 + 5453s + 1,961 \cdot 10^9)}{(s^2 + 67,18s + 2,437 \cdot 10^6)(s^2 + 119,8s + 1,81 \cdot 10^9)(s^2 + 3624s + 1,986 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2 + 3645s + 1,985 \cdot 10^9)(s^2 + 675,6s + 2,092 \cdot 10^9)(s^2 + 5498s + 3,19 \cdot 10^9)}{(s^2 + 6017s + 2,044 \cdot 10^9)(s^2 + 79,99s + 2,157 \cdot 10^9)(s^2 + 5570s + 3,347 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2 + 5131s + 3,353 \cdot 10^9)(s^2 + 2654s + 4,778 \cdot 10^9)(s^2 + 3,018 \cdot 10^4 s + 2,048 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 5132s + 3,352 \cdot 10^9)(s^2 + 2629s + 4,86 \cdot 10^9)(s^2 + 3,014 \cdot 10^4 s + 2,066 \cdot 10^{11})} \\
 & \frac{(s^2 + 3,113 \cdot 10^5 s + 1,325 \cdot 10^{12})(s^2 + 1,183 \cdot 10^5 s + 9,528 \cdot 10^{12})}{(s^2 + 3,125 \cdot 10^5 s + 1,376 \cdot 10^{12})}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Os parâmetros do circuito equivalente, a partir dos quais foi estimada a curva de impedância do lado de alta tensão do transformador, representada através da expressão matemática (6.5), são mostrados na Tabela 6.5.

O mesmo procedimento feito no lado de alta tensão é feito no lado de baixa do transformador. Dessa maneira, é determinada a função de transferência que estima a curva de impedância do transformador no lado de baixa, e a sua expressão matemática é dada através da equação (6.6).



**Tabela 6.5:** Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão  $H$  – Quatro Objetivos.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$2,15 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3}$ [F]	$2,314 \cdot 10^{-10}$	$L_5$ [H]	$3,836 \cdot 10^{-3}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	2,516	$C_{s3}$ [F]	$1,869 \cdot 10^{-7}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	0,257
$C_{g1}$ [F]	$2,49 \cdot 10^{-10}$	$L_3$ [H]	$1,097 \cdot 10^{-3}$	$C_{g6}$ [F]	$9,856 \cdot 10^{-11}$
$C_{s1}$ [F]	$1,379 \cdot 10^{-7}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	2,884	$C_{s6}$ [F]	$1,235 \cdot 10^{-7}$
$L_1$ [H]	$5,26 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4}$ [F]	$9,836 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	$3,932 \cdot 10^{-3}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	1,644	$C_{s4}$ [F]	$7,364 \cdot 10^{-8}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	23,705
$C_{g2}$ [F]	$2,197 \cdot 10^{-10}$	$L_4$ [H]	$4,02 \cdot 10^{-3}$	$C_{g7}$ [F]	$4,673 \cdot 10^{-9}$
$C_{s2}$ [F]	$4,881 \cdot 10^{-7}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	22,404	$L_7$ [H]	69,808
$L_2$ [H]	$9,908 \cdot 10^{-6}$	$C_{g5}$ [F]	$1,106 \cdot 10^{-10}$	$R_7$ [ $\Omega$ ]	$2,533 \cdot 10^6$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	0,299	$C_{s5}$ [F]	$1,2 \cdot 10^{-7}$		

$$\begin{aligned}
Z_x(s) = & \frac{8,8354 \cdot 10^{-6} (s + 2,893) (s^2 + 2003s + 1,107 \cdot 10^9) (s^2 + 2078s + 1,913 \cdot 10^9)}{(s^2 + 67,18s + 2,437 \cdot 10^6) (s^2 + 119,8s + 1,81 \cdot 10^9) (s^2 + 3624s + 1,986 \cdot 10^9)} \\
& \frac{(s^2 + 6009s + 2,044 \cdot 10^9) (s^2 + 84,86s + 2,157 \cdot 10^9) (s^2 + 4923s + 3,095 \cdot 10^9)}{(s^2 + 6017s + 2,044 \cdot 10^9) (s^2 + 79,99s + 2,157 \cdot 10^9) (s^2 + 5570s + 3,347 \cdot 10^9)} \\
& \frac{(s^2 + 5568s + 3,348 \cdot 10^9) (s^2 + 2629s + 4,859 \cdot 10^9) (s^2 + 7973s + 1,044 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 5132s + 3,352 \cdot 10^9) (s^2 + 2629s + 4,86 \cdot 10^9) (s^2 + 7984s + 1,117 \cdot 10^{10})} \\
& \frac{(s^2 + 2,354 \cdot 10^4 s + 2,8 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3,214 \cdot 10^4 s + 5,424 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3,017 \cdot 10^4 s + 2,066 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,356 \cdot 10^4 s + 2,83 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3,215 \cdot 10^4 s + 5,557 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3,014 \cdot 10^4 s + 2,066 \cdot 10^{11})} \\
& \frac{(s^2 + 3,795 \cdot 10^4 s + 2,081 \cdot 10^{11}) (s^2 + 2,327 \cdot 10^5 s + 1,775 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 3,792 \cdot 10^4 s + 2,145 \cdot 10^{11})}
\end{aligned} \tag{6.6}$$

Os parâmetros do circuito equivalente, a partir dos quais foi estimada a curva de impedância do lado de baixa tensão do transformador, representada através da expressão matemática (6.6), é mostrada na Tabela 6.6.

**Tabela 6.6:** Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão  $X$  – Quatro Objetivos.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$8,835 \cdot 10^{-6}$	$C_{g3}$ [F]	$7,666 \cdot 10^{-11}$	$L_5$ [H]	$5,247 \cdot 10^{-3}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	2,057	$C_{s3}$ [F]	$5,614 \cdot 10^{-7}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	26,92
$C_{g1}$ [F]	$9,742 \cdot 10^{-11}$	$L_3$ [H]	$6,291 \cdot 10^{-5}$	$C_{g6}$ [F]	$7,136 \cdot 10^{-11}$
$C_{s1}$ [F]	$2,072 \cdot 10^{-7}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	1,482	$C_{s6}$ [F]	$3,99 \cdot 10^{-8}$
$L_1$ [H]	$2,249 \cdot 10^{-5}$	$C_{g4}$ [F]	$7,56 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	$1,25 \cdot 10^{-2}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0,853	$C_{s4}$ [F]	$8,606 \cdot 10^{-8}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	45,603
$C_{g2}$ [F]	$6,09 \cdot 10^{-11}$	$L_4$ [H]	$1,037 \cdot 10^{-3}$	$C_{g7}$ [F]	$1,36 \cdot 10^{-11}$
$C_{s2}$ [F]	$2,542 \cdot 10^{-7}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	8,278	$C_{s7}$ [F]	$4,154 \cdot 10^{-8}$
$L_2$ [H]	$7,074 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5}$ [F]	$5,747 \cdot 10^{-11}$	$L_7$ [H]	$1,315 \cdot 10^{-2}$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	2,274	$C_{s5}$ [F]	$5,651 \cdot 10^{-8}$	$R_7$ [ $\Omega$ ]	1,223

Sendo importante ressaltar que quando se utiliza as quatro funções objetivo todos os parâmetros, lado de alta e baixa tensão, são calculados simultaneamente como foi descrito no item 5.3.3. Assim as Tabelas 6.5 e 6.6 correspondem a todos os parâmetros do circuito da Figura 5.2.

Nesta etapa de síntese do circuito equivalente do transformador, onde foram consideradas quatro funções objetivo (os dois erros de estimação das curvas do módulo de  $Z_H(s)$  e  $Z_X(s)$ , e os dois erros resultantes da estimação das curvas  $V_{HX}(s)$  e  $V_{XH}(s)$ ), foram determinados todos os parâmetros do circuito equivalente do transformador, tanto no lado de alta quanto no lado de baixa tensão. A relação de tensão para esse transformador de potência tem o seguinte valor  $a = 1,5097$ .

Dessa forma, a metodologia de síntese de circuito, baseado no método do  $GD$ , determina com alta exatidão todos os parâmetros do circuito equivalente do transformador, e ainda estima simultaneamente, todas as curvas características do transformador, resultando em uma ferramenta prática e robusta para modelagem do transformador de potência sob estudo.

#### 6.2.4 Comparação dos Métodos de Estimação Desenvolvidos

No primeiro caso, item 6.2.1 é utilizado o método do *GD* para obter diretamente o circuito equivalente do transformador, e obter a função de transferência da curva de impedância considerando uma única função objetivo.

Nesse caso, foi observado no gráfico que compara as curvas, obtida através da função de transferência estimada e a medida, do módulo da impedância e da fase, que existem algumas ressonâncias e anti-ressonâncias não reproduzidas com exatidão.

Isso é observado especificamente na comparação das curvas da fase, na região das altas frequências. Portanto, o erro total de estimação obtido com o método de identificação baseado nas *RNAE* é igual a  $e_{RNA} = 0,16378$ , e o erro devido a metodologia baseada no *GD* é igual a  $e_{GD} = 0,6015$ .

Como pode ser observado, o erro de estimação no primeiro caso é muito elevado para o método do *GD* em comparação ao método de identificação que utiliza a *RNAE* no processo de estimação.

Porém, quando o método do *GD* considera duas funções objetivo, no seu processo de estimação, o erro de estimação diminui em comparação com a técnica de identificação baseada nas *RNAE*. Dessa maneira, quando se utiliza a *RNAE* se tem um erro total de estimação igual a  $e_{RNA} = 0,16378$ ; e quando é utilizado o método do *GD*, considerando duas funções objetivo, o erro de estimação corresponde a  $e_{GD} = 0,13058$ .

Portanto, o erro de estimação calculado, tanto para o método do *GD* quanto para a *RNAE*, é da mesma ordem. Dessa maneira, qualquer um dos métodos anteriores produz uma identificação de parâmetros para o circuito equivalente do transformador, tecnicamente, com a mesma exatidão.

Mas, a principal diferença entre o método do *GD* e da *RNAE*, neste caso, é que através do primeiro se determinam valores de parâmetros mais realistas do que aqueles obtidos com o método baseado nas *RNAE*. Isso porque, através do método do *GD* são otimizados simultaneamente todos os parâmetros do circuito considerado equivalente.

Quando é utilizada a técnica de estimação proposta, baseado no *GD*, considerando quatro funções objetivo, associadas aos dois erros de estimação dos módulos da impedância do transformador, bem como os dois erros de estimação das curvas de relação de tensão, a redução no erro de estimação é considerável quando comparado com aquele calculado pela técnica de identificação baseada nas *RNAE*.

Dessa maneira, quando se utiliza o método do *GD* para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do transformador, considerando quatro funções objetivo o erro de estimação total calculado é  $e_{GD} = 0,12118$ .

O método do *GD*, considerando quatro funções objetivo, determina os parâmetros do circuito equivalente estimando as curvas provenientes do Ensaio de Impedância Terminal e aquelas provenientes do Ensaio de Resposta em Frequência, simultaneamente. Portanto, a metodologia simula a realização dos dois ensaios mencionados em ambos os lados do transformador: no lado de baixa e alta tensão. Dessa forma, são obtidas quatro curvas características pertencentes ao mesmo transformador.

Isto não é feito na técnica de identificação, baseada nas *RNAE*, onde são determinados os circuitos equivalentes do transformador, do lado de baixa e alta tensão, de forma independente entre os enrolamentos, o que não acontece quando é utilizado o método do *GD*, onde são considerados simultaneamente ambos os lados.

### **6.3 Resultados Numéricos obtidos do TRAF0 2.**

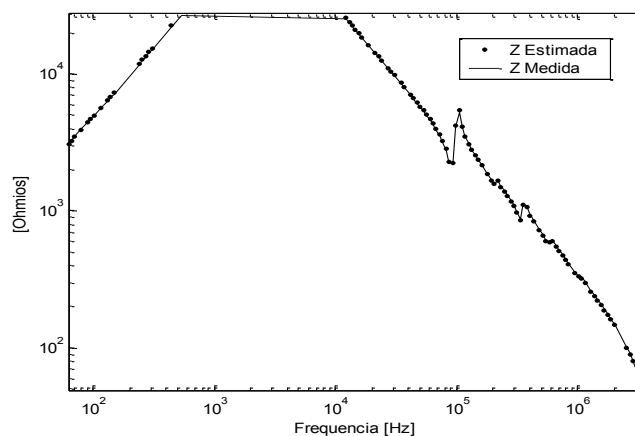
Nesta seção serão analisados os resultados do método de síntese de circuitos e estimação das curvas características, de um transformador baseado no *GD*, utilizando um segundo transformador real que possui diferentes curvas características para cada fase de sua vida, umas curvas associadas ao seu desempenho normal, outras curvas provenientes do ensaio feito com o transformador defeituoso, e também curvas correspondentes ao seu estado depois de ser reparado.

Para este caso, serão considerados os quatro objetivos: os dois erros devidos à estimação do módulo da impedância do lado de alta e do lado de baixa, e os dois erros devidos à estimação das relações de tensão. Dessa forma, nas seguintes subseções serão descritos os resultados da síntese de circuitos e estimação das curvas características, em cada um dos estados do transformador sob análise.

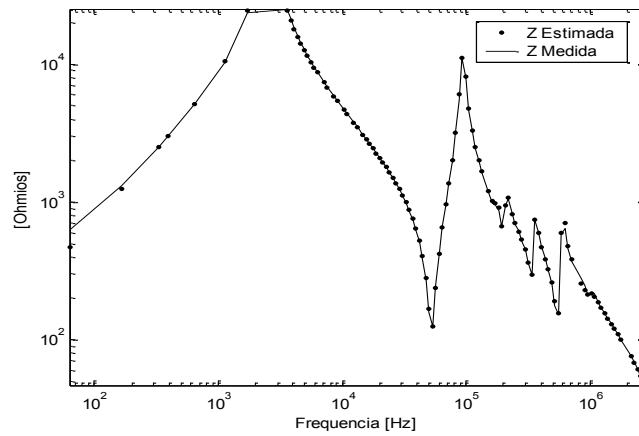
### 6.3.1 Estimação do *TRAF0 2* – Desempenho Normal

Nos gráficos mostrados a seguir, são comparadas as curvas do módulo da impedância do lado de alta e do lado de baixa, com as correspondentes curvas provenientes do Ensaio de Impedância Terminal, bem como as curvas estimadas e medidas, associados ao Ensaio de Resposta em Frequência.

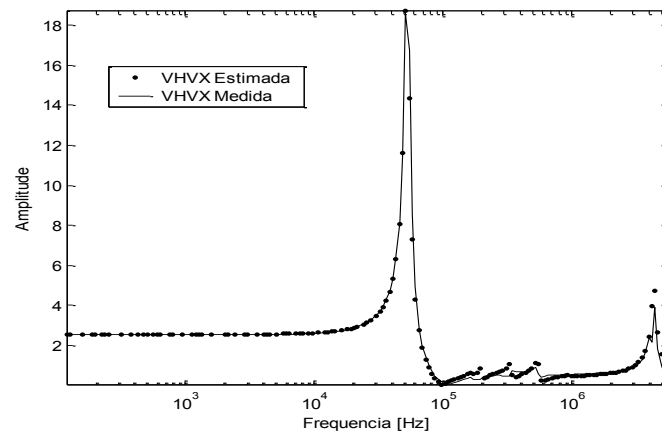
Observando as Figuras 6.13, 6.14, 6.15 e 6.16, nota-se que existe uma boa exatidão no ajuste das curvas associadas ao módulo da impedância no lado de alta e no lado de baixa tensão do transformador. Porém, existem erros de estimação razoavelmente altos no caso das curvas  $V_{HX}$  e  $V_{XH}$ , na região das médias frequências.



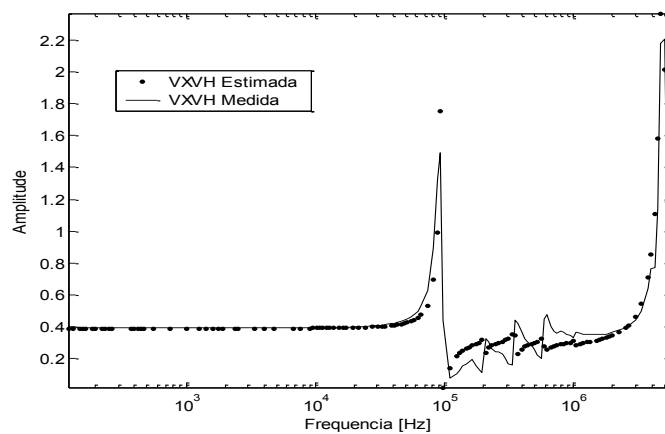
**Figura 6.13:** Compara curvas estimada e medida do módulo da  $Z_H(s)$ .



**Figura 6.14:** Compara curvas estimada e medida do módulo da  $Z_X(s)$ .



**Figura 6.15:** Compara curvas estimada e medida de  $V_{HX}(s)$ .



**Figura 6.16:** Compara curvas estimada e medida de  $V_{XH}(s)$ .

A expressão matemática da função de transferência que estima a curva de impedância do transformador no lado de alta, é mostrada a seguir:

$$\begin{aligned}
Z_H(s) = & \frac{1,504 \cdot 10^{-5} (s + 0,9562) (s^2 + 840,8s + 8,528 \cdot 10^9) (s^2 + 2911s + 9,016 \cdot 10^9)}{(s^2 + 111,3s + 6,204 \cdot 10^6) (s^2 + 540s + 8,549 \cdot 10^9) (s^2 + 1762s + 9,049 \cdot 10^9)} \\
& \frac{(s^2 + 5545s + 9,117 \cdot 10^9) (s^2 + 7419s + 9,558 \cdot 10^9) (s^2 + 3894s + 4,246 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 7165s + 9,554 \cdot 10^9) (s^2 + 7203s + 1,009 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3879s + 4,283 \cdot 10^{10})} \\
& \frac{(s^2 + 6583s + 4,341 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,128 \cdot 10^4 s + 1,24 \cdot 10^{11}) (s^2 + 2,512 \cdot 10^4 s + 1,263 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 6584s + 4,341 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,514 \cdot 10^4 s + 1,263 \cdot 10^{11}) (s^2 + 2,12 \cdot 10^4 s + 1,274 \cdot 10^{11})} \\
& \frac{(s^2 + 2,281 \cdot 10^4 s + 3,422 \cdot 10^{11}) (s^2 + 4,158 \cdot 10^4 s + 3,551 \cdot 10^{11}) (s^2 + 1,613 \cdot 10^5 s + 9,957 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,273 \cdot 10^4 s + 3,456 \cdot 10^{11}) (s^2 + 4,159 \cdot 10^4 s + 3,552 \cdot 10^{11}) (s^2 + 1,613 \cdot 10^5 s + 9,958 \cdot 10^{11})} \\
& \frac{(s^2 + 2,657 \cdot 10^4 s + 1,034 \cdot 10^{12}) (s^2 + 5,67 \cdot 10^5 s + 2,347 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 2,648 \cdot 10^4 s + 1,038 \cdot 10^{12})} \quad (6.7)
\end{aligned}$$

Na Tabela 6.7 são mostrados os parâmetros determinados para o circuito equivalente do lado de alta tensão do transformador de potência em estudo. A partir desses parâmetros foi determinada a equação (6.7) que representa a curva de impedância do lado de alta medida no Ensaio de Impedância Terminal do transformador sob estudo.

**Tabela 6.7:** Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão *H* – *TRAFO 2*.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0 [H]$	$1,504 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3} [F]$	$1,119 \cdot 10^{-11}$	$L_5 [H]$	$4,874 \cdot 10^{-3}$
$R_0 [\Omega]$	8,529	$C_{s3} [F]$	$1,038 \cdot 10^{-7}$	$R_5 [\Omega]$	35,118
$C_{g1} [F]$	$5,754 \cdot 10^{-11}$	$L_3 [H]$	$7,556 \cdot 10^{-5}$	$C_{g6} [F]$	$2,262 \cdot 10^{-9}$
$C_{s1} [F]$	$7,412 \cdot 10^{-7}$	$R_3 [\Omega]$	1,602	$C_{s6} [F]$	$7,259 \cdot 10^{-8}$
$L_1 [H]$	$1,30 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4} [F]$	$1,286 \cdot 10^{-11}$	$L_6 [H]$	$1,599 \cdot 10^{-3}$
$R_1 [\Omega]$	$3,44 \cdot 10^{-2}$	$C_{s4} [F]$	$3,178 \cdot 10^{-7}$	$R_6 [\Omega]$	0,690
$C_{g2} [F]$	$3,65 \cdot 10^{-12}$	$L_4 [H]$	$7,344 \cdot 10^{-5}$	$C_{g7} [F]$	$2,815 \cdot 10^{-10}$
$C_{s2} [F]$	$2,734 \cdot 10^{-7}$	$R_4 [\Omega]$	0,285	$L_7 [H]$	48,623
$L_2 [H]$	$1,058 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5} [F]$	$5,282 \cdot 10^{-10}$	$R_7 [\Omega]$	$2,712 \cdot 10^6$
$R_2 [\Omega]$	0,240	$C_{s5} [F]$	$1,983 \cdot 10^{-8}$		

A expressão matemática da função de transferência que estima a curva de impedância do transformador no lado de baixa tensão é descrita a seguir:

$$Z_X(s) = \frac{1,0459 \cdot 10^{-5} (s + 9,094)(s^2 + 5034s + 2,797 \cdot 10^9)(s^2 + 499,7s + 8,603 \cdot 10^9)}{(s^2 + 111,3s + 6,204 \cdot 10^6)(s^2 + 540s + 8,549 \cdot 10^9)(s^2 + 1762s + 9,049 \cdot 10^9)} \\ \frac{(s^2 + 4545s + 9,654 \cdot 10^9)(s^2 + 7204s + 1,009 \cdot 10^{10})(s^2 + 1,379 \cdot 10^4 s + 2,918 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 7165s + 9,554 \cdot 10^9)(s^2 + 7203s + 1,009 \cdot 10^{10})(s^2 + 1,386 \cdot 10^4 s + 2,968 \cdot 10^{10})} \\ \frac{(s^2 + 6770s + 4,148 \cdot 10^{10})(s^2 + 3879s + 4,283 \cdot 10^{10})(s^2 + 2,546 \cdot 10^4 s + 1,164 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 3879s + 4,283 \cdot 10^{10})(s^2 + 6584s + 4,341 \cdot 10^{10})(s^2 + 2,514 \cdot 10^4 s + 1,263 \cdot 10^{11})} \\ \frac{(s^2 + 4,257 \cdot 10^4 s + 3,957 \cdot 10^{11})(s^2 + 2,273 \cdot 10^4 s + 3,456 \cdot 10^{11})(s^2 + 1,612 \cdot 10^5 s + 9,716 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,273 \cdot 10^4 s + 3,456 \cdot 10^{11})(s^2 + 4,159 \cdot 10^4 s + 3,552 \cdot 10^{11})(s^2 + 1,613 \cdot 10^5 s + 9,958 \cdot 10^{11})} \\ \frac{(s^2 + 2,648 \cdot 10^4 s + 1,038 \cdot 10^{12})(s^2 + 4,387 \cdot 10^5 s + 1,945 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 2,648 \cdot 10^4 s + 1,038 \cdot 10^{12})} \quad (6.8)$$

Da mesma forma, na Tabela 6.8 são mostrados os parâmetros determinados para o circuito equivalente do lado de baixa tensão do transformador de potência em estudo. A partir desses parâmetros foi determinada a equação (6.8) que estima a curva de impedância do lado de baixa tensão medida no Ensaio de Impedância Terminal do transformador sob estudo.

**Tabela 6.8:** Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão  $X$  – TRAF0 2.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$1,046 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3}$ [F]	$7,936 \cdot 10^{-11}$	$L_5$ [H]	$1,058 \cdot 10^{-4}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	4,607	$C_{s3}$ [F]	$7,019 \cdot 10^{-8}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	1,468
$C_{g1}$ [F]	$7,338 \cdot 10^{-11}$	$L_3$ [H]	$1,123 \cdot 10^{-4}$	$C_{g6}$ [F]	$4,434 \cdot 10^{-10}$
$C_{s1}$ [F]	$1,879 \cdot 10^{-7}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	2,824	$C_{s6}$ [F]	$1,74 \cdot 10^{-8}$
$L_1$ [H]	$5,342 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4}$ [F]	$1,44 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	$5,825 \cdot 10^{-3}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0,862	$C_{s4}$ [F]	$1,122 \cdot 10^{-7}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	51,446
$C_{g2}$ [F]	$1,812 \cdot 10^{-10}$	$L_4$ [H]	$2,047 \cdot 10^{-4}$	$C_{g7}$ [F]	$2,357 \cdot 10^{-10}$
$C_{s2}$ [F]	$2,992 \cdot 10^{-8}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	1,348	$C_{s7}$ [F]	$1,761 \cdot 10^{-8}$
$L_2$ [H]	$9,333 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5}$ [F]	$1,182 \cdot 10^{-11}$	$L_7$ [H]	$5,898 \cdot 10^{-3}$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	3,882	$C_{s5}$ [F]	$3,18 \cdot 10^{-7}$	$R_7$ [ $\Omega$ ]	1,16

O transformador possui uma relação de transformação igual a  $\alpha = 2.5599$  operando no seu estado normal.



### 6.3.2 Estimação do *TRAF0 2* – Com Defeito

Nos gráficos mostrados a seguir, são comparadas as curvas do módulo da impedância do lado de alta e do lado de baixa com as correspondentes curvas provenientes do Ensaio de Impedância Terminal, bem como as curvas estimadas e medidas, associados ao Ensaio de Resposta em Frequência, estando o transformador de potência com defeito.

Observando as Figuras 6.17, 6.18, 6.19 e 6.20, nota-se que também neste caso existe uma boa exatidão no ajuste das curvas associadas ao módulo da impedância no lado de alta e no lado de baixa tensão do transformador. Mas, existem erros de estimação razoavelmente altos no caso das curvas  $V_{HX}(s)$  e  $V_{XH}(s)$ , especificamente na região das altas frequências.

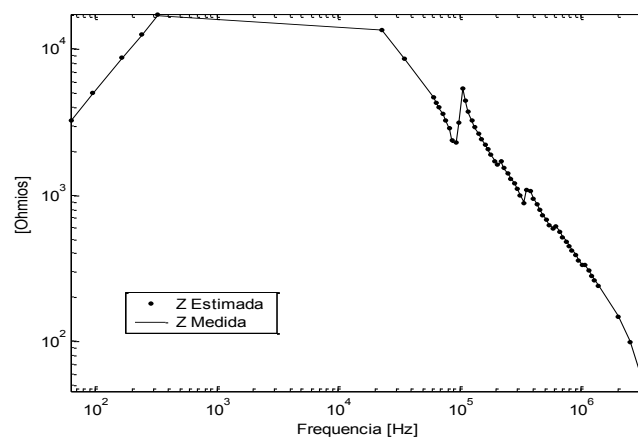


Figura 6.17: Compara curvas estimada e medida do módulo da  $Z_H(s)$ .

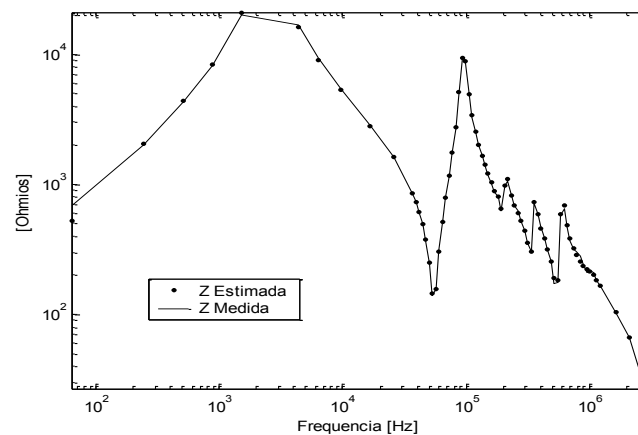


Figura 6.18: Compara curvas estimada e medida do módulo da  $Z_L(s)$ .

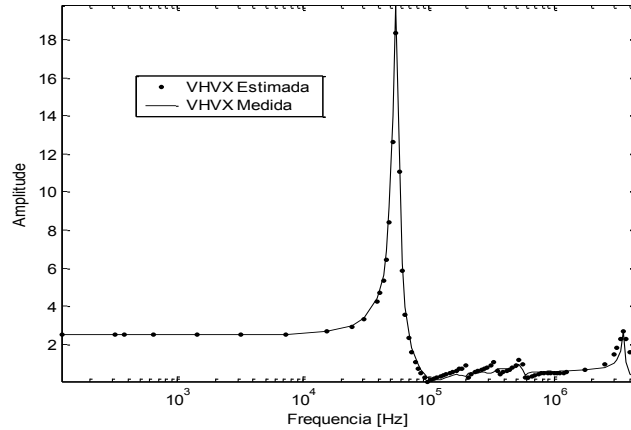


Figura 6.19: Compara curvas estimada e medida de  $V_{HX}(s)$ .

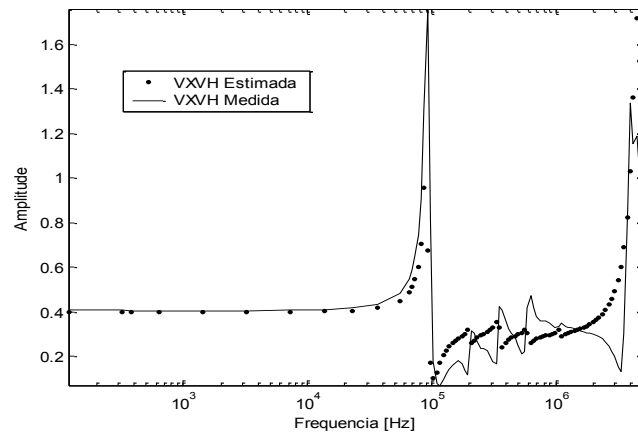


Figura 6.20: Compara curvas estimada e medida de  $V_X/V_H$ .

A expressão matemática da função de transferência que estima a curva de impedância do transformador no lado de alta é mostrada a seguir:

$$\begin{aligned}
 Z_H(s) = & \frac{1,7284 \cdot 10^{-5} (s+1,353)(s^2+718s+8,475 \cdot 10^9)(s^2+1925s+9,107 \cdot 10^9)}{(s^2+103s+5,849 \cdot 10^6)(s^2+517,9s+8,497 \cdot 10^9)(s^2+1250s+9,142 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2+9471s+9,336 \cdot 10^9)(s^2+8107s+9,907 \cdot 10^9)(s^2+5074s+4,253 \cdot 10^{10})}{(s^2+7954s+9,91 \cdot 10^9)(s^2+1,043 \cdot 10^4 s+1,048 \cdot 10^{10})(s^2+5053s+4,29 \cdot 10^{10})} \\
 & \frac{(s^2+4359s+4,345 \cdot 10^{10})(s^2+2,736 \cdot 10^4 s+1,239 \cdot 10^{11})(s^2+2,685 \cdot 10^4 s+1,264 \cdot 10^{11})}{(s^2+4358s+4,346 \cdot 10^{10})(s^2+2,685 \cdot 10^4 s+1,264 \cdot 10^{11})(s^2+2,724 \cdot 10^4 s+1,275 \cdot 10^{11})} \\
 & \frac{(s^2+5,54 \cdot 10^4 s+3,517 \cdot 10^{11})(s^2+4,731 \cdot 10^4 s+3,552 \cdot 10^{11})(s^2+3,409 \cdot 10^4 s+1,148 \cdot 10^{12})}{(s^2+4,728 \cdot 10^4 s+3,552 \cdot 10^{11})(s^2+5,53 \cdot 10^4 s+3,557 \cdot 10^{11})(s^2+3,303 \cdot 10^4 s+1,152 \cdot 10^{12})} \\
 & \frac{(s^2+7,626 \cdot 10^5 s+2,089 \cdot 10^{13})}{1}
 \end{aligned} \tag{6.9}$$

Da mesma forma, na Tabela 6.9 são mostrados os parâmetros determinados para o circuito equivalente do lado de alta tensão do transformador de potência em estudo. A partir desses parâmetros foi determinada a equação (6.9), apresentada acima, que estima a curva de impedância do lado de alta tensão medida no Ensaio de Impedância Terminal do transformador.

**Tabela 6.9:** Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão *H* – *TRAF0 2* (defeituoso).

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$1,728 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3}$ [F]	$8,169 \cdot 10^{-12}$	$L_5$ [H]	$5,069 \cdot 10^{-3}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	13,188	$C_{s3}$ [F]	$9,572 \cdot 10^{-8}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	52,893
$C_{g1}$ [F]	$4,09 \cdot 10^{-11}$	$L_3$ [H]	$8,19 \cdot 10^{-5}$	$C_{g6}$ [F]	$2,305 \cdot 10^{-9}$
$C_{s1}$ [F]	$7,18 \cdot 10^{-7}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	2,23	$C_{s6}$ [F]	$7,281 \cdot 10^{-8}$
$L_1$ [H]	$1,209 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4}$ [F]	$1,043 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	$1,604 \cdot 10^{-3}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	$4,1 \cdot 10^{-2}$	$C_{s4}$ [F]	$3,165 \cdot 10^{-7}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	0,738
$C_{g2}$ [F]	$2,57 \cdot 10^{-11}$	$L_4$ [H]	$7,363 \cdot 10^{-5}$	$C_{g7}$ [F]	$2,838 \cdot 10^{-10}$
$C_{s2}$ [F]	$2,328 \cdot 10^{-7}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	0,372	$L_7$ [H]	51,842
$L_2$ [H]	$1,207 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5}$ [F]	$4,422 \cdot 10^{-10}$	$R_7$ [ $\Omega$ ]	$2,946 \cdot 10^6$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	0,668	$C_{s5}$ [F]	$1,839 \cdot 10^{-8}$		

Da mesma maneira, a expressão matemática da função de transferência que estima à curva de impedância do transformador no lado de baixa tensão é descrita a seguir:

$$\begin{aligned}
 Z_x(s) = & \frac{1,6077 \cdot 10^{-5} (s + 8,942) (s^2 + 5379s + 3,039 \cdot 10^9) (s^2 + 529,4s + 8,557 \cdot 10^9)}{(s^2 + 103s + 5,849 \cdot 10^6) (s^2 + 517,9s + 8,497 \cdot 10^9) (s^2 + 1250s + 9,142 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2 + 4817s + 9,892 \cdot 10^9) (s^2 + 2,516 \cdot 10^4 s + 3,29 \cdot 10^{10}) (s^2 + 4919s + 4,15 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 7954s + 9,91 \cdot 10^9) (s^2 + 2,549 \cdot 10^4 s + 3,352 \cdot 10^{10}) (s^2 + 4358s + 4,346 \cdot 10^{10})} \\
 & \frac{(s^2 + 2,773 \cdot 10^4 s + 1,161 \cdot 10^{11}) (s^2 + 5,052 \cdot 10^4 s + 3,003 \cdot 10^{11}) (s^2 + 2,773 \cdot 10^5 s + 9,25 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,685 \cdot 10^4 s + 1,264 \cdot 10^{11}) (s^2 + 4,728 \cdot 10^4 s + 3,552 \cdot 10^{11}) (s^2 + 2,777 \cdot 10^5 s + 9,605 \cdot 10^{11})} \\
 & \frac{(s^2 + 3,393 \cdot 10^4 s + 1,152 \cdot 10^{12}) (s^2 + 6,797 \cdot 10^5 s + 1,288 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 3,303 \cdot 10^4 s + 1,152 \cdot 10^{12})} \tag{6.10}
 \end{aligned}$$

Na Tabela 6.10 são mostrados os parâmetros determinados para o circuito equivalente do lado de baixa tensão do transformador de potência em estudo. A partir desses parâmetros foi determinada a função de transferência que estima a curva de impedância correspondente, expressa na equação (6.10) mostrada acima, e que provem do Ensaio de Impedância Terminal do transformador feito no lado de baixa tensão.

**Tabela 6.10:** Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão  $X$  – TRAF0 2 (defeituoso).

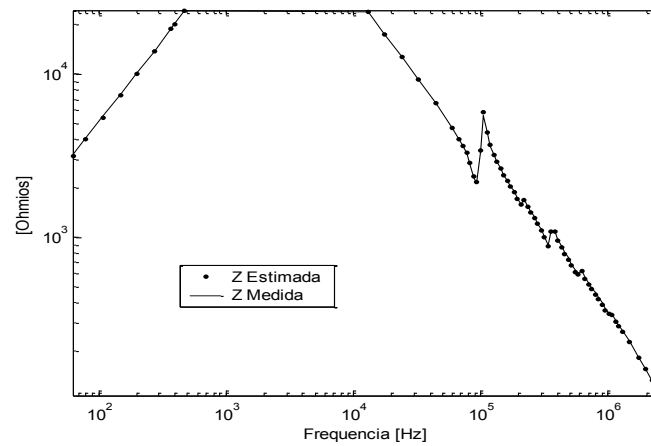
Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0 [H]$	$1,608 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3} [F]$	$8,4 \cdot 10^{-11}$	$L_5 [H]$	$9,282 \cdot 10^{-5}$
$R_0 [\Omega]$	1,1	$C_{s3} [F]$	$6,828 \cdot 10^{-8}$	$R_5 [\Omega]$	2,366
$C_{g1} [F]$	$7,147 \cdot 10^{-11}$	$L_3 [H]$	$1,153 \cdot 10^{-4}$	$C_{g6} [F]$	$4,84 \cdot 10^{-10}$
$C_{s1} [F]$	$1,245 \cdot 10^{-7}$	$R_3 [\Omega]$	3,097	$C_{s6} [F]$	$1,812 \cdot 10^{-8}$
$L_1 [H]$	$8,358 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4} [F]$	$1,539 \cdot 10^{-11}$	$L_6 [H]$	$5,391 \cdot 10^{-3}$
$R_1 [\Omega]$	2,321	$C_{s4} [F]$	$1,106 \cdot 10^{-7}$	$R_6 [\Omega]$	49,489
$C_{g2} [F]$	$1,79 \cdot 10^{-10}$	$L_4 [H]$	$2,075 \cdot 10^{-4}$	$C_{g7} [F]$	$2,866 \cdot 10^{-10}$
$C_{s2} [F]$	$2,874 \cdot 10^{-8}$	$R_4 [\Omega]$	0,904	$C_{s7} [F]$	$1,784 \cdot 10^{-8}$
$L_2 [H]$	$9,715 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5} [F]$	$1,314 \cdot 10^{-11}$	$L_7 [H]$	$5,74 \cdot 10^{-3}$
$R_2 [\Omega]$	4,594	$C_{s5} [F]$	$3,211 \cdot 10^{-7}$	$R_7 [\Omega]$	0,423

O transformador de potência defeituoso possui uma relação de transformação igual a  $a = 2,5014$ . Como pode ser observado, o transformador com defeito tem sua relação de transformação levemente modificada.

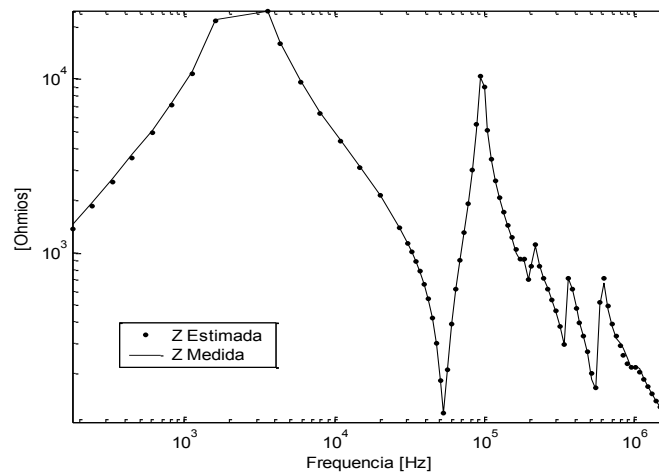
### 6.3.3 Estimação do TRAF0 2 - Reparado

Uma vez consertado o transformador defeituoso, após a manutenção, é executado o Ensaio de Impedância Terminal, obtendo-se as duas curvas do módulo da impedância medidas no lado de alta e baixa tensão. Também, são obtidas as curvas de relação de tensão provenientes do Ensaio de Resposta em Frequência.

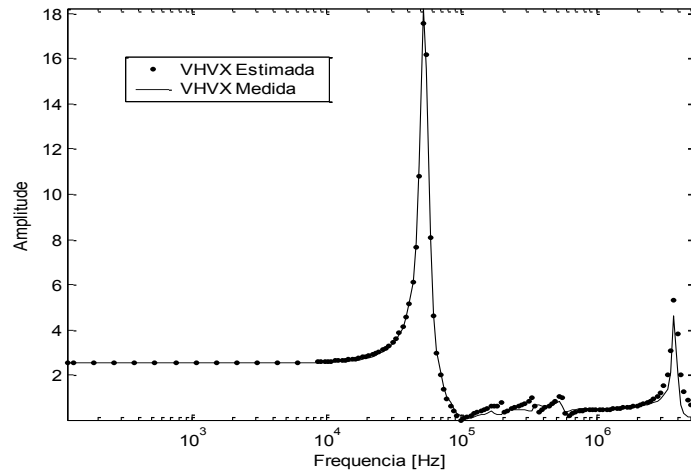
Então, a metodologia baseada no *GD*, para síntese de circuitos e estimação dessas curvas características, é aplicada sobre o transformador consertado. Nas Figuras 6.21, 6.22, 6.23 e 6.24 são comparadas às curvas, estimada e medida, do módulo da impedância no lado de alta quanto no lado de baixa, bem como as curvas de relação de tensão do Ensaio de Resposta em Frequência.



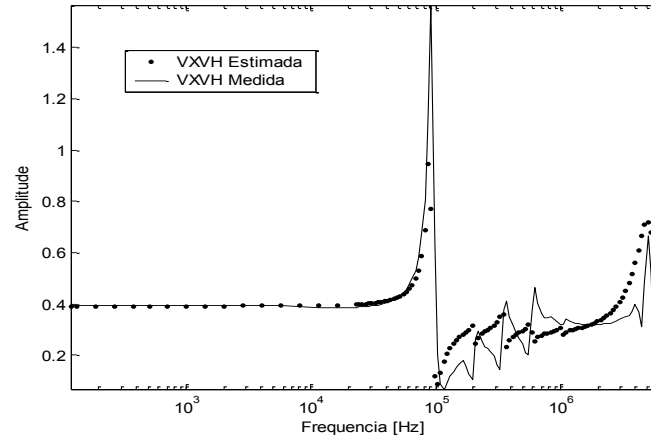
**Figura 6.21:** Compara curvas estimada e medida do módulo da  $Z$ , no lado de alta.



**Figura 6.22:** Compara curvas estimada e medida do módulo da  $Z$ , no lado de baixa.



**Figura 6.23:** Compara curvas estimada e medida de  $V_{HX}$  – Transformador Consertado.



**Figura 6.24:** Compara curvas estimada e medida de  $V_{XH}$  – Transformador Consertado.

A expressão matemática da função de transferência que estima a curva de impedância do transformador no lado de alta é mostrada a seguir:

$$\begin{aligned}
 Z_H(s) = & \frac{1,3418 \cdot 10^{-5} (s+1,467)(s^2 + 654,4s + 8,489 \cdot 10^9)(s^2 + 2205s + 9,1 \cdot 10^9)}{(s^2 + 109,8s + 6,121 \cdot 10^6)(s^2 + 459,6s + 8,509 \cdot 10^9)(s^2 + 1416s + 9,129 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2 + 7268s + 9,252 \cdot 10^9)(s^2 + 7634s + 9,788 \cdot 10^9)(s^2 + 4242s + 4,255 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 7470s + 9,786 \cdot 10^9)(s^2 + 8303s + 1,034 \cdot 10^{10})(s^2 + 4206s + 4,291 \cdot 10^{10})} \\
 & \frac{(s^2 + 2,224 \cdot 10^4 s + 1,253 \cdot 10^{11})(s^2 + 2,581 \cdot 10^4 s + 1,277 \cdot 10^{11})(s^2 + 2,883 \cdot 10^4 s + 3,446 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,582 \cdot 10^4 s + 1,277 \cdot 10^{11})(s^2 + 2,197 \cdot 10^4 s + 1,287 \cdot 10^{11})(s^2 + 2,856 \cdot 10^4 s + 3,48 \cdot 10^{11})} \\
 & \frac{(s^2 + 3,376 \cdot 10^4 s + 1,04 \cdot 10^{12})(s^2 + 2,108 \cdot 10^6 s + 2,677 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 3,345 \cdot 10^4 s + 1,044 \cdot 10^{12})}
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

Assim, na Tabela 6.11 são mostrados os parâmetros determinados para o circuito equivalente do lado de alta tensão do transformador de potência em estudo. A partir desses parâmetros foi determinada a equação (6.11), apresentada acima, que estima a curva de impedância do lado de alta tensão medida no Ensaio de Impedância Terminal do transformador.

**Tabela 6.11:** Parâmetros do circuito equivalente – alta tensão *H* – *TRAFO 2* (consertado).

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$1,342 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3}$ [F]	$9,221 \cdot 10^{-12}$	$L_5$ [H]	$5,018 \cdot 10^{-3}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	2,83	$C_{s3}$ [F]	$9,972 \cdot 10^{-8}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	41,671
$C_{g1}$ [F]	$4,714 \cdot 10^{-11}$	$L_3$ [H]	$7,786 \cdot 10^{-5}$	$C_{g6}$ [F]	$2,293 \cdot 10^{-9}$
$C_{s1}$ [F]	$7,406 \cdot 10^{-7}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	1,71	$C_{s6}$ [F]	$7,278 \cdot 10^{-8}$
$L_1$ [H]	$1,29 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4}$ [F]	$1,092 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	$1,603 \cdot 10^{-3}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	$4,328 \cdot 10^{-2}$	$C_{s4}$ [F]	$3,165 \cdot 10^{-7}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	0,6390
$C_{g2}$ [F]	$2,982 \cdot 10^{-11}$	$L_4$ [H]	$7,362 \cdot 10^{-5}$	$C_{g7}$ [F]	$2,812 \cdot 10^{-10}$
$C_{s2}$ [F]	$2,684 \cdot 10^{-7}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	0,310	$L_7$ [H]	49,739
$L_2$ [H]	$1,070 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5}$ [F]	$4,539 \cdot 10^{-10}$	$R_7$ [ $\Omega$ ]	$2,774 \cdot 10^6$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	0,306	$C_{s5}$ [F]	$1,882 \cdot 10^{-8}$		

Também é apresentada a seguir, a função de transferência que estima a curva de impedância do transformador no lado de baixa tensão:

$$\begin{aligned}
 Z_X(s) = & \frac{1,0459 \cdot 10^{-5} (s + 9,094) (s^2 + 5034s + 2,797 \cdot 10^9) (s^2 + 499,7s + 8,603 \cdot 10^9)}{(s^2 + 111,3s + 6,204 \cdot 10^6) (s^2 + 540s + 8,549 \cdot 10^9) (s^2 + 1762s + 9,049 \cdot 10^9)} \\
 & \frac{(s^2 + 4545s + 9,654 \cdot 10^9) (s^2 + 7204s + 1,009 \cdot 10^{10}) (s^2 + 1,379 \cdot 10^4 s + 2,918 \cdot 10^{10})}{(s^2 + 7165s + 9,554 \cdot 10^9) (s^2 + 7203s + 1,009 \cdot 10^{10}) (s^2 + 1,386 \cdot 10^4 s + 2,968 \cdot 10^{10})} \\
 & \frac{(s^2 + 6770s + 4,148 \cdot 10^{10}) (s^2 + 3879s + 4,283 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,546 \cdot 10^4 s + 1,164 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 3879s + 4,283 \cdot 10^{10}) (s^2 + 6584s + 4,341 \cdot 10^{10}) (s^2 + 2,514 \cdot 10^4 s + 1,263 \cdot 10^{11})} \\
 & \frac{(s^2 + 4,257 \cdot 10^4 s + 3,957 \cdot 10^{11}) (s^2 + 2,273 \cdot 10^4 s + 3,456 \cdot 10^{11}) (s^2 + 1,612 \cdot 10^5 s + 9,716 \cdot 10^{11})}{(s^2 + 2,273 \cdot 10^4 s + 3,456 \cdot 10^{11}) (s^2 + 4,159 \cdot 10^4 s + 3,552 \cdot 10^{11}) (s^2 + 1,613 \cdot 10^5 s + 9,958 \cdot 10^{11})} \\
 & \frac{(s^2 + 2,648 \cdot 10^4 s + 1,038 \cdot 10^{12}) (s^2 + 4,387 \cdot 10^5 s + 1,945 \cdot 10^{13})}{(s^2 + 2,648 \cdot 10^4 s + 1,038 \cdot 10^{12})} \tag{6.12}
 \end{aligned}$$

Os parâmetros do circuito equivalente do transformador, a partir dos quais foi determinada a equação (6.12) que estima a curva de impedância proveniente do Ensaio de Impedância Terminal feito no lado de baixa tensão, são mostrados na Tabela 6.12, a qual é apresentada a seguir:

**Tabela 6.12:** Parâmetros do circuito equivalente – baixa tensão *X – TRAF0 2* (consertado).

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$L_0$ [H]	$1,046 \cdot 10^{-5}$	$C_{g3}$ [F]	$7,936 \cdot 10^{-11}$	$L_5$ [H]	$1,058 \cdot 10^{-4}$
$R_0$ [ $\Omega$ ]	4,607	$C_{s3}$ [F]	$7,019 \cdot 10^{-8}$	$R_5$ [ $\Omega$ ]	1,468
$C_{g1}$ [F]	$7,338 \cdot 10^{-11}$	$L_3$ [H]	$1,123 \cdot 10^{-4}$	$C_{g6}$ [F]	$4,434 \cdot 10^{-10}$
$C_{s1}$ [F]	$1,879 \cdot 10^{-7}$	$R_3$ [ $\Omega$ ]	2,824	$C_{s6}$ [F]	$1,74 \cdot 10^{-8}$
$L_1$ [H]	$5,342 \cdot 10^{-6}$	$C_{g4}$ [F]	$1,44 \cdot 10^{-11}$	$L_6$ [H]	$5,825 \cdot 10^{-3}$
$R_1$ [ $\Omega$ ]	0,862	$C_{s4}$ [F]	$1,122 \cdot 10^{-7}$	$R_6$ [ $\Omega$ ]	51,446
$C_{g2}$ [F]	$1,812 \cdot 10^{-10}$	$L_4$ [H]	$2,047 \cdot 10^{-4}$	$C_{g7}$ [F]	$2,357 \cdot 10^{-10}$
$C_{s2}$ [F]	$2,992 \cdot 10^{-8}$	$R_4$ [ $\Omega$ ]	1,348	$C_{s7}$ [F]	$1,761 \cdot 10^{-8}$
$L_2$ [H]	$9,333 \cdot 10^{-5}$	$C_{g5}$ [F]	$1,182 \cdot 10^{-11}$	$L_7$ [H]	$5,898 \cdot 10^{-3}$
$R_2$ [ $\Omega$ ]	3,882	$C_{s5}$ [F]	$3,18 \cdot 10^{-7}$	$R_7$ [ $\Omega$ ]	1,16

O transformador de potência reparado, possui uma relação de transformação igual a  $\alpha = 2,5549$ . Dessa forma, depois da manutenção, o transformador possui um valor de relação de transformação próximo ao valor que tinha antes do defeito, porem sem atingir o valor original. Do ponto de vista da estabilidade de tensão, o transformador consegue ter as mesmas condições operativas, pois as grandezas elétricas associadas, resultantes da regulação de tensão, podem ser consideradas iguais àquelas obtidas com o transformador de potência operando originalmente.

Outro objetivo de estudar o segundo transformador foi tentar mostrar as alterações dos parâmetros do transformador durante as diferentes fases de sua vida útil, mostrando como pode ser utilizada como uma boa ferramenta nos diagnósticos de defeitos em transformadores de potência.



## 6.4 Sumário das Análises dos Resultados Obtidos.

Foi aplicada a metodologia de síntese de circuito e estimação das curvas características, baseado no *GD*, sobre os dois transformadores de potência reais utilizados para teste.

No primeiro transformador de potência, foi analisada a influência que tem o número e tipo de funções objetivo no processo de síntese do circuito equivalente do transformador, e estimação das suas curvas características. Foi visto que utilizando um e dois objetivos, o erro de estimação são maiores e semelhantes, em comparação à identificação realizada utilizando as *RNAE*.

Porém, existe uma vantagem quando o *GD* é utilizado no processo de síntese de circuito. Essa vantagem está relacionada com a estimação simultânea dos parâmetros do circuito equivalente do transformador, associados aos lados de baixa e alta tensão. Na metodologia baseada nas *RNAE*, a síntese de circuito equivalente correspondente ao lado de baixa e alta, é feita separadamente evidenciando a influência que tem os enrolamentos entre si.

Quando é utilizado o método do *GD* considerando quatro funções objetivo, as quais foram descritas no Capítulo 5, o erro de estimação das curvas de impedância do transformador são reduzidos consideravelmente; além de determinar as curvas estimadas das relações de tensão provenientes do Ensaio de Resposta em Frequência.

Dessa forma, para o último transformador considerado para teste, Transformador 2, foi utilizado o *GD* para a síntese do circuito equivalente do transformador e estimação das curvas características correspondentes, considerando as quatro funções objetivo descritas. Em cada um dos estados de operação do transformador, foram determinados os parâmetros do circuito equivalente completo (tanto no lado de baixa quanto no lado de alta tensão), e também foram estimadas as curvas características.

Porém, foi observado um erro de estimação maior obtido para as curvas de relação de tensão provenientes do Ensaio de Resposta em Frequência quando comparado com o valor do erro de estimação associado às curvas de impedância do transformador. O valor desse erro pode ser devido ao número de ressonâncias e anti-ressonâncias consideradas para a determinação do circuito equivalente, do lado de baixa e de alta tensão do transformador sob estudo.

Não opinião dos especialistas em análise de transformadores os erros apresentados não são relevantes para a determinação do estado do equipamento bem como para estudos de transitorios eletromagnéticos.

Portanto, a metodologia de estimação baseada no *GD* apresenta as vantagens que a técnica de identificação, utilizando as *RNAE*, não possui. Essas vantagens são descritas a seguir:

- Boa precisão na estimação das curvas características do transformador: tanto aquelas provenientes do Ensaio de Impedância Terminal quanto as que provem do Ensaio de Resposta em Frequência;
- Os parâmetros do circuito equivalente do transformador, dos lados de baixa e alta tensão, são determinados simultaneamente. Inclusive, as curvas características do transformador são estimadas simultaneamente. Dessa forma, os parâmetros do circuito equivalente completo do transformador são mais realistas, pois consideram a influência dos enrolamentos entre si;
- A implementação da metodologia é bem simples, pois foi utilizado o método do Gradiente Descendente, uns dos métodos de otimização não-linear mais simples existentes na literatura. Portanto, o algoritmo resultante não requer muitos recursos computacionais tornando a metodologia uma ferramenta robusta (aplicável para qualquer transformador de potência) e prática para modelamento e análise de transitorios.

## Capítulo 7

### Conclusões e Trabalhos Futuros.

#### 7.1 Conclusões.

A representação de um transformador de potência através de um circuito equivalente, para fins de modelagem, monitoração, e simulação, representa uma área de pesquisa ainda em desenvolvimento. Atualmente, existem na literatura diferentes tipos de metodologias de análises e técnicas de modelagem matemáticas.

A maioria desses trabalhos estão baseados em técnicas de ajuste das curvas características dos transformadores, sem se interessar nos detalhes internos do equipamento (aspectos construtivos, desempenho transitório, etc.). Além disso, cada modelo obtido até agora, nesses trabalhos, somente é válido para uma determinada faixa de frequência. Assim existem diferentes modelos representativos para cada uma dessas faixas, e não existe um único modelo válido para uma ampla gama de frequências de desempenho.

Portanto, o objetivo do presente trabalho foi desenvolver uma metodologia que forneça um único modelo matemático válido para uma ampla gama de frequências, e que ainda seja capaz de reproduzir as curvas características do transformador. Dessa maneira, foram desenvolvidas duas técnicas de identificação:

- a) A primeira metodologia está baseada na *RNA*, a qual fornece uma função de transferência que representa a curva característica real do transformador; e, posteriormente, com essa curva estimada determina-se o circuito equivalente do transformador. Esta primeira metodologia teve sucesso na identificação da curva de impedância (fase e módulo) do transformador. Posteriormente à estimação da curva, é determinado o circuito equivalente do transformador.

Porém, o tipo de *RNA* utilizado corresponde ao denominado *RNAE* (*RNA Especialista*), pois o arranjo dos neurônios das diferentes camadas segue exatamente a característica construtiva da função de transferência que estima a curva de impedância. Assim sendo, não é necessário nenhum histórico de dados.

Nesta metodologia de síntese, os *AG* são utilizados na busca dos valores ótimos para os pesos das camadas iniciais, com a finalidade de aperfeiçoar ainda mais o treinamento dos neurônios.

- b) A segunda metodologia utiliza o *GD*, para determinar o circuito equivalente e, simultaneamente, obter as curvas estimadas da impedância e as curvas de relação de tensão. Neste caso, o processo de síntese de circuito e estimação das curvas características do transformador, foi apresentado na forma de um problema de otimização multi-objetivo. As funções objetivo que serão minimizadas, correspondem aos erros de estimação das curvas características do transformador. A vantagem desta metodologia é a sua simplicidade de implementação, atingindo os mesmos resultados de estimação do que na metodologia anterior e requerendo ainda menos recursos computacionais.

Utilizando somente as ressonâncias e anti-ressonâncias significativas, consegue-se reduzir os recursos computacionais (tamanho de dados e tempo de computação) no processo de identificação. A topologia resultante reproduz eficientemente o desempenho elétrico do transformador de potência, através da reprodução das curvas características, determinadas a partir do circuito equivalente.

Com o algoritmo de identificação, baseado nas *RNAE*, conseguiu-se obter uma função de transferência, de ordem reduzida, que estima com mínimo erro a curva de impedância do transformador; e, através da técnica clássica de síntese de circuito se reproduz um circuito equivalente que simula com muita precisão as características elétricas do transformador de potência sob estudo.

Apesar de apresentar bons resultados no processo de ajuste da curva de impedância, utilizando as *RNAE*, são verificados que alguns valores de parâmetros podem estar bem deslocados da realidade, mas não influenciam muito no erro. Esta deficiência no método levou à procura de outra metodologia que fosse capaz de corrigir essas inconsistências. Daí surgiu o desenvolvimento de um algoritmo de síntese de circuito e estimação de curvas características baseadas no *GD*.

Neste novo procedimento, primeiramente, se estimam analiticamente os valores iniciais dos parâmetros que formam o circuito elétrico equivalente do transformador de potência. Esses valores iniciais servem de ponto de partida para o processo de otimização do *GD*.

Porém, com a segunda metodologia, baseado no *GD*, é possível não somente determinar os parâmetros do circuito equivalente do lado de baixa e do lado de alta tensão e estimar as correspondentes curvas de impedância, mas também é possível determinar uma função de transferência que estime as curvas de relação de tensão do transformador sob estudo.

Nesta segunda metodologia, foram considerados três casos de análises: a) minimização de um objetivo, sendo a curva de impedância do transformador; b) minimização simultânea de dois objetivos, sendo esses dois objetivos correspondentes à estimação das curvas de impedância do lado de alta e de baixa tensão; e, c) minimização simultânea de quatro objetivos, sendo esses objetivos associados à estimação das duas curvas de impedância e das duas curvas de relação de tensão.

Através dos resultados, foi observado que utilizando a metodologia proposta para síntese de circuito e estimação das curvas características, obteve-se melhor resultado (mínimo erro de estimação) com a metodologia de otimização considerando quatro objetivos. Inclusive os resultados obtidos, quando comparados com os erros de estimação, são melhores daqueles obtidos usando a *RNAE*.

Porém, ambas as metodologias de estimação (identificação) desenvolvidas, reproduzem com boa aproximação (mínimo erro de estimação possível) a curva de impedância do transformador, considerando somente aquelas ressonâncias e anti-ressonâncias mais significativas e obtendo uma função de transferência de ordem reduzida. Os menores erros de estimação são obtidos quando é utilizado o método do *GD* considerando quatro funções objetivos a serem otimizadas simultaneamente.

Além disso, o modelo matemático proposto, no presente trabalho, para representar o transformador de potência, e as metodologias desenvolvidas para determiná-lo, fornecem um modelo válido para uma ampla faixa de frequências a ser considerada. Portanto, a técnica proposta se torna uma ferramenta fundamental para modelagem de transformadores para fins de projeto, estudos de transitórios e de estabilidade.

É importante salientar que as ressonâncias de maior amplitude representam a dinâmica do transformador nos estudos de transitórios eletromagnéticos. Portanto, tentar um melhor ajuste da curva de resposta em frequência aumentando a ordem dos blocos ressonantes se converte, basicamente, em um objetivo puramente matemático.

## **7.2 Trabalhos Futuros.**

Apesar dos bons resultados obtidos no desenvolvimento deste trabalho, existem algumas questões que ainda devem ser exploradas em futuros trabalhos. A seguir, são descritos alguns desses possíveis estudos:

1. Investigar a contribuição que se pode ter quando o número de parâmetros que formam o circuito equivalente é incrementado, bem como a consideração de cinco ou seis funções objetivo a mais, correspondente às fases das curvas de impedância.
2. Utilizar o circuito equivalente do transformador de potência, estabelecido através das metodologias propostas, para estudo de transitórios eletromagnéticos (utilizando, por exemplo, o *ATP*).
3. Investigar a viabilidade da implementação desta metodologia como ferramenta auxiliar de monitoramento, diagnóstico e manutenção dos transformadores de potência.

## Anexo A

### Técnicas de Resposta em Freqüência.

#### A.1 Introdução.

Uma ferramenta que pode ser utilizada para modelar o transformador nas altas freqüências é a técnica de elementos finitos, que permite projetar o dispositivo magnético sem precisar construir protótipos, conseguindo-se economizar tempo e dinheiro. As diversas aplicações do método de elementos finitos vêm desde a análise do nível de saturação do núcleo ferromagnético de uma bobina ou de um transformador de potência até a análise para otimização da geometria ou do isolamento.

Os ensaios realizados em um transformador já construído são convertidos em outra ferramenta para estudos em altas freqüências. Neste caso, também é possível verificar o estado do transformador através das medições e da experiência do especialista, de forma rápida, econômica, sem necessidade de abertura do equipamento e sem precisar desligá-lo do sistema por um longo período de tempo.

Deste modo, para diagnóstico e modelagem de transformadores de potência, podem ser utilizadas as técnicas de medição da *Impedância Terminal* com a freqüência e a medição de *Resposta em Freqüência* nos enrolamentos de alta e baixa tensão. Estas técnicas são de certa forma, bastante simples, já que utilizam sinais de baixa tensão e freqüência variável na faixa compreendida entre os 10 Hz e 2 MHz [18].

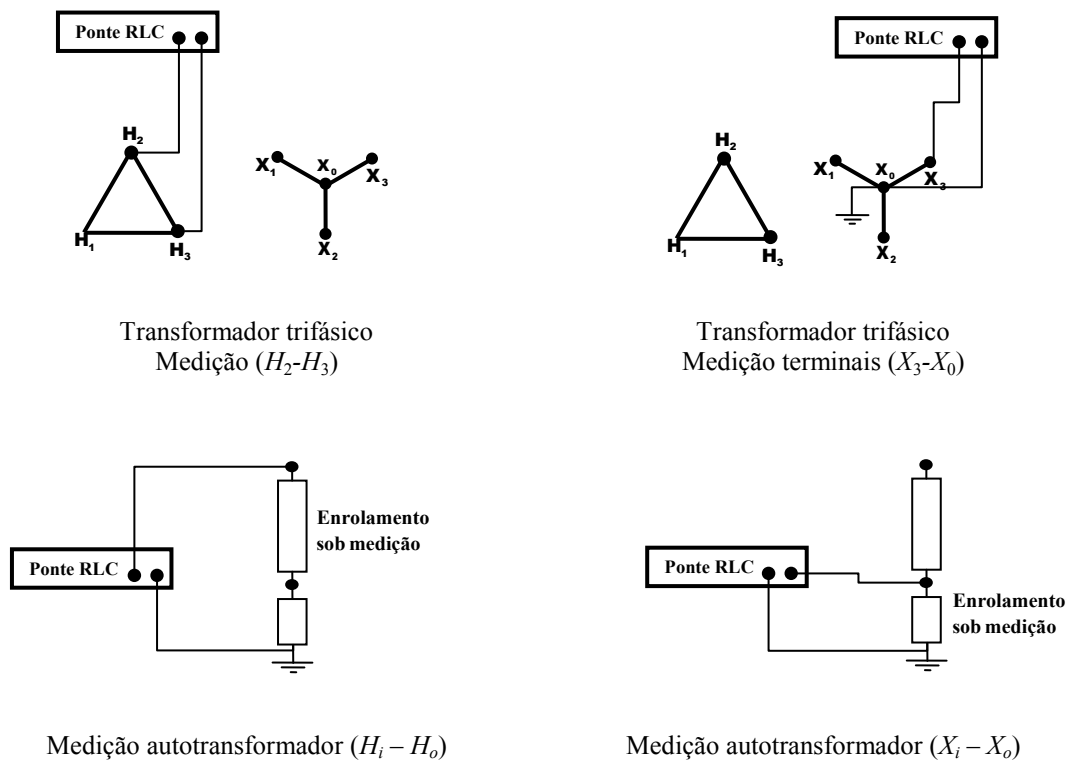
Por se tratarem de técnicas “*off-line*”, a medição de impedância terminal assim como da resposta em freqüência devem ser realizadas com o transformador completamente desligado do sistema.

## A.1 Medição da *Impedância Terminal*.

Para medir a impedância terminal do transformador de potência em diversas frequências utiliza-se uma ponte de medição de impedância com frequência variável. Normalmente a faixa de frequência está compreendida entre 10 Hz e 2 MHz, sendo que a faixa de amostragem corresponde a um total de 200 pontos de medição. Os passos de frequência podem ser escolhidos manualmente ou automaticamente, o que dependerá da ponte de medição a ser utilizada.

### A.1.1 Circuitos de medição.

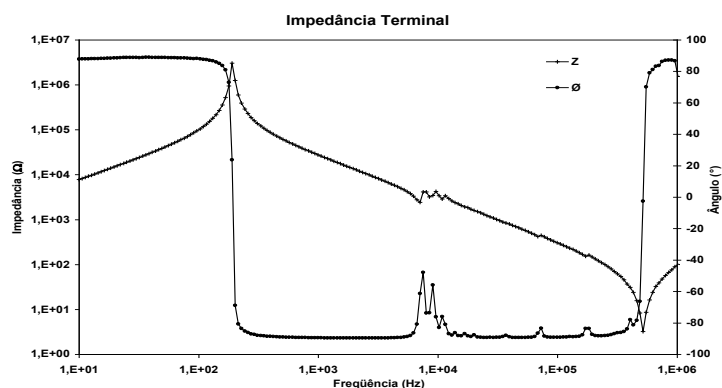
O número de medições a serem realizadas será função do número de enrolamentos do transformador. A **Figura 2.10** esquematiza alguns tipos de conexões comumente utilizadas.



**Figura A.1:** Circuito de conexões para medição de impedância em função da frequência.



A ponte de impedância é conectada aos terminais externos do transformador referidos ao enrolamento sob análise para medição da impedância, variando-se a frequência no intervalo de interesse. Obtêm-se para cada frequência o valor da impedância em módulo ( $|Z|$ ) e fase ( $\theta$ ), como se observa na Figura A.2. O procedimento é repetido para cada enrolamento do transformador sendo que os enrolamentos não envolvidos na medição ficam abertos.



**Figura A.2:** Módulo e fase da impedância do transformador.

Segundo a literatura relacionada [18], a medição é bastante simples, entretanto existem alguns cuidados que devem ser considerados para que não sejam cometidos erros grosseiros.

Um parâmetro que tem muita influência na medição da impedância terminal é o tipo e o comprimento do cabo utilizado na conexão da ponte aos terminais das buchas do transformador. Normalmente são utilizadas fitas de cobre para minimizar o efeito da indutância e a capacitância dos condutores.

O efeito dos parâmetros do cabo coaxial em relação à fita de cobre é observado principalmente na região de alta frequência do espectro. Este efeito será mais evidenciado quanto maior for o tamanho do transformador, isto porque quanto maior a altura da bucha, maior será o comprimento dos cabos de medição.

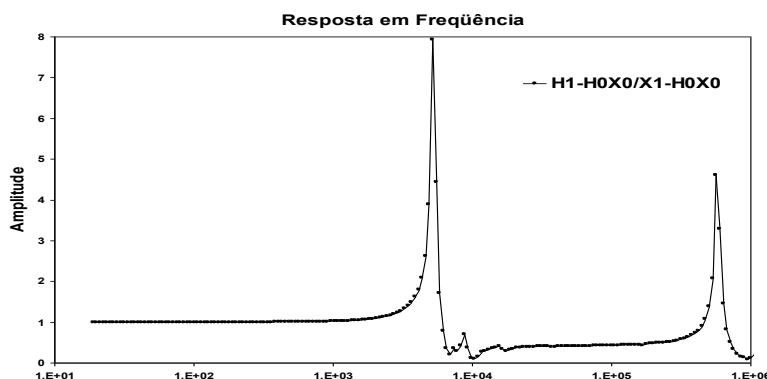
Existem outros cuidados a serem levados em conta, tais como, aterrar os enrolamentos do transformador, e a utilização de filtros para obter uma saída mais suavizada dos sinais de medição, entre outros tipos de cuidados.

## A.2 Medição usando Técnicas de Resposta em Frequência.

A outra técnica consiste em realizar medições utilizando a *Técnica de Resposta em Frequência* do equipamento. A mencionada técnica tem sido utilizada, a princípio, no auxílio à modelagem do equipamento para estudos de transitórios eletromagnéticos, identificação de ressonâncias internas e, mais recentemente, como caracterização do equipamento numa ampla faixa de frequências a fim de comparar o seu desempenho em diferentes períodos de tempo de sua vida útil.

A aplicação dessa técnica em diferentes fases ao longo da vida útil do transformador permite, também, identificar possíveis alterações geométricas das bobinas causadas por esforços eletromecânicos devidos, principalmente, aos curtos circuitos que ocorrem nas vizinhanças do equipamento [18].

A medição da resposta em frequência, ou seja, medição da relação de transformação em frequências distintas de 60 Hz é realizada aplicando-se um sinal senoidal (entre 5  $V_{ef}$  e 10  $V_{ef}$ ), com frequência variável na faixa de 20 Hz a 1 MHz, a um dos enrolamentos do transformador de potência, medindo-se a transferência deste sinal para outro enrolamento, como se observa na Figura A.3.



**Figura A.3:** Gráfico do ensaio de resposta em frequência em um transformador de potência.

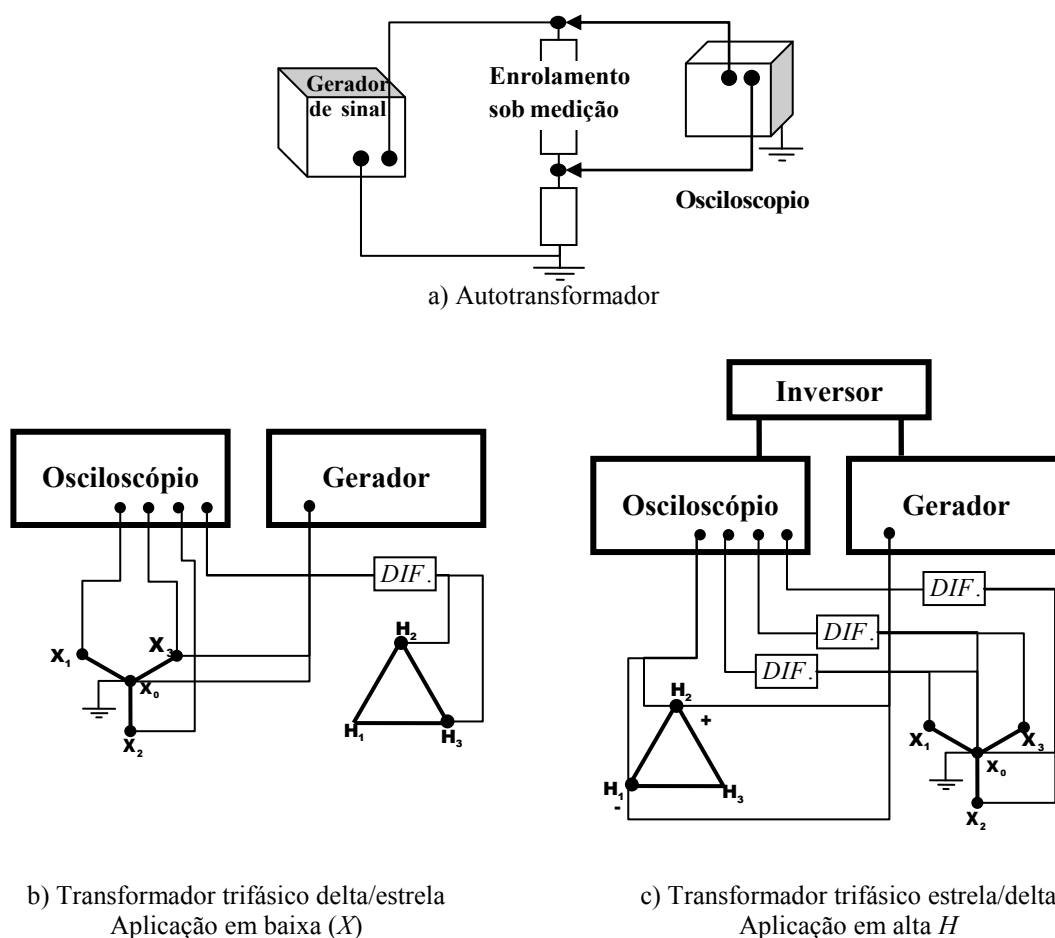
No gráfico do ensaio de resposta em frequência, são apresentadas as relações entre o valor do sinal de tensão de saída e o sinal de tensão de entrada ( $V_{saida}/V_{entrada}$  - no eixo das ordenadas), em função da frequência (no eixo das abscissas).

Este tipo de medição permite avaliar as ampliações (ressonâncias) e atenuações (anti-ressonâncias), indicando a frequência onde ocorrem. Normalmente esses valores são normalizados, tomando-se como base a relação de transformação a frequência de 60 Hz.

Este tipo de medição é bastante importante e utilizada no sentido de avaliar interações entre surtos no sistema e o equipamento, bem como tornar conhecidos os pontos mais sensíveis do transformador.

### A.2.1 Circuitos de medição.

Da mesma forma, como foi feito para a medição de impedância terminal o número de medições será função do modelo do transformador. A Figura A.4 a) esquematiza as conexões em um autotransformador e a b) e c) as conexões em um transformador trifásico.



**Figura A.4:** Circuito de conexões para medição da resposta em frequência.

Os transformadores trifásicos são aqueles que exigem o maior número de medições. No caso da medição em transformadores com ligação dos enrolamentos de baixa tensão em estrela, e os de alta tensão em delta, é de importância fundamental que os enrolamentos envolvidos na medição sejam correspondentes com a finalidade de que possa ser obtida a sua real relação de transferência.

A Tabela A.1 mostra um exemplo da correspondência entre os enrolamentos para um transformador com configuração delta/estrela.

**Tabela A.1:** Correspondência entre os enrolamentos delta(H)/estrela(X)

<b>Aplicação/Medição</b>	<b>Medição/Aplicação</b>
$X_1 - X_0$	$H_1(+)-H_3(-)$
$X_2 - X_0$	$H_2(+)-H_1(-)$
$X_3 - X_0$	$H_3(+)-H_2(-)$

Nas medições feitas em transformadores trifásicos com configuração delta-estrela ou estrela-delta, o sinal proveniente dos enrolamentos do lado estrela que não estejam envolvidos diretamente na medição também são aquisitados pelo osciloscópio, a fim de se medir a indução de tensão de um enrolamento para os outros dois.

A literatura diz que a medição de resposta em frequência utiliza metodologia e instrumentação bastante simples, mas exige maior cuidado do que a medição de impedância.

Também se deve ter cuidado com o comprimento dos condutores para minimizar o efeito da indutância e capacitância. Por essa razão, normalmente são utilizadas fitas de cobre ao invés de cabos coaxiais e fios. De igual maneira, o comprimento das fitas será função das dimensões do transformador.

## Anexo B

### Propriedades da Função Impedância.

#### B.1 Introdução.

Da síntese de circuito é sabido que a Função Impedância de porta de um circuito com componentes RLC mais (i.e. com perdas) deve ter todos seus pólos e zeros no semiplano lateral esquerdo aberto de  $s$ , isto é, não pode conter pólos e zeros no semiplano direito nem sobre o eixo  $j \cdot \omega$ .

#### B.2 Característica da função impedância para redes RLC.

As redes genéricas *RLC* passivas não fornecem energia, somente dissipam. Considerando a natureza dissipativa das redes *RLC*, existem restrições adicionais para a função impedância, caracterizada pela parte real da função que não pode ser negativa (nem nula, para componentes reais) e cuja expressão matemática é a seguinte:

$$\operatorname{Re}[Z(j\omega)] > 0 ; \quad \text{para todo } \omega \quad (2.5)$$

Finalmente a expressão matemática (2.4) pode ser re-escrita da seguinte maneira:

$$Z(s) = K \frac{\prod_{h=1}^y (1 + \tau_h s) \prod_{i=1}^n (1 + \tau_{i1} s + \tau_{i2} s^2)}{\prod_{j=1}^x (1 + \tau_j s) \prod_{k=1}^m (1 + \tau_{k1} s + \tau_{k2} s^2)} \quad (2.6)$$

Na expressão (2.6), o ganho  $K$  e as constantes de tempo  $\tau$  estão associados aos parâmetros do modelo adotado para o transformador. Em particular, o ganho  $K$  está relacionado com a relação de espiras do transformador; as constantes de tempo  $\tau_{i1}$  e  $\tau_{i2}$  estão associados aos parâmetros anti-ressonantes; e  $\tau_{k1}$  e  $\tau_{k2}$  estão relacionados aos parâmetros ressonantes.

Assim, as características transitórias e de regime permanente do transformador estão relacionadas com a localização relativa dos pólos e zeros da função de transferência.

## Referências Bibliográficas

- [1] Vaessen P. T. M., “*Transformer Model for High Frequencies*”. In: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 4, October 1988.
- [2] Keyhani A., Tsai H., Scho S., “*Modelling and Parameter Estimation of Power Transformers for the Study of High Frequency System Transients*”. In: IEEE Transactions, 1990.
- [3] Francisco de Leon, Adam Semlyen, “*Efficient Calculation of Elementary Parameter of Transformers*”. In: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 7, No. 1, January 1992.
- [4] Oguz Soysal A., Adam Semlyen, “*Practical Transfer Function Estimation and its Application to Wide Frequency Range Representation of transformers*”. In: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, July 1993.
- [5] Morched A. Marti L., Ottevangers J., “*A High Frequency Transformer Model for the EMTP*”. In: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 3, July 1993.
- [6] Gustavsen Bjorn, Semlyen Adam, “*Application of Vector Fitting to state Equation Representation of Transformers for Simulation of Electromagnetic Transients*”. In: IEEE Transactions in Power Delivery, Vol. 13, No. 3, July 1998.
- [7] Gustavsen Bjorn, Semlyen Adam, “*Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting*”. In: IEEE transactions on Power Delivery, Vol. 14, No. 3, July 1999.
- [8] Gustavsen Bjorn, “*Wide Band Modeling of Power Transformers*”, In: IEEE transactions on Power Deliver, Vol.19, No. 1, January 2004.
- [9] Herszterg S. Karina, Martins A. H. J., Carneiro Jr. S., “*Analytical Approach of Frequency Response Through a Mathematical Model of Transformer Windings*”, International Symposium on High Voltage Engineering, ISH 2005.

- [10] Helvio J. A. Martins, 2007, *Diagnóstico de Transformadores de Potência Através de Metodologias no Domínio da Frequência*, Dissertação de D.Sc., Coppe/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.
- [11] Mofizul Islam Syed, “*Detection of Shorted Turns and Winding Movements in Large Power Transformers using Frequency Response Analysis*”. In: IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2000.
- [12] Pleite J., Olias E., Barrado A. Lázaro A., Vázquez J., “*Transformer Modeling for FRA Techniques*”. In IEEE-PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, 2002.
- [13] Pleite J., Olias E., Barrado A. Lázaro A., Vázquez J., “*Frequency Response Modeling for Device Analysis*”. In Proc. 2002 IEEE Annual Conf. on Industrial Electronics Society, pp. 1457-1462.
- [14] S. Haykin., “*Neural Networks – A Comprehensive Foundation*”. Prentice-Hall, 1994.
- [15] McCulloch, W., S., Pitts, W., “*A Logical Calculus of the Ideas Immanent in Nervous Activity*”. Bulletin of Mathematical Biophysics, 5:115 – 133, 1943.
- [16] *Neural Network Toolbox: for use with MatLab*. User’s Guide, version 3.0. The MathWorks, Inc. January, 1998.
- [17] G. M. Zambrano, A. C. Ferreira, L. P. Calôba, “*Identificação de Parâmetros de Máquinas Síncronas Utilizando Redes Neurais Artificiais Especialistas e Resultados de Ensaio de Resposta em Frequência*”. Congresso Brasileiro de Automática – CBA’2004, Gramado, Rio Grande do Sul – Brasil. Outubro 2004.
- [18] Helvio J. A. Martins. “*Diagnóstico integrado de transformadores de potência – Aplicação*”. XV SNPTEE, Foz de Iguaçu, Paraná, Brasil, Outubro 1999.
- [19] Karsai K., Kerenji D., Kiss L., “*Large Power Transformer (Studies in Electrical and Electronic Engineering, Vol 25)*”, Elsevier Company, New York, 1987.

- [20] Blume L. F., Boyajian A., Camilli G., Lennox T.C., Minneci S., Montsinger V. M., “*Transformer Engineering*”, 1a. Edita.ion, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1938.
- [21] Burden Richard L., Faires J. Douglas, “*Numerical Analysis*”, Broks/Cole Pub., 7<sup>th</sup> edition, 2001.
- [22] Abetti P.A., “*Survey and classification of published data on the surge performance of transformers and rotating machines*”, In AIEE Trans. 77 (1959), pp. 1403–1414.
- [23] Rabins L., “*Transformer reactance calculations with digital computers*”, In AIEE Trans. 75 (Pt. 1) (1956), pp. 261–267.
- [24] Weed J.M., “*Abnormal voltages in transformers*”, In AIEE Trans. 34 (Pt. II) (1915), pp. 2197–2236.
- [25] Yarbrough. Raymond B., “*Circuit Models for Transformers*”, In IEEE Transactions on Education, vol. 12, issue 3, pp. 181-188.
- [26] Zambrano, G. V., Ferreira, A. C., Calôba, L. P., “*Power Transformer Equivalent Circuit Identification by Artificial Neural Network using Frequency Response Analysis*”. In: IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006, Montreal. 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006. v. 1. p. 1-6.
- [27] Zambrano, G. V., Ferreira, A. C., Calôba, L. P., “*Power Transformer Equivalent Circuit Identification Network using Frequency Response Analysis*”. In: International Conference on Condition Monitoring and Diagnostic”, 2006, Korea.
- [28] Zambrano, G. V.; Ferreira, A. C., Calôba, L. P., “*Estimação em Ordem Reduzida da Função de Transferência de um Transformador de Potência*”. In: Congresso Brasileiro de Automática, 2006, Salvador. XVI Congresso Brasileiro de Automática, 2006. p. 1067-1072.
- [29] Zambrano, G. V., Ferreira, A. C., Calôba, L. P., “*Proposta de um Método de Identificação de Parâmetros de um Circuito Equivalente de um Transformador de Potência*”, 2008, Juiz de Fora. XVII Congresso Brasileiro de Automática, 2008.