

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Marconi Januário

**CONTRIBUIÇÃO À MODELAGEM DE
TRANSFORMADORES OPERANDO EM
CONDIÇÕES NOMINAIS SUBMETIDOS A SURTOS**

**FLORIANÓPOLIS
2015**

Marconi Januário

**CONTRIBUIÇÃO À MODELAGEM DE
TRANSFORMADORES OPERANDO EM
CONDIÇÕES NOMINAIS SUBMETIDOS A SURTOS**

Tese submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng
Coorientador: Prof. Dr. Nelson Jhoe Batistela

Florianópolis, novembro de 2015.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Januário, Marconi

Contribuição à modelagem de transformadores operando em condições nominais submetidos a surtos / Marconi Januário ; orientador, Patrick Kuo-Peng ; coorientador, Nelson Jhoe Batistela. - Florianópolis, SC, 2015.

183 p.

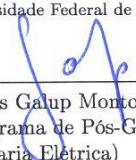
Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Transformadores. 3. Modelagem. 4. Resposta em frequência. 5. Condições nominais e Transitórios. I. Kuo-Peng, Patrick. II. Batistela, Nelson Jhoe. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Marconi Januário
**CONTRIBUIÇÃO À MODELAGEM DE
TRANSFORMADORES OPERANDO EM
CONDIÇÕES NOMINAIS SUBMETIDOS A SURTOS**

'Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.'



Prof. Dr. Carlos Galup Montoro
(Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica)

Banca Examinadora:



Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng, Dr. - Orientador



Prof. Dr. Nelson Jhoé Batistela, Dr. - Coorientador



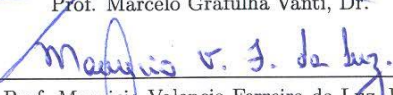
Prof. Arturo Suman Bretas, Dr.



Prof. Jean Vianei Leite, Dr.



Prof. Marcelo Grafulha Vanti, Dr.



Prof. Mauricio Valencia Ferreira da Luz, Dr.



Prof. Sérgio Henrique Lopes Cabral, Dr.

Dedico este trabalho aos meus Avós.

AGRADECIMENTOS

Muito obrigado minha mãe Adelma, meu pai Alberto e minha esposa Adriana.

Gostaria de agradecer os orientadores Patrick Kuo-Peng e Nelson Jhoe Batistela pelos conselhos dados ao longo dos anos de trabalho.

Gostaria de agradecer a Universidade do Oeste de Santa Catarina - UNOESC e todos seus dirigentes, pelo auxílio financeiro prestado ao longo do período de doutoramento. Agradeço os Professores Dagmar Bittencourt Mena Barreto e José Carlos Azzolini, os quais em 2010 me incentivaram ir para o doutorado.

Gracias aos colegas e amigos Engenheiros André Furlan, Conrado Gameiro, Helton dos Santos, Leonardo Feler e Ricardo Elias, e o ex bolsista Felipe Muneratto, que sempre me auxiliaram e ajudaram nos experimentos e demais discussões.

Gracias aos amigos Anderson Santos Nunes, Angelo Alfredo Hafner, Francielly Hedler Staudt, Kleyton Hoffmann, Lidiane Scariot, Maurício Rigoni e Tiago Staudt e pelas conversas e discussões, bem como ajudas diversas.

Agradeço o amigo Julian Reis pelas sugestões que me prestou durante a realização deste trabalho.

Meu sincero obrigado aos Professores do GRUCAD, a secretária Celly e todos os grucadianos.

Muito obrigado ao relator Professor Arturo Suman Bretas e aos demais membros da banca Professores Jean Viane Leite, Marcelo Grafulha Vanti, Maurício Valencia Ferreira da Luz e Sérgio Henrique Lopes Cabral que avaliaram esta tese.

Joaçaba te agradeço por ter me acolhido e desejo que no futuro seja lembrada como a Firenze brasileira.

Este trabalho de doutorado foi motivado pelo Projeto de Pesquisa intitulado "Caracterização de Transformadores e Análise de Transitórios", no Programa ANEEL de P&D com o número 0403-002/2006, junto com a empresa Tractebel Energia SA, e finalizado em 2008. Em especial, agradecemos ao Engenheiro da Tractebel Energia SA Rubens José Nascimento, gerente do projeto em epígrafe, por ter inspirado o assunto no passado recente.

*"O Bugre e a Taquara não devem ser esquecidos."
(M. Januário)*

*"No meu coração construí um galpão onde guardo todos os meus tesouros. Utilizei esteios do mais puro cerne, uns são meio tortos e outros muito retos, mas todos são da mais bela das árvores, a que se chama Amor."
(M. Januário)*

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CONTRIBUIÇÃO À MODELAGEM DE TRANSFORMADORES OPERANDO EM CONDIÇÕES NOMINAIS SUBMETIDOS A SURTOS

Marconi Januário

Novembro/2015

Orientador: Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos

Palavras-chave: transformadores; modelagem; resposta em frequência; condições nominais; transitórios.

Número de Páginas: xviii + 165

Esta tese apresenta uma modelagem de transformadores que, estando operando em condições nominais, sejam submetidos a surtos. Foram utilizados para a modelagem dados de respostas em frequências e de ensaios sob condições nominais. O modelo proposto representa respostas em frequência de impedâncias de transformadores sem carga e que estejam operando sob condições nominais. Ainda, foi proposto um modelo que, além de descrever respostas em frequência de impedâncias em aberto e sob condições nominais, representa, também, o comportamento de respostas em frequências de relações de tensão. Os modelos e as metodologias utilizados para a determinação de valores de parâmetros propostos foram validados através de transformadores com diferentes níveis de tensão e potência. As validações foram realizadas no domínio da frequência e do tempo. Apresentam-se exemplos de aplicações dos modelos, por meio de simulações numéricas.

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

CONTRIBUTION TO TRANSFORMER MODELLING OPERATING UNDER NOMINAL CONDITIONS AND SUBMITTED TO SURGES

Marconi Januário

November/2015

Advisor: Prof. Dr. Patrick Kuo-Peng

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices

Key words: transformers; modelling; frequency response; nominal conditions; transients.

Number of Pages: xviii + 165

The thesis presents a modeling of transformers, which operating in steady state and submitted to surges. In the modeling used data from frequency response and from tests under nominal conditions were taken. The proposed model represents the frequency response of a transformer at no load and under nominal conditions. Furthermore, it is also proposed a model that represents the voltage frequency responses between transformer terminals. The models and the methodologies to determining the parameter values were validated through transformers with different voltage levels and power. Validations of the models are carried out in the frequency and time domains. Examples of applications of the models are shown by numerical simulations.

Sumário

Capa	ii
Sumário	xv
1 Introdução	1
1.1 Delimitação do Problema e Justificativa	2
1.2 Objetivos e Contribuições da Tese	5
1.2.1 Objetivo Geral	5
1.2.2 Objetivos Específicos	5
1.2.3 Contribuições	5
1.3 Estrutura do Trabalho	6
2 Estado da Arte da Modelagem de Transformadores	9
2.1 Transitórios e Suas Faixas de Frequências Típicas	10
2.2 Modelagem Utilizando Respostas em Frequência de Terminais de Transformadores	14
2.3 Correntes Induzidas	17
2.3.1 Efeitos Dependentes da Frequência nos Enrolamentos	17
2.3.2 Efeitos Dependentes da Frequência no Núcleo Ferromagnético	18
2.4 Métodos Numéricos Utilizados na Determinação de Valores de Parâmetros	20
2.5 Considerações Finais do Capítulo	21
3 Modelagem da Resposta em Frequência de Transformadores sem Carga e Operando sob Condições Nominais	23
3.1 Introdução	23
3.2 Modelo Proposto	24
3.2.1 Circuito Equivalente	24

3.2.2	Determinação de Valores de Parâmetros	25
3.2.3	Processo Iterativo de Cálculo de Valores de Parâmetros RLC	26
3.2.4	Cálculo de Valores de Parâmetros RL	31
3.3	Validação do Modelo	34
3.3.1	Validação no Domínio da Frequência	35
3.3.2	Validação no Domínio do Tempo	37
3.4	Exemplos de Aplicação com o Modelo Z_{Model}	38
3.4.1	Introdução	38
3.4.2	Composição e Modelagem do Sistema	39
3.4.3	Simulações e Resultados	41
3.5	Conclusões e Considerações Finais do Capítulo	47
4	Modelo de Transferência de Tensão	49
4.1	Introdução	49
4.2	Modelo proposto	50
4.2.1	Matriz Impedância Obtida de Medições de Respostas em Frequência de Terminais	50
4.2.2	Circuito Elétrico com Configuração T	52
4.2.3	Obtenção das Impedâncias do Circuito utilizando Elementos da Matriz Impedância	54
4.2.4	Circuito Elétrico Equivalente (RLC+RL)	55
4.2.5	Determinação dos Valores de Parâmetros (RLC+RL)	58
4.2.6	Processo Iterativo de Cálculo de Valores de Parâmetros RLC	61
4.3	Validação do Modelo (RLC+RL)	61
4.3.1	Modelagem do Transformador A	62
4.3.2	Modelagem do Transformador B	66
4.3.3	Validações no Domínio da Frequência	70
4.3.4	Validações no Domínio do Tempo	78
4.4	Aplicação do Modelo (RLC+RL) em um Sistema Elétrico	86
4.4.1	Composição e Modelagem do Sistema	86
4.4.2	Simulações e Resultados	89
4.5	Circuito Elétrico Equivalente (RLC + RL + CRLG)	91
4.5.1	Introdução	91
4.5.2	Determinação de Valores de Parâmetros	95
4.6	Validação do Modelo (RLC + RL + CRLG)	97
4.6.1	Modelagem do Transformador A	97
4.6.2	Modelagem do Transformador B	100
4.6.3	Validações no Domínio da Frequência	101

4.6.4	Validações no Domínio do Tempo	107
4.7	Comparações de Resultados	114
4.7.1	Introdução	114
4.7.2	Comparações no Domínio da Frequência	114
4.7.3	Comparações no Domínio do Tempo	117
4.8	Conclusões e Considerações Finais do Capítulo	117
5	Conclusão e Propostas de Trabalhos Futuros	121
5.1	Conclusão	121
5.2	Proposta de Trabalhos Futuros	124
5.3	Artigos Publicados	124
A	Valores dos parâmetros não lineares	127
B	Funções de impedância e de transferência de tensão	129
B.1	Funções de impedâncias	129
B.2	Função de impedância $z_{3_{Fit}}$, modelagem do Transformador A, Seção 4.3	130
B.3	Função de transferência de tensão, modelagem do Transformador B, Seção 4.3	130
B.4	Função de transferência de tensão, modelagem com redes RL+RLC+CRLG	131
C	Transformador A - 2 kVA e Aparatos de Medições	135
C.1	Introdução	135
C.2	O Transformador A	135
C.3	Instrumentos Utilizados nas Medições	135
C.4	Instrumento Virtual para Medições de Respostas em Frequência	137
C.5	Aparato de Geração e Aplicação de Degraus de Tensão	140
D	Valores dos parâmetros não lineares	143
E	Valores das componentes harmônicas de tensão	145
F	Vector Fitting e Rede de Impedâncias	147
G	Valores dos Parâmetros das redes CRLG	151
G.1	Transformador A	151
G.2	Transformador B	153
	Bibliografia	165

LISTAS DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

ATP	<i>Alternative Transients Program</i>
C	Capacitor
CIGRÉ	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i>
DC	<i>Direct Current</i>
EMTP	<i>Eletromagnetic Transients Program</i>
FB	<i>Frequency Band</i> - Banda de Frequência
FRA	<i>Frequency Response Analysis</i>
G	Condutância
GRUCAD	Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos
L	Indutor
LS	<i>Least Square</i>
R	Resistor
RL	Resistor-Indutor
RLC	Resistor-Indutor-Capacitor
SVD	<i>Singular Value Decomposition</i>
VF	<i>Vector Fitting</i>

μ_0	Permeabilidade do vácuo	$4\pi 10^{-7} [\text{H/m}]$
μ_{core}	Permeabilidade relativa	adimensional
Π	Configuração de tipo de circuito	
π	Constante matemática	3,1415...
ρ	Resistividade	$[\Omega \cdot \text{m}]$
ρ_{core}	Resistividade do material	$[\Omega \cdot \text{m}]$
ρ_g	Resistividade do solo	$[\Omega \cdot \text{m}]$
Φ, ϕ	Fluxo magnético	$[\text{Wb}]$
ω	Frequência angular	$[\text{rad/s}]$
A	Área de seção transversal	$[\text{mm}^2]$
d	Espessura de lâmina	$[\text{mm}]$
f	Frequência elétrica	$[\text{Hz}]$
C	Capacitância	$[\text{F}]$
C	Índice referido ao núcleo	
Fit	Índice referido ao modelo intermediário	
G	Condutância	$[\text{S}]$
h	Índice referido ao terminal de acesso	
H	Índice referido aos terminais de alta	
H	Relação de tensão	adimensional
i, I	Corrente elétrica	$[\text{A}]$
k	Índice referido à quantidade de seções RL	
l	Comprimento de caminho médio	$[\text{m}]$
L	Indutância	$[\text{H}]$
<i>measured</i>	Índice referido aos dados medidos	
<i>Model</i>	Índice referido ao modelo final	
n	Índice referido à quantidade de células RLC	
N	Número espiras	adimensional
<i>nom</i>	Índice referido às condições nominais	
<i>Nominal</i>	Índice referido às condições nominais	
<i>op</i>	Índice referido aos terminais em aberto	
<i>open</i>	Índice referido aos terminais em aberto	
R	Resistência elétrica	$[\Omega]$
<i>Rest</i>	Índice referido aos efeitos restantes	
<i>RLC</i>	Índice referido ao modelo RLC	
<i>sc</i>	Índice referido aos terminais em curto	
T	Configuração de tipo de circuito	
<i>up</i>	Índice referido à admitância atualizada	
v, V	Tensão elétrica	$[\text{V}]$
W	Índice referido aos terminais de acesso	
<i>wind</i>	Índice referido aos terminais de acesso	
y, Y	Admitância	$[\text{S}]$
z, Z	Impedância	$[\Omega]$

Capítulo 1

Introdução

Os transformadores são equipamentos fundamentais, dentro dos sistemas de potência, para que o despacho de energia elétrica seja técnica e economicamente viável. Em virtude do crescimento populacional e da busca por melhores condições de vida almejadas pela população mundial, o consumo de energia, em especial da elétrica, tem aumentado ano após ano. Por consequência, há expansões em toda a cadeia que a envolve, desde a sua produção até a rede de distribuição, que faz a conexão com o consumidor.

A geração de energia elétrica tem seu crescimento incessante mediante às construções de centrais geradoras do tipo clássicas, como hidroelétricas e termoeelétricas, e, também, com implantações de parques eólicos e solares. Na situação brasileira, praticamente todas as centrais geradoras estão interligadas ao mesmo sistema de potência em que a energia é transmitida por linhas de transmissão que estão interconectadas por meio de diversas subestações. Dentre outras vantagens, este fato auxilia para que o sistema tenha uma maior quantidade de energia disponível aos consumidores, podendo assim atender a uma possível maior demanda.

Os transformadores estão presentes em todas as etapas envolvidas na conversão de energia elétrica. Dentro da geração, sua utilização é crucial para que a energia produzida seja elevada em níveis de tensão que possa ser transmitido, com menos perdas, pelas linhas de transmissão. Nas subestações de grande porte, que fazem parte do sistema interligado, o emprego de transformadores é importante para que a energia possa ser despachada às subestações de cidades e de empresas. Em níveis de menor potência, que remete à distribuição de energia, a

utilização de transformadores se dá nas subestações locais de pequeno porte e em transformadores instalados em postes, para o atendimento de pequenas cargas.

Os sistemas de potência estão suscetíveis à ocorrência de transitórios eletromagnéticos e, em geral, há como consequência o surgimento de falhas [1, 2, 3]. As manobras feitas nos sistemas para efetuar inclusão ou exclusão de cargas e de linhas, bem como os procedimentos para isolação de circuitos necessários para as devidas manutenções nos equipamentos, acabam gerando transitórios, que descaracterizam condições nominais de trabalho. Além disso, os sistemas estão propensos a eventos de transitórios oriundos de descargas atmosféricas, que possuem características de eventos rápidos. Ainda, em função das diversas fontes de energia que estão interligadas, os sistemas de potência podem se tornar instáveis, gerando eventos transitórios de longa duração.

Os efeitos indesejados de transitórios acabam efetuando desgastes prematuros de equipamentos envolvidos, ao longo da geração, da transmissão e da distribuição. Desta maneira, estudos devem ser feitos para analisar o quanto os possíveis eventos transitórios podem prejudicar dispositivos e instalações, em especial os transformadores. Neste caso, a modelagem de transformadores é um ponto temático importante de pesquisas, uma vez que a sua melhor representação pode verificar o efeito que este terá dentro da cadeia de equipamentos no sistema de potência e/ou auxiliar na elaboração de seu projeto de construção.

1.1 Delimitação do Problema e Justificativa

A modelagem de transformadores pode ser dividida em dois enfoques: do ponto de vista interno e do ponto de vista dos terminais de acesso, respectivamente, *white box* (caixa branca) e *black box* (caixa preta) [4, 5]. Para o tipo *white box*, a modelagem necessita de dados construtivos para a representação do comportamento de transformadores. Estes dados nem sempre estão disponíveis ou são facilmente obtidos. A modelagem do tipo *black box* requer poucos dados construtivos. Em geral, são especificadas a quantidade de terminais de acessos e a maneira em que estão conectados os enrolamentos. Este tipo de metodologia é caracterizado pela excitação e medição de grandezas em terminais, que é feita, por exemplo, com a utilização de respostas em frequência.

Conforme cita Gustavsen, em [6], geralmente se deseja que ao iniciarem as simulações de transitórios em sistemas de potências todo o conjunto em questão esteja operando em regime permanente. Ao longo do tempo de simulação é realizado o evento transitório em es-

tudo. Andrieu *et al.* [7] comentam a necessidade da modelagem de transformadores para que sejam realizadas simulações com formas de onda que envolvam frequências industriais (50/60 Hz) e com transitórios ao mesmo tempo. Por exemplo, surtos de pequena amplitude são acoplados com formas de onda de frequência industrial alimentando transformadores dentro de um sistema. As formas de onda de baixa amplitude de surtos podem ser amplificadas nos transformadores em função da existência de circuitos ressonantes equivalentes, oriundos de características construtivas. Este fato acaba gerando formas de ondas transferidas aos demais terminais com amplitudes elevadas. Assim, modelos que representem o comportamento de transformadores para um longo espectro de frequência é tarefa de desenvolvimento.

Martinez-Velasco *et al.* [8] citam que os efeitos das correntes induzidas em frequência industrial são indesejados, pois elas causam perdas. Porém, durante um transitório, estas correntes apresentam um efeito amortecedor para o evento. Os autores sugerem que a modelagem de transformadores para baixas e médias frequências precisa representar o comportamento dos efeitos das correntes induzidas. Popov *et al.* [9] embasados no trabalho de Soysal [10], demonstram que os efeitos no núcleo podem ter influência até frequências de 100 kHz. Os autores, ainda, enfatizam a importância da modelagem dos efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos e no núcleo ferromagnético.

A modelagem de transformador para um largo espectro de frequência, particularmente para as baixas frequências, não é uma tarefa simples. Nas baixas frequências, para as condições de terminais em aberto, os efeitos não lineares e dependentes da frequência presentes no material ferromagnético são predominantes em relação aos efeitos de demais componentes de transformadores [10, 11]. Em geral, dados de respostas em frequência de impedâncias em aberto, utilizados em modelos, são obtidos a partir de medições de varreduras em frequência realizadas através de analisadores de impedância ou por geradores de função. Todavia, nestes dispositivos, a potência elétrica instantânea fornecida é pequena (comumente menor do que 1 W) e os níveis de tensão disponibilizados nas saídas destes equipamentos são frequentemente muito menores do que as tensões nominais de enrolamentos de transformadores. Assim, não é possível disponibilizar energia para magnetizar o núcleo de transformadores para operação sob condições nominais. Consequentemente, nas baixas frequências, e em particular na frequência industrial, os valores de impedâncias medidas em aberto não correspondem aos valores de impedâncias medidos sob condições nominais de tensão. Portanto, a modelagem realizada com dados de resposta

em frequência medida acaba não considerando o comportamento de transformadores sob condições nominais de tensão.

Como exemplo da questão descrita, na Figura 1.1 (a) é apresentada a curva de resposta em frequência da impedância em aberto, Z_{op} , e a impedância medida com ensaio em aberto sob condições nominais de tensão e frequência, Z_{nom} , do terminal de alta tensão de um transformador monofásico de 2 kVA, 220/50/50 V, 60 Hz. Percebe-se que o valor do módulo da impedância medida na varredura em frequência, em 60 Hz, é menor que o valor do módulo da impedância sob condições nominais. Na Figura 1.1 (b) é mostrada a curva de magnetização obtida no mesmo terminal de alta tensão do referido transformador. Na Figura 1.1 são feitas indicações entre as impedâncias medidas (Figura 1.1 (a)) com pontos de operação da curva de magnetização (Figura 1.1 (b)). Estas indicações correlacionam os valores de tensão utilizados na medição das impedâncias com os pontos de operação da curva de magnetização do transformador. Nota-se que as medições de respostas em frequência são realizadas em um ponto inicial da curva de magnetização. Nesta região, os valores da permeabilidade relativa do material e das perdas são diferentes dos valores sob condições nominais de tensão.

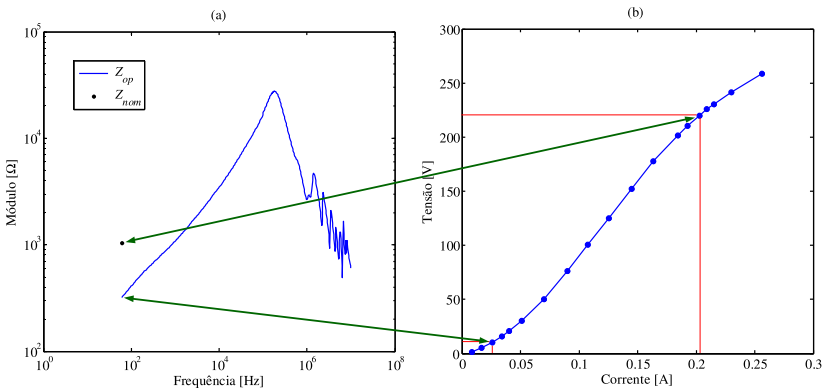


Figura 1.1: (a) curva de resposta em frequência da impedância em aberto, Z_{op} , e impedância em aberto medido sob condição nominal de tensão e frequência, Z_{nom} . (b) curva de magnetização do terminal de alta tensão (220 V).

Neste contexto, para a modelagem de transformadores proposta nesta tese, optou-se pelo enfoque do ponto de vista dos terminais de acesso, *black box*, com a utilização de dados de respostas em frequência

e de dados de medições de ensaio clássico em aberto. Assim, o modelo resultante pode representar o comportamento de transformadores operando em condições de regime permanente e submetido simultaneamente a transitórios.

1.2 Objetivos e Contribuições da Tese

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo da tese é contribuir para a modelagem de transformadores, para contemplar simultaneamente operações sob condições nominais em regime e com transitórios de média (até 10 kHz) e de alta frequência (até 3 MHz), provocados por surtos.

1.2.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos são:

- i) Propor modelos de transformador obtidos a partir de medições de respostas em frequências de terminais de acesso.
- ii) Propor uma metodologia de modelagem, de maneira que os modelos possam representar as impedâncias em aberto, sob condições nominais de tensão e frequência de transformadores.
- iii) Incluir efeitos não lineares do material ferromagnético na metodologia de modelagem.
- iv) Efetuar validação nos modelos propostos.
- v) Efetuar testes com surtos superpostos à tensão com frequência industrial.
- vi) Apresentar exemplos de aplicações dos modelos em estudos com sistemas de potência.

1.2.3 Contribuições

Acredita-se que os seguintes pontos sejam contribuições ao tema modelagem de transformadores:

- i) Desenvolvimento de um modelo que representa a resposta em frequência da impedância terminal, sob condições nominais de tensão.

- ii) Desenvolvimento de um modelo que, além de representar a resposta em frequência da impedância terminal sob condições nominais de tensão, também reproduza a resposta em frequência de relações de tensão entre terminais.
- iii) Elaboração de uma metodologia para determinação de valores de parâmetros dos modelos.
- iv) Desenvolvimento de modelos que se apliquem tanto em condições nominais quanto sob transitórios.

1.3 Estrutura do Trabalho

O trabalho está estruturado da seguinte maneira:

O Capítulo 2 versa sobre o estado da arte da modelagem de transformadores, onde inicialmente são destacados transitórios e suas faixas de frequências e também os principais elementos de transformadores que devem ser caracterizados durante a modelagem, em função de bandas de frequências. Em seguida, são apresentados trabalhos de modelagem que utilizam medições de resposta em frequência. Ainda, discorre-se sobre as correntes induzidas e os efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos e nos materiais ferromagnéticos. Por fim, são descritos trabalhos que utilizam métodos numéricos na determinação de valores de parâmetros de modelos de transformadores.

No Capítulo 3 é descrita a modelagem da resposta em frequência de transformadores sem carga e operando sob condições nominais. O modelo e a metodologia de determinação de valores de parâmetros, a partir do método numérico de mínimos quadrados, são apresentados. Validações do modelo no domínio da frequência e do tempo são mostradas para dois transformadores, com classe de tensão e potência diferentes. Três exemplos de aplicações do modelo são mostrados por intermédio de simulações. Nas simulações, o modelo é utilizado como uma carga em um sistema de potência (sem transferência de tensão entre terminais) e são realizados eventos transitórios de energização, de desenergização e de descarga atmosférica. Para os três casos, o sistema irá operar, ou estará operando, conforme o caso estudado, sob condições nominais de tensão e frequência.

No Capítulo 4 é apresentado um modelo que, além de representar a resposta em frequência da impedância e sob condições nominais de tensão, também reproduza a resposta em frequência de relações de tensão entre terminais. Um circuito elétrico com configuração tipo T é utilizado no modelo, em que dois tipos de redes de parâmetros equivalentes

podem ser empregados. As metodologias para determinação de valores de parâmetros de cada tipo de rede do circuito equivalente são apresentadas. Além disso, são feitas validações nos domínios da frequência e do tempo, por meio da modelagem obtida de dois transformadores com classe de tensão e potência distintas. Um exemplo de aplicação do modelo é mostrado via simulação. No exemplo, é modelado um sistema de distribuição de alta tensão junto com o modelo de transformador. Na simulação, uma descarga atmosférica é inserida no sistema durante a operação sob condições nominais.

Por fim, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões e considerações finais. Além disso, são expostas propostas de trabalhos futuros relacionados ao tema desta tese.

Capítulo 2

Estado da Arte da Modelagem de Transformadores

Esta tese objetiva desenvolver modelos de transformadores em função da frequência de tal maneira que possam representar o comportamento destes equipamentos operando em condições nominais e sendo submetidos à surtos. Este capítulo está dividido da seguinte maneira. Na Seção 2.1 é feita uma introdução sobre os eventos transitórios e suas frequências intrínsecas. Ainda, são destacados os principais elementos (componentes) de transformadores que necessitam ser caracterizados na modelagem. Posteriormente, na Seção 2.2 é descrito o Estado da Arte da modelagem de transformadores, a partir da utilização de dados de respostas em frequência. No final desta seção é apresentada uma consideração, que visa justificar a importância da representação pretendida por esta tese. Em seguida, na Seção 2.3, é feito um relato sobre os efeitos das correntes induzidas e efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos e no núcleo ferromagnético. Na Seção 2.4 são descritos trabalhos que utilizam métodos numéricos na determinação de valores de parâmetros de função racionais ou de circuitos equivalentes de respostas em frequência. Por fim, são feitas as considerações deste capítulo.

2.1 Transitórios e Suas Faixas de Frequências Típicas

Conforme afirma Greenwood [3], “um transitório elétrico é a manifestação externa de uma mudança repentina nas condições de um circuito, como quando uma chave abre ou fecha ou ocorre uma falha em um sistema”. O transitório está relacionado com o intervalo de tempo que o circuito (equipamento ou sistema elétrico) está sendo submetido a condições de alimentação ou de carga diferentes das que foram especificadas para operar. A literatura sobre este tema é ampla e alguns trabalhos importantes são apresentados em [1, 2, 12].

Os eventos transitórios ocorrem e são observados no domínio do tempo. Contudo, em estudos de transitórios, para facilitar a modelagem de circuitos, as implementações de modelos são feitas observando as frequências predominantes de cada evento. Na Tabela 2.1 estão descritas as faixas de frequência típicas de alguns eventos transitórios [13]. Duas faixas de frequências são destacadas: uma faixa que se estende entre a frequência industrial (50/60 Hz) até algumas dezenas de quilohertz e outra que inicia em algumas dezenas de quilohertz até a ordem de megahertz. Todavia, são verificadas frequências em comum entre as duas faixas. Estas frequências estão compreendidas desde dez quilohertz à cem quilohertz.

Tabela 2.1: Origem dos transitórios elétricos e suas frequências associadas. Valores típicos [13]

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

Os transformadores são componentes importantes para os processos de geração, transmissão e distribuição de energia. Estando esses juntos ao sistema de potência, estão susceptíveis a sofrerem com os transitórios que se propagam em todo o conjunto. Nos estudos de transitórios nos sistemas, tem-se a necessidade da representação por modelos de

transformadores que reproduzam características desses equipamentos perante os eventos que possam vir a ocorrer.

Conforme citam Martinez-Velasco *et al.* [8], a modelagem de transformadores não é uma tarefa simples, tendo em vista que o transformador possui efeitos não lineares e dependentes da frequência. Além disso, existem inúmeras configurações de equipamentos que variam pelos tipos de núcleos e pela quantidade de enrolamentos. Na Tabela 2.2 são mostradas diretrizes para a modelagem de transformadores [8]. Esta tabela é uma versão modificada da que é proposta pelo Grupo de Trabalho do CIGRE Working Group 33-02 [14, 15].

Tabela 2.2: Diretrizes para a modelagem de transformadores [8]

Parâmetro ou Efeito	Transitório baixa frequência	Transitório frente lenta	Transitório frente rápida	Frente muito rápida
Impedância de curto circuito	Muito importante ^(a)	Muito importante	Importante	Desprezível
Saturação	Muito importante ^(b)	Importante	Desprezível	Desprezível
Perdas no ferro	Importante ^(c)	Desprezível	Desprezível	Desprezível
Correntes induzidas	Muito importante	Importante	Desprezível	Desprezível
Acoplamento capacitivo	Desprezível ^(d)	Importante	Muito importante	Muito importante

Os índices da Tabela 2.2 [8] correspondem a: (a) Sem importância para a ferrorressonância. Todavia, pode ter efeito em frequências acima da frequência industrial, em especial em 300 Hz (faixa referente às harmônicas). (b) Sem importância para muitos casos de interação de controle, condições de harmônicas não causadas por saturação e outros casos de não saturação. (c) Apenas para casos de ressonância. (d) As capacitâncias podem ser muito importantes para alguns casos de ferrorressonância.

No trabalho de Martinez-Velasco *et al.* [8] a classificação e a determinação de parâmetros de modelos são divididas em dois grandes grupos. No primeiro grupo, “Determinação de Parâmetros para Baixa Frequência e para Transitórios de Chaveamentos”, existem duas formas de determinação de parâmetros para os modelos: (i) com dados obtidos por ensaios experimentais; (ii) com dados de projeto, da topologia construtiva e de simulações de campos eletromagnéticos. A faixa de frequência deste grupo varia desde a frequência industrial até algumas dezenas de quilohertz. No segundo grupo, “Determinação de Parâmetros para Transitórios Rápidos e Muito Rápidos”, a metodologia para determinação de parâmetros é dividida em três maneiras: (i) formulação através da simplificação da forma geométrica do equipamento ou

de equações empíricas oriundas de medições; (ii) por meio de dados de ensaios experimentais; (iii) ou por simulações de campos eletromagnéticos. Neste segundo grupo, a faixa de estudo está entre dezenas de quilohertz até uma dezena de megahertz.

Martinez-Velasco *et al.* [8] citam que os modelos de transformadores disponíveis em programas de simulação (como exemplo, os tipo EMTP's - *Eletromagnetic Transients Program*) são adequados apenas para efetuarem simulações de transitórios até alguns quilohertz. Os autores afirmam que a modelagem de transformadores utilizadas em simulações de transitórios com frente rápida pode ser feita com modelos baseados em detalhes de enrolamentos. Para isto, é necessário um alto grau de conhecimento da construção do equipamento. Com este tipo de abordagem, os circuitos elétricos equivalentes são representados por parâmetros distribuídos. Devido à quantidade de parâmetros, estes circuitos são difíceis de serem implementados em programas de simulação. Casos semelhantes são apresentados nos trabalhos de [4, 16], em que os parâmetros obtidos pelas abordagens são convertidos em rede elétrica equivalente, que é compatível ao formato EMTP.

Na Tabela 2.3 são apresentadas descrições de modelos de transformadores com dois enrolamentos, os quais reproduzem situações quando o dispositivo está ou não transferindo surtos para os terminais [17, 18]. Na Tabela 2.3, as descrições de modelos estão divididas em grupos de frequência e são destacados quais os principais elementos (componentes) de transformadores que necessitam ser caracterizados na modelagem. Nota-se que a modelagem do núcleo é importante em estudos relacionados às baixas frequências. Para eventos transitórios em alta frequência, os efeitos capacitivos se tornam mais predominantes.

Algumas considerações são pertinentes:

Avaliando as informações constantes nas Tabelas 2.2 e 2.3, e considerando os objetivos desta tese, pode-se compreender que a modelagem proposta deve representar os efeitos oriundos das baixas e médias frequências, como as perdas no ferro e o efeito dependente da frequência no núcleo. Concomitante, o modelo proposto também deve contemplar fenômenos relacionados às altas frequências como, por exemplo, a transferência de surtos entre terminais.

Tabela 2.3: Modelos de transformadores para diferentes faixas de frequência [17, 18]

Transformador	Grupo 1: 0,1 Hz - 3 kHz	Grupo 2: 50/60 Hz - 30 kHz	Grupo 3: 10 kHz - 3 MHz	Grupo 4: 100kHz - 50 MHz
Sem surto transferido				
Com surto transferido				
Impedância curto circuito	Muito importante	Muito importante	Importante apenas para transferência de surto	Insignificante
Saturação	Muito importante	Muito importante para energização de transformadores e rejeição de carga com aumento de alta tensão	Insignificante	Insignificante
Perdas em série dependentes da frequência	Muito importante	Importante	Insignificante	Insignificante
Perdas por histerese e ferro	Importante apenas para fenômenos de ressonância	Importante apenas para energização de transformadores	Insignificante	Insignificante
Acoplamento capacitivo	Insignificante	Importante apenas para transferência de surto	Muito importante para transferência de surto	Muito importante para transferência de surto

Informações sobre a Tabela 2.3: Índice 1, enrolamento primário; índice 2, enrolamento secundário; $n = \frac{W_1}{W_2}$, relação entre espiras; L , indutância; R , resistência; C , capacitância; f , frequência; Ψ , fluxo; $L(\Psi)$, indutância de magnetização; R_{fe} , perdas no ferro e por histerese; $Z(\omega)$, impedância terminal; C_s , capacitância de surto; Z_c , impedância característica.

2.2 Modelagem Utilizando Respostas em Frequência de Terminais de Transformadores

A seguir, são discutidos alguns trabalhos que utilizam a resposta em frequência para a modelagem de transformadores.

Soysal [19] mostra um método de modelagem de transformadores, reatores e máquinas elétricas girantes para uma larga faixa de frequência, no qual é utilizada formulação por espaço de estados. No trabalho são apresentadas respostas em frequência nos enrolamentos de máquinas com ou sem núcleo. Na Figura 2.1 são exibidas curvas de respostas em frequência medidas dos terminais do enrolamento primário de um transformador, estando os terminais secundários ora em aberto, ora em curto-circuito, com ou sem núcleo ferromagnético. A partir das

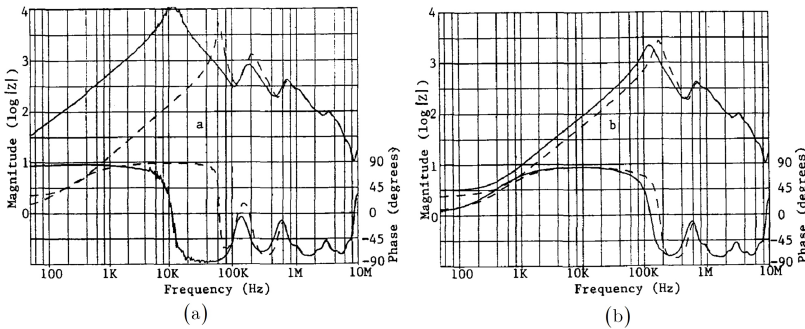


Figura 2.1: Curvas de respostas em frequência da impedância de um transformador com os terminais do secundário (a) em aberto e (b) em curto-circuito. As respostas com linhas contínuas são provenientes do transformador com núcleo ferromagnético, as respostas com linhas tracejadas são do transformador sem núcleo ferromagnético [19].

curvas de resposta em frequência apresentadas na Figura 2.1 (a), pode-se perceber que a primeira ressonância das respostas em frequência das impedâncias é fortemente relacionada ao núcleo. Ainda, os efeitos no núcleo são significativos até, aproximadamente, 100 kHz. Soysal [19] ressalta que a modelagem de transformadores utilizados na representação de transitórios rápidos pode ser feita com modelos lineares, desde que os terminais equivalentes de demais enrolamentos estejam em curto ou com carga. Caso contrário, se os terminais opostos estiverem em aberto, a consideração de um modelo linear é válida para frequências

acima de 100 kHz.

Nos trabalhos de Brozio e Vermeulen [11] e de Brozio [20] é descrito um modelo baseado na topologia do transformador para faixa de frequência de 10 Hz até 100 kHz. Para considerar os efeitos não lineares e dependentes da frequência no transformador, funções de correção são aplicadas nos valores de resistência e de indutância do modelo ao longo da faixa de frequência. Estas funções de correção são utilizadas no modelo apenas no domínio da frequência. Desta maneira, a aplicação do modelo, considerando os efeitos não lineares e dependentes da frequência, é restrita para análises de falhas (*Frequency Response Analysis* - FRA) e não pode ser utilizada em estudos no domínio do tempo.

Andrieu *et al.* [7] apresentam um modelo determinado através de resposta em frequência de impedâncias. Neste trabalho [7], os dados são obtidos por meio de diversos arranjos de medições, via um analisador de impedância. O efeito dependente da frequência da impedância nos enrolamentos é modelado utilizando um circuito do tipo Foster [8]. Os valores dos parâmetros do modelo são identificados a partir das respostas em frequência. O modelo é validado entre alguns quilohertz até um megahertz. Andrieu *et al.* [7] afirmam que há dificuldades na modelagem de transformador para uma ampla faixa, em especial para as baixas frequências, de 50/60 Hz até alguns quilohertz. Este fato se deve aos efeitos no material ferromagnético serem predominantes e estes são não lineares nesta faixa de frequência. Esta condição se pronuncia ainda mais quando o modelo do transformador necessita representar a condição de alimentação com tensão e frequência nominal sem carga. Isto porque os dados empregados na obtenção de valores de parâmetros do modelo são provenientes de medições de respostas em frequência adquiridas com analisadores de impedância, os quais possuem sinais de baixa potência instantânea. Por consequência, os dados utilizados na modelagem não condizem com as condições nominais de circuito aberto do equipamento. Uma solução proposta pelos autores é utilizar parâmetros constantes nos ramos magnetizantes do modelo, onde os valores dos parâmetros são provenientes de ensaios sob condições nominais de tensão e frequência. Desta maneira, as simulações com formas de onda que envolvem frequência industrial e transitórios podem ser realizadas ao mesmo tempo. Todavia, o modelo não leva em consideração os efeitos não lineares dependentes da frequência do material ferromagnético no núcleo. A validação no domínio do tempo da modelagem não está claramente exposta pelos autores.

Nos trabalhos de Popov [17] e Popov *et al.* [21, 22] é apresentada a modelagem de transformadores sob o ponto de vista da impedância de

terminal. O modelo é utilizado em estudos de sobretensões causadas por surtos de manobras oriundos de chaveamentos de disjuntores a vácuo. No modelo, os efeitos no núcleo são reproduzidos por parâmetros constantes (não dependentes da frequência) a partir de uma resistência equivalente às perdas em vazio e por uma indutância não linear.

No circuito equivalente do modelo proposto por Pleite *et al.* [23] e Aponte *et al.* [24] são utilizadas células RLC para reproduzir as ressonâncias de respostas em frequências. Equações obtidas a partir da minimização do erro quadrático são empregadas na determinação de valores de parâmetros. O modelo é aplicado na análise de falhas (FRA). Todavia, os efeitos não lineares e dependentes da frequência no núcleo, os quais ocorrem principalmente em baixas frequências, são contemplados superficialmente pelo modelo.

Nos trabalhos realizados por Gustavsen [6, 25], transformadores são modelados para um largo espectro, desde a frequência industrial até 10 MHz, utilizando respostas em frequências de terminais. Porém, os efeitos não lineares que ocorrem em baixas frequências, originados no núcleo, não são considerados na modelagem.

Nos trabalhos de Kanashiro *et al.* [26] e de Sabiha [27] são apresentados modelos de transformadores para altas frequências aplicados em estudos de surtos de tensão. Kanashiro *et al.* e Sabiha utilizam modelos de circuitos com configurações do tipo, respectivamente, Π e T. Entretanto, os efeitos não lineares e dependentes da frequência no núcleo não são considerados pelos modelos.

No trabalho de Aguglia *et al.* [28], as respostas em frequência de um transformador elevador são aplicadas em um modelo com parâmetros concentrados. A faixa de frequência em estudo encontra-se entre 10 Hz à 1 MHz. O circuito utilizado na modelagem, por ser simples, acaba não representando todas as ressonâncias existentes na resposta em frequência dentro do espectro em estudo.

Demais trabalhos sobre modelagem de transformadores que utilizam resposta em frequência são apresentados por Fernandes e Lima [29], Vaessen [30], Morched *et al.* [31], Chimklai e Martí [32], Shirvani *et al.* [33] e Noda *et al.* [34]. Nos trabalhos de Martinez-Velasco *et al.* [8], Oliveira [14], Bjerkan [16], Herszterg [35] e de Torres [36] são expostos estudos bibliográficos sobre o tema da modelagem de transformadores.

Considerações sobre as modelagens estudadas e a pretendida:

A partir dos trabalhos discutidos, percebem-se características não lineares nas respostas em frequência de impedâncias medidas em aberto. A potência elétrica instantânea fornecida pelos analisadores de impedân-

cia ou de rede, empregados em medições de respostas em frequência, é pequena (comumente cerca de 10 mW à 120 mW). Assim, efeitos não lineares e dependentes da frequência no núcleo não são contemplados de maneira correta.

Pode-se considerar que a primeira ressonância de respostas em frequência de impedâncias em aberto é proveniente de efeitos resistivos e indutivos relativos ao núcleo em conjunto com capacitâncias parasitas. Alguns trabalhos de modelagem representam os efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos, mas não os efeitos no núcleo. Quando modelam os efeitos no núcleo, estes são apresentados por parâmetros com valores constantes.

Analisando as referências mencionadas anteriormente, pode ser observado que há a necessidade de modelos que reproduzam as ressonâncias de respostas em frequência e que considerem os efeitos não lineares e dependentes da frequência e que o modelo possa operar sob condições nominais de tensão e frequência e com a presença de transitórios. Além disso, como dados construtivos de transformadores são de difícil obtenção, o modelo necessita ser caracterizado através de dados oriundos de medições de seus terminais de acesso.

A partir das referências de Andrieu *et al.* [7], de 1999, e de Gustavsen [6], de 2010, nota-se que simulações com formas de onda que envolvam frequência industrial e transitórios ao mesmo tempo é ainda um assunto em aberto na pesquisa. Verifica-se que a abordagem deve envolver uma larga faixa de frequência e representar condições nominais de transformadores. Além disso, as modelagens necessitam de validações de resultados no domínio do tempo e da frequência.

2.3 Correntes Induzidas

Martinez-Velasco *et al.* [8] descrevem que a modelagem de transformadores para baixas frequências e para transitórios de chaveamentos necessita que sejam considerados os efeitos dependentes da frequência das correntes induzidas. Os autores afirmam que as correntes induzidas em regime permanente produzem perdas energéticas e que durante um evento transitório auxiliam no amortecimento.

2.3.1 Efeitos Dependentes da Frequência nos Enrolamentos

No trabalho de Grandi *et al.* [37], os parâmetros do modelo que representam os efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos são determinados por meio de um equacionamento que utiliza os dados

geométricos e parâmetros físicos. No trabalho destes autores, são imprescindíveis o conhecimento do número de espiras, número de camadas e diâmetro da fiação. São necessários também o conhecimento de valores de parâmetros físicos, como resistividade do material condutor. A modelagem realizada por Grandi *et al.* envolve uma ampla faixa de frequência, desde alguns Hertz até megahertz.

Conforme Martinez-Velasco *et al.* [8], a reprodução dos efeitos dependentes da frequência em enrolamentos, do ponto de vista dos terminais, pode ser feita por circuitos do tipo Foster, semelhante ao mostrado na Figura 2.2. Estes circuitos representam a resistência e a indutância de dispersão nos enrolamentos em função da frequência. Os valores de parâmetros de circuito tipo Foster podem ser determinados via um processo de ajuste semelhante aos mostrados nos trabalhos de Tarasiewicz *et al.* [38] e de De Leon e Semlyen [39, 40]. A modelagem dos efeitos dependentes da frequência em enrolamentos com circuitos Foster é utilizada também nos trabalhos de Noda [34], de Januário *et al.* [41] e de Januário [42].

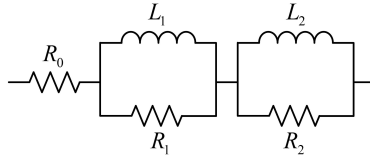


Figura 2.2: Representação simplificada da dependência da frequência no enrolamento [8].

A modelagem dos efeitos das correntes induzidas nos enrolamentos pode também ser realizada com circuitos do tipo Cauer [8, 43]. Neste tipo de modelagem, os condutores são representados por camadas, onde são contemplados os efeitos elétricos e magnéticos. Na Figura 2.3 é mostrado um circuito do tipo Cauer, onde as resistências reproduzem os caminhos de correntes induzidas e as indutâncias são os caminhos de fluxos magnéticos em um condutor. O condutor é considerado como um cilindro que é dividido em camadas, onde a camada interna e a externa são, respectivamente, o centro e a superfície do condutor [8, 44].

2.3.2 Efeitos Dependentes da Frequência no Núcleo Ferromagnético

De maneira semelhante ao efeito que ocorre nos enrolamentos, o material ferromagnético quando submetido ao campo magnético variante

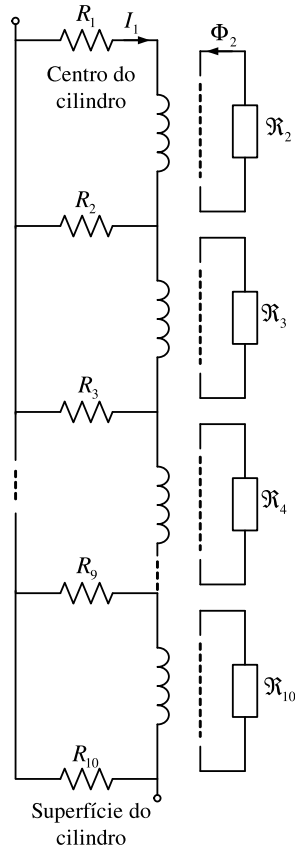


Figura 2.3: Representação dual de correntes induzidas em condutores (enrolamentos) de transformadores com um circuito do tipo Cauer [8].

no tempo estará sujeito à presença de correntes induzidas. Nas baixas frequências, o fluxo magnético tende a ser homogêneo em toda a seção transversal das lâminas de material ferromagnéticos que são utilizadas na construção de máquinas. Com o aumento da frequência, o fluxo magnético tende a não penetrar ou ficar concentrado em uma camada próxima à superfície do material [8, 45].

O efeito das correntes induzidas no material ferromagnético pode ser dado pela Equação 2.1 [45].

$$Z_{core} = \frac{4N^2 A \rho_{core}}{ld^2} x \tanh(x) \quad (2.1)$$

onde x é expresso pela Equação 2.2.

$$x = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{j\omega\mu_{core}}{\rho_{core}}} \quad (2.2)$$

Nas Equações 2.1 e 2.2, N é o número de espiras, A é a área da seção transversal de todas as lâminas, ρ_{core} é a resistividade do material do núcleo ferromagnético, l é o comprimento do caminho médio, d é a espessura das lâminas, μ_{core} é a permeabilidade magnética do material e ω é a frequência angular, dada por $\omega = 2\pi f$. Martinez-Velasco *et al.* [8] afirmam que este equacionamento representa a impedância dependente da frequência de um enrolamento bobinado ao redor de um núcleo de material ferromagnético, assumindo-se que o fluxo magnético está distribuído por igual em todas as lâminas.

A resposta em frequência da impedância Z_{core} da Equação 2.1 pode ser reproduzida através de circuitos elétricos equivalentes dos tipos Foster e Cauer [38, 39, 41, 45, 46]. Demais trabalhos que discorrem sobre efeitos de correntes induzidas e de fenômenos no material ferromagnético são abordados por Grandi *et al.* [37], Stoll [47], Meeker *et al.* [48] e por Neves e Dommel [49].

2.4 Métodos Numéricos Utilizados na Determinação de Valores de Parâmetros

A seguir são mencionados alguns trabalhos que empregam métodos numéricos na determinação de valores parâmetros de função racionais ou de circuitos equivalentes para reproduzir respostas em frequência de transformadores.

No trabalho de Vaessen [30], a determinação dos valores dos parâmetros do modelo é feita com programa computacional de ajuste de curvas com mínimos quadrados. No modelo proposto por Morched *et al.* [31], os elementos da matriz admitância, denominada de Y_{mode} , são formados por funções racionais. Os valores dos parâmetros das funções racionais dos elementos da matriz são determinados utilizando um método de aproximação entre a resposta calculada com a medida.

Soysal e Semlyem [50] propõem um procedimento de cálculo para a estimação de valores de parâmetros de funções racionais baseada na solução de um problema linear de mínimos quadrados, utilizando a decomposição do valor singular (*Singular Value Decomposition - SVD*) [51].

No trabalho de Gustavsen e Semlyen [52], respostas em frequência são representadas por funções racionais parciais, onde o método *Vector Fitting* é aplicado na determinação de valores de parâmetros das funções. O método *Vector Fitting* tem sido aprimorado pelos autores e por demais pesquisadores, conforme estão descritos nos trabalhos [53, 54]. A partir do método *Vector Fitting*, Gustavsen desenvolveu a rotina *Matrix Fitting*, a qual está relacionada com a aproximação numérica de respostas em frequência de abordagens que utilizam uma matriz admitância [55]. O autor também desenvolveu o método *Modal Vector Fitting* que utiliza ajustes numéricos de matrizes que possuem diferenças significativas entre os maiores e menores autovalores [6, 56, 57].

Lima *et al.* [58] realizam comparações de métodos propostos na literatura para ajustes de funções racionais. Os seguintes métodos são comparados: o algoritmo de Golub, o SVD, *Vector Fitting*, Levenberg-Marquardt e o *Full Newton*.

Nos trabalhos de Januário [42], Januário *et al.* [59, 60], de Soares *et al.* [61] e de Nascimento *et al.* [62, 63, 64], são empregados modelos que utilizam funções racionais. Os valores dos parâmetros dos modelos propostos são primeiramente calculados de maneira analítica. Posteriormente, a determinação dos valores é aprimorada utilizando um procedimento de busca com a técnica de algoritmo genético.

Aguglia *et al.* [28] utilizam na estimativa de valores dos parâmetros de um modelo por funções racionais um método numérico de otimização, onde é minimizado uma função objetivo. No trabalho, os autores aplicam a ferramenta de minimização da plataforma Matlab [65] denominada de *fmincon*.

2.5 Considerações Finais do Capítulo

Neste Capítulo foi apresentada uma revisão sobre os fenômenos transitórios e seus comportamentos no domínio da frequência. Foi apresentado o Estado da Arte sobre modelagem de transformadores utilizando respostas em frequência. Abordou-se sobre os efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos e nos materiais ferromagnéticos. Por fim, foram mencionados trabalhos que utilizam métodos numéricos na determinação de valores de parâmetros de respostas em frequências de modelos de transformadores.

No Capítulo 3, um modelo proposto que representa o comportamento da resposta em frequência de transformadores sem carga e operando sob condições nominais de tensão e frequência é apresentado.

Capítulo 3

Modelagem da Resposta em Frequência de Transformadores sem Carga e Operando sob Condições Nominais

3.1 Introdução

A necessidade de modelos que representem o comportamento de transformadores operando em regime ou submetidos a eventos transitórios é de grande importância em estudos envolvendo sistemas de potência. Neste contexto, é apresentado neste capítulo um modelo utilizado para descrever a resposta em frequência da impedância sem carga e sob condições nominais de transformadores. No modelo, redes de parâmetros com células RLC são empregadas para reproduzir as ressonâncias presentes nas respostas em frequência e também são utilizadas redes com seções RL para modelar os efeitos dependentes da frequência no núcleo, os quais auxiliam no amortecimento das correntes durante os eventos transitórios. Os valores de parâmetros destas redes são determinados por meio do método numérico dos mínimos quadrados (LS - *Least Square*). Para avaliar o modelo, bem como a metodologia utilizada na determinação de valores de parâmetros, são utilizados dados de

medições de resposta em frequência em uma faixa de 10 Hz até 2 MHz de dois transformadores monofásicos (16 kVA e 55 MVA). Validações do modelo são feitas no domínio da frequência e do tempo. Adicionalmente, três exemplos de aplicações do modelo proposto são mostrados com simulações realizadas em um sistema de potência trifásico. O modelo pode ser utilizado em simulações de transformadores operando em condições nominais e também em um largo espectro de frequência.

Este capítulo está dividido da seguinte maneira: primeiramente, o circuito equivalente é apresentado. Em seguida, é descrito o procedimento empregado na determinação de valores de parâmetros do modelo, o qual utiliza o método LS e respostas em frequência medidas. Por fim, a validação do modelo é realizada e exemplos de aplicações do modelo são mostrados.

3.2 Modelo Proposto

3.2.1 Circuito Equivalente

Baseados nos trabalhos de [23] e de [38], o modelo de transformador proposto é constituído por células RLC e seções RL (Figura 3.1). Os valores dos parâmetros das células e das seções são determinados a partir de respostas em frequências medidas de transformadores sem carga. Na Figura 3.1, o Bloco 1 reproduz a resposta em frequência a partir da segunda ressonância por isso, propositalmente a nomenclatura dos parâmetros inicia-se com o índice 2, e o Bloco 2 modela apenas a primeira ressonância.

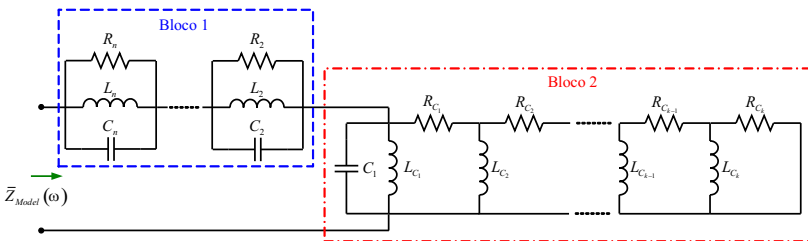


Figura 3.1: Circuito equivalente do modelo proposto.

No Bloco 2, o capacitor C_1 está em paralelo com os parâmetros das k seções do circuito RL. O valor de C_1 é obtido a partir do cálculo dos valores dos parâmetros da célula da primeira ressonância. O capacitor C_1 , junto com os parâmetros das k seções, modelam a primeira resso-

nância da resposta em frequência e os efeitos dependentes da frequência no núcleo.

Os parâmetros R_{C_1} e L_{C_1} da primeira seção RL do circuito da Figura 3.1 modelam a impedância do núcleo na frequência nominal. Todavia, em baixas frequências, as perdas e a indutância no núcleo possuem um comportamento não linear, em função do nível de indução imposto ao núcleo. Nas simulações no domínio do tempo, para representar este comportamento, e consequentemente a impedância em aberto sob condições nominais, as características não lineares do material ferromagnético são incluídas nos parâmetros R_{C_1} e L_{C_1} (Apêndice A).

3.2.2 Determinação de Valores de Parâmetros

No fluxograma da Figura 3.2 são apresentadas oito etapas envolvidas na determinação dos valores dos parâmetros do modelo. O algoritmo de determinação dos valores dos parâmetros foi implementado no programa Matlab. Na *Etapa 1* os dados de entrada admitância

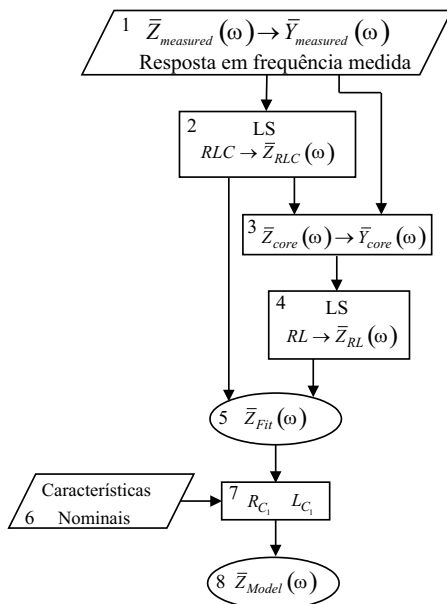


Figura 3.2: Fluxograma das etapas envolvidas na determinação dos valores dos parâmetros.

$\bar{Y}_{measured}(\omega)$ são obtidos a partir da resposta em frequência da impedância $\bar{Z}_{measured}(\omega)$.

Na *Etapa 2*, os valores dos parâmetros das células RLC são calculados utilizando o método LS [51]. Esta etapa está descrita com maiores detalhes na Seção 3.2.3.

Nas *Etapas 3 e 4* são realizados procedimentos de determinação dos valores dos parâmetros do modelo para as baixas frequências (Bloco 2 da Figura 3.1).

Na *Etapa 3*, a resposta em frequência da impedância dos efeitos no núcleo \bar{Z}_{core} é determinada pela Equação 3.1, onde a resposta em frequência da impedância das células RLC maiores e igual à ressonância de ordem 2 são subtraídas da resposta em frequência medida $\bar{Z}_{measured}(\omega)$ (*Etapa 1*). Também é descontada a resposta em frequência da reatância capacitiva de C_1 , a qual foi calculada previamente na *Etapa 2*.

$$\bar{Z}_{core}(\omega) = \frac{1}{\bar{Z}_{measured}(\omega) - \sum_{i=2}^n \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{j\omega L_i} + j\omega C_i} - j\omega C_1} \quad (3.1)$$

A ordem n está relacionada com o número de ressonância da resposta em frequência, começando pela frequência mais baixa. Em seguida, a partir de \bar{Z}_{core} é determinada a resposta em frequência da admitância \bar{Y}_{core} .

Na *Etapa 4*, os valores dos parâmetros das k RL seções são calculados utilizando \bar{Y}_{core} . Como resultado, a resposta em frequência \bar{Z}_{RL} é obtida. Esta etapa está apresentada na Seção 3.2.4. Depois, a partir de \bar{Z}_{RL} , os valores de parâmetros de seções RL são determinados, levando ao modelo intermediário \bar{Z}_{Fit} (*Etapa 5*).

Nas *Etapas 6 e 7*, a característica nominal do modelo é incluída por meio de parâmetros R_{C_1} e L_{C_1} , resultando no modelo final \bar{Z}_{Model} . Isto permite que o modelo represente a resposta em frequência em aberto e sob condições nominais (*Etapa 8*).

3.2.3 Processo Iterativo de Cálculo de Valores de Parâmetros RLC

Na *Etapa 2* (Figura 3.2), a resposta em frequência é modelada por um circuito equivalente com n células RLC, como é mostrado na Figura 3.3. A impedância equivalente, \bar{Z}_{RLC} , é expressa pela Equação 3.2. Cada célula é responsável por caracterizar a impedância da resposta em frequência em uma certa faixa de frequência. A impedância de cada célula tem o comportamento de um curto circuito fora da sua

faixa de frequência [23].

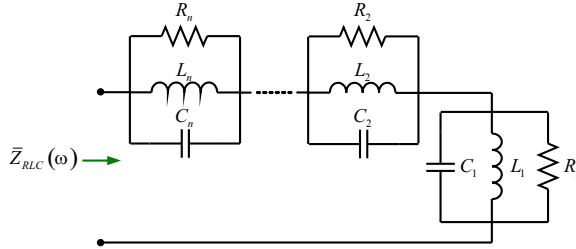


Figura 3.3: Circuito equivalente com n células RLC [23].

$$\bar{Z}_{RLC}(\omega) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{j\omega L_i} + j\omega C_i} \quad (3.2)$$

O LS é utilizado para obter os valores dos parâmetros. O procedimento de cálculo dos valores de parâmetros é o seguinte:

A admitância de cada célula i do circuito da Figura 3.3 é dada pela Equação 3.3.

$$\bar{Y}_i(\omega) = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{j\omega L_i} + j\omega C_i \quad (3.3)$$

A determinação dos valores dos parâmetros de cada célula consiste em resolver a Equação 3.4, cuja a solução é dada pela Equação 3.5.

$$\mathbf{AX} = \mathbf{Y} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{AX} = \mathbf{A}^T \mathbf{Y} \quad (3.5)$$

Devido ao fato da admitância dada pela Equação 3.3 ser um número complexo, a equação linear é resolvida separadamente para a parte real e para a parte imaginária da admitância. No equacionamento, \mathbf{A}_{real} é uma matriz unitária e \mathbf{A}_{imag} é uma matriz formada por valores obtidos das frequências angulares, dada pela Equação 3.6.

$$\mathbf{A}_{\text{imag}} = \left[\begin{array}{c} \omega \\ \frac{1}{\omega} \end{array} \right] \quad (3.6)$$

\mathbf{X}_{real} e \mathbf{X}_{imag} são, respectivamente, as incógnitas da parte real (dada pela Equação 3.7) e da parte imaginária (Equação 3.8) do vetor \mathbf{X} .

$$\mathbf{X}_{\text{real}} = \left[\frac{1}{R_i} \right] \quad (3.7)$$

$$\mathbf{X}_{\text{imag}} = \left[C_i \quad \frac{1}{L_i} \right] \quad (3.8)$$

O vetor \mathbf{Y} contém, respectivamente, os valores reais (\mathbf{Y}_{real}) e imaginários (\mathbf{Y}_{imag}) da resposta em frequência da admitância.

O processo de determinação de valores de parâmetros utilizando o LS é iterativo. Como exemplo de aplicação, a resposta em frequência da impedância de um transformador de 16 kVA (22/0,24 kV, 50 Hz [11, 20]) é modelada. A magnitude e a fase da resposta em frequência medida deste transformador são mostradas na Figura 3.4.

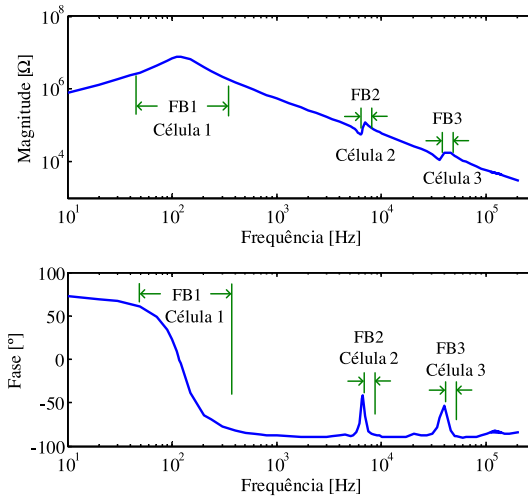


Figura 3.4: Curva de resposta em frequência medida da impedância de um transformador de 16 kVA sem carga.

Antes de começar o processo iterativo, a quantidade de células e as bandas de frequência (FB) de cada célula são especificadas em função do número de ressonâncias existentes na resposta em frequência da impedância medida.

Na primeira iteração, os valores de parâmetros das células de ordem mais alta (n) são estimados nas respectivas bandas de frequência. Para a curva de resposta em frequência mostrada como exemplo na Figura 3.4, três células devem ser utilizadas. Neste caso, os primeiros cálculos são realizados para determinar os valores dos parâmetros

da célula 3, relativa à banda de frequência FB3, utilizando os dados das resposta em frequência da admitância $\bar{Y}_{measured}(\omega)$. Em seguida, empregando estes valores de parâmetros calculados, o efeito da resposta em frequência da admitância da célula 3 é subtraído da resposta em frequência $\bar{Y}_{measured}(\omega)$. Isto resulta na resposta em frequência denominada de admitância atualizada $\bar{Y}_{up}(\omega)$. A seguir, baseado na resposta em frequência de $\bar{Y}_{up}(\omega)$, os valores dos parâmetros da célula 2 são determinados na sua respectiva banda de frequência FB2. Além disso, nesta primeira iteração, a resposta em frequência $\bar{Y}_{up}(\omega)$ é atualizada subtraindo os efeitos das respostas em frequência das admitâncias das células 2 e 3 da resposta em frequência da admitância medida $\bar{Y}_{measured}(\omega)$. Baseado na resposta em frequência $\bar{Y}_{up}(\omega)$, os valores dos parâmetros da célula 1 são determinados na banda de frequência FB1 [23]. Esta metodologia está descrita na primeira parte do fluxograma mostrado na Figura 3.5, *Etapas 2.1* até *2.5*.

A resposta em frequência obtida com a associação das impedâncias das células calculadas na primeira iteração, geralmente, não é satisfatória quando comparada com a resposta em frequência medida. A resposta em frequência de cada célula não tem um comportamento como um curto circuito, ou como um pequeno valor de impedância, nas outras bandas de frequência. Além disso, na primeira iteração durante a determinação dos valores dos parâmetros da célula de ordem mais alta (neste caso a célula 3), os efeitos das outras células (célula 1 e 2) não foram subtraídos. Assim, nas próximas iterações, novamente os valores de parâmetros de cada células são atualizados em suas respectivas bandas de frequência utilizando a resposta $\bar{Y}_{up}(\omega)$. Os dados da resposta em frequência $\bar{Y}_{up}(\omega)$, utilizados nos cálculos, são determinados com a subtração da resposta em frequência das outras células, cujo os parâmetros foram calculados na iteração anterior, da resposta em frequência da admitância $\bar{Y}_{measured}(\omega)$ [23]. Para o caso apresentado como exemplo, na segunda iteração os dados da resposta em frequência $\bar{Y}_{up}(\omega)$, utilizado para calcular os valores dos parâmetros da célula 3, são obtidos subtraindo as respostas em frequência da admitância da célula 1 e da célula 2, com os valores de parâmetros calculados na primeira iteração, da resposta em frequência medida $\bar{Y}_{measured}(\omega)$. Para o cálculo dos valores de parâmetros da célula 2, os dados da resposta em frequência de $\bar{Y}_{up}(\omega)$ são atualizados subtraindo as respostas em frequência das células 1 e 3, com os valores de parâmetros estimados na primeira iteração, da resposta em frequência medida $\bar{Y}_{measured}(\omega)$. Ainda na segunda iteração, os dados da resposta em frequência $\bar{Y}_{up}(\omega)$ utilizados para determinar os valores de parâmetros da célula 1 são

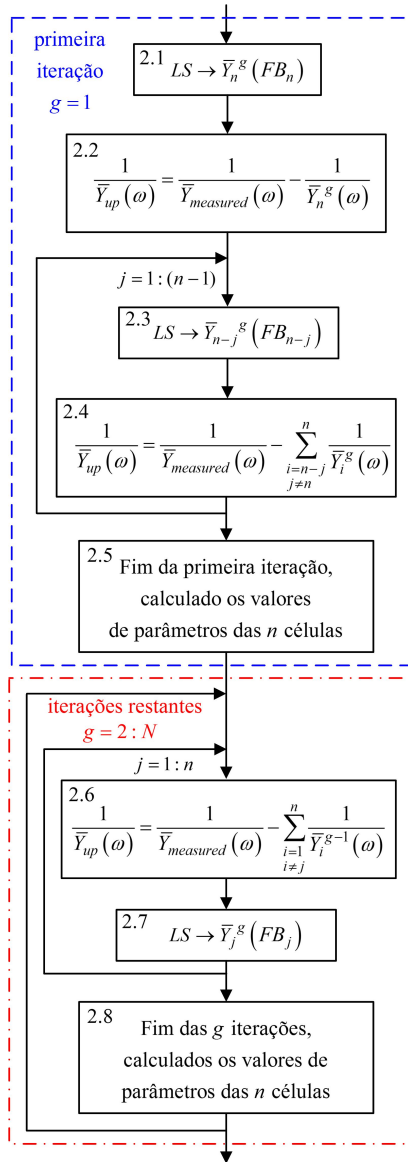


Figura 3.5: Fluxograma da metodologia utilizada para o cálculo de valores de parâmetros RLC e para o processo iterativo da *Etapa 2* (Figura 3.2).

obtidos subtraindo as respostas em frequência das células 2 e 3, com os valores de parâmetros calculados na primeira iteração, da resposta em frequência medida $\bar{Y}_{measured}(\omega)$. A metodologia de cálculo dos valores dos parâmetros na segunda e demais iterações está detalhada no fluxograma mostrado na Figura 3.5, entre as *Etapas 2.6* até *2.8*.

3.2.4 Cálculo de Valores de Parâmetros RL

Na *Etapa 4* (Figura 3.2), os valores de parâmetros do circuito equivalente com k seções RL (Bloco 2 da Figura 3.1) são calculados utilizando a resposta em frequência $\bar{Z}_{core}(\omega)$ obtida pela Equação 3.1.

O cálculo de valores de parâmetros do circuito RL é ilustrado utilizando a resposta em frequência $\bar{Z}_{core}(\omega)$ para o transformador de 16 kVA, a qual está mostrada na Figura 3.6. Pode-se observar que a resposta em frequência da impedância apresenta um comportamento resistivo e indutivo até aproximadamente 700 Hz. Assim, o circuito RL com k seções é utilizado para modelar a resposta em frequência até 700 Hz.

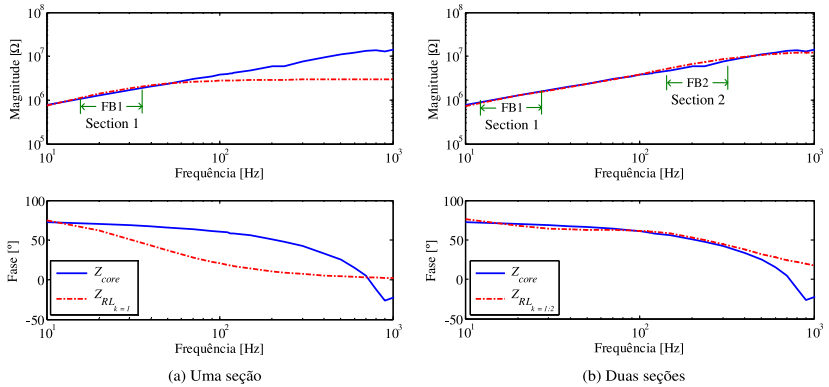


Figura 3.6: Comparação entre a resposta em frequência $\bar{Z}_{core}(\omega)$ e a resposta da impedância do circuito RL.

O processo de cálculo de valores de parâmetros é realizado inicialmente utilizando apenas uma seção no circuito RL, $k = 1$, como está ilustrado na Figura 3.7 (a). Neste cálculo são utilizados os dados da resposta em frequência de $\bar{Z}_{core}(\omega)$ da banda de frequência FB1, a qual está especificada na Figura 3.6 (a).

O cálculo do valor da indutância L_{C_1} (Figura 3.7 (a)) é um problema linear, cuja a solução é dada pela Equação 3.5 e envolve partes

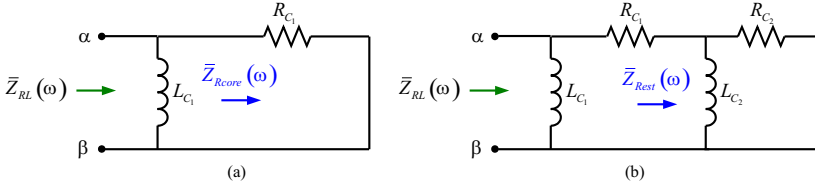


Figura 3.7: (a) Circuito RL com uma seção. (b) Circuito RL com duas seções.

imaginárias. Para o cálculo de L_{C_1} é utilizado a matriz \mathbf{A}_{imag} , a qual é formada pelos valores de frequência angular na banda de frequência FB1 (Equação 3.9), por \mathbf{X}_{imag} que é a incógnita (Equação 3.10) e pelo vetor \mathbf{Y}_{imag} , que é constituído com os valores da parte imaginária da resposta em frequência da admitância $\bar{Y}_{core}(\omega)$ obtida na banda de frequência FB1.

$$\mathbf{A}_{\text{imag}} = \left[\frac{1}{\omega} \right] \quad (3.9)$$

$$\mathbf{X}_{\text{imag}} = \left[\frac{1}{L_{C_1}} \right] \quad (3.10)$$

O valor da resistência R_{C_1} é estimado a partir da resposta em frequência $\bar{Z}_{Rcore}(\omega)$ (Equação 3.11 (Figura 3.7 (a))), a qual é obtida subtraindo a resposta em frequência da reatância indutiva de L_{C_1} da resposta em frequência de $\bar{Z}_{core}(\omega)$ (Equação 3.1).

$$\bar{Z}_{Rcore}(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{\bar{Z}_{core}(\omega)} - \frac{1}{j\omega L_{C_1}}} \quad (3.11)$$

O cálculo do valor da resistência R_{C_1} é realizado utilizando a Equação 3.5, onde \mathbf{A}_{real} é uma matriz unitária, \mathbf{X}_{real} é a incógnita da parte real, dada pela Equação 3.12, e \mathbf{Y}_{real} são os valores reais da resposta em frequência $\bar{Z}_{Rcore}(\omega)$ na banda de frequência FB1.

$$\mathbf{X}_{\text{real}} = \left[R_{C_1} \right] \quad (3.12)$$

A metodologia utilizada para o cálculo de valores de parâmetros do circuito com uma seção RL é apresentada no fluxograma da Figura 3.8 nas Etapas 4.1 até 4.5. Na Figura 3.6 (a), é ilustrada a resposta em frequência, magnitude e fase, do circuito RL com apenas uma seção $\bar{Z}_{RL_{k=1}}$. Como pode ser observado, o comportamento das curvas da magnitude e da fase para frequências acima de 60 Hz são diferentes das

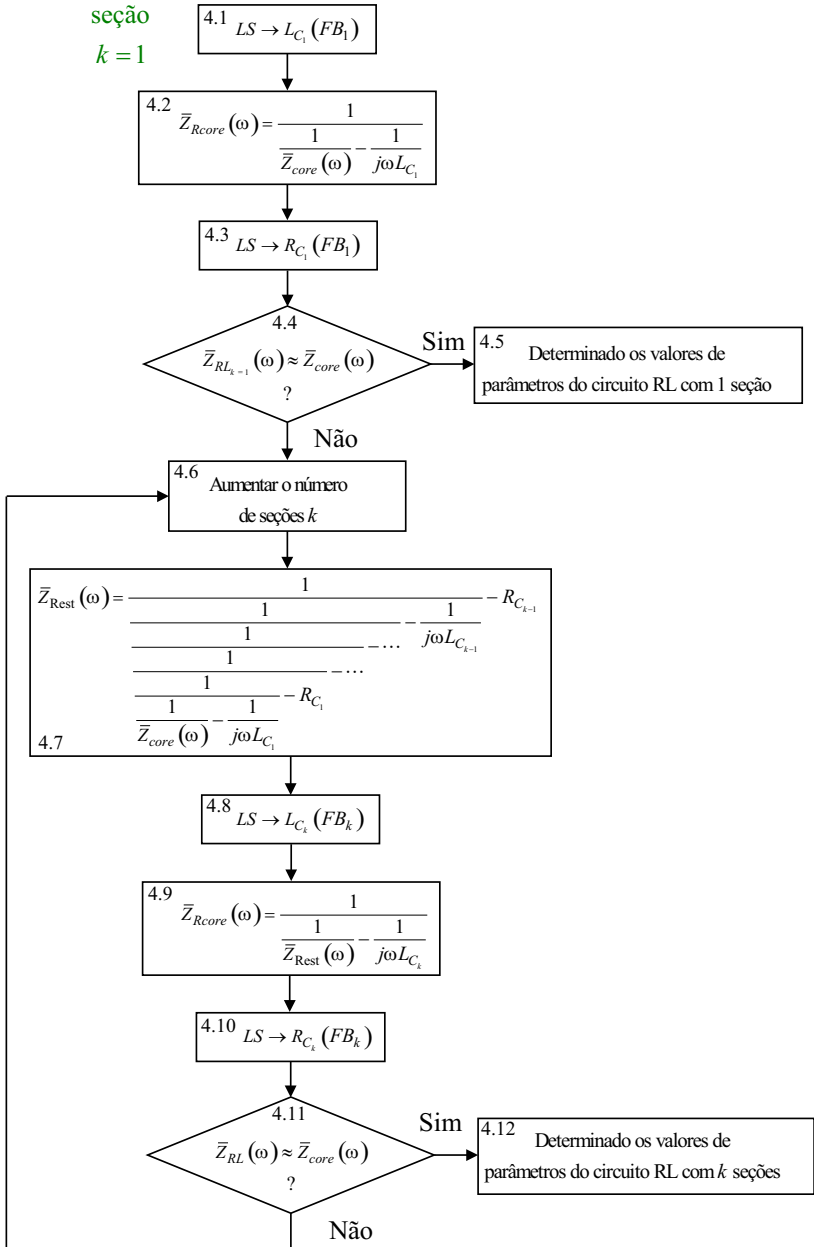


Figura 3.8: Fluxograma utilizado para detalhar a metodologia de cálculo de valores de parâmetros circuito com seção RL (*Etapa 4* da Figura 3.2).

curvas da impedância $\bar{Z}_{core}(\omega)$. Desta maneira, mais de uma seção no circuito RL deve ser utilizada (Figura 3.7 (b)).

Para determinar os valores dos parâmetros da segunda seção, a resposta em frequência da reatância indutiva de L_{C_1} e da resistência R_{C_1} da primeira seção do circuito RL deve ser subtraída da resposta em frequência de $\bar{Z}_{core}(\omega)$. Deste modo, utilizando a Equação 3.13, a resposta em frequência com os efeitos restantes do núcleo $\bar{Z}_{Rest}(\omega)$ é obtida (Figura 3.7 (b)).

$$\bar{Z}_{Rest}(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{\bar{Z}_{core}(\omega)} - \frac{1}{j\omega L_{C_1}}} - R_{C_1} \quad (3.13)$$

A partir da resposta em frequência da impedância $\bar{Z}_{Rest}(\omega)$, os valores dos parâmetros L_{C_2} e R_{C_2} são calculados na banda de frequência FB2 (ver Figura 3.6 (b)). Os cálculos são realizados de maneira análoga aos feitos para a determinação dos valores dos parâmetros do circuito com apenas uma seção, utilizando as Equações 3.9 a 3.12. Na Figura 3.6 (b) são mostradas as curvas de resposta em frequência, magnitude e fase do circuito RL com duas seções $\bar{Z}_{RL_{k=1,2}}(\omega)$. Observa-se que as curvas, tanto de magnitude quanto de fase, são similares às curvas da resposta em frequência da impedância $\bar{Z}_{core}(\omega)$ até aproximadamente 700 Hz.

Caso mais seções sejam necessárias, o procedimento de cálculo é análogo ao explanado para a determinação dos valores dos parâmetros da segunda seção. Os dados da resposta em frequência da impedância $\bar{Z}_{Rest}(\omega)$ são atualizados, subtraindo os efeitos das respostas em frequências de parâmetros de seções de ordens mais baixas da resposta em frequência $\bar{Z}_{core}(\omega)$. A banda de frequência é especificada para a seção em questão e através do método de LS valores de parâmetros são calculados utilizando a Equação 3.5 e Equações 3.9 à 3.12. A metodologia de cálculo para valores de parâmetros do circuito RL com duas ou mais seções é mostrada no fluxograma da Figura 3.8 nas Etapas 4.6 até 4.12.

3.3 Validação do Modelo

Para validar a metodologia descrita na Seção 3.2, dois transformadores monofásicos são utilizados: Transformador A - 16 kVA, 22/0,24 kV, 50 Hz [11, 20]; e Transformador B - 55 MVA, 132,8/38,8/13,8 kV, 60 Hz. Os resultados apresentados são referentes à modelagem para os terminais de alta tensão dos transformadores.

Os valores dos parâmetros dos circuitos das células RLC, calculados para resposta em frequência de cada transformador, são apresentados na Tabela 3.1. Dez iterações foram utilizadas para determinar os valores dos parâmetros das células RLC destes transformadores. Os valores dos parâmetros das seções do circuito RL são expostos na Tabela 3.2.

Tabela 3.1: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC

Célula	Transformador A			Transformador B		
	R [k Ω]	L [H]	C [nF]	R [Ω]	L [μ H]	C [nF]
1	8634,4	7220,7	0,28734	33223	$23,6 \times 10^6$	4,5984
2	65,817	0,1387	3,9628	5969,1	6096,5	18,666
3	10,881	0,0068	2,3349	189,6	64,517	106,19
4	-	-	-	86,997	7,8021	183,79
5	-	-	-	56,719	0,31054	31,164
6	-	-	-	88,675	1,423	4,5346

Tabela 3.2: Valores dos parâmetros do circuito com seções RL

Seção	Transformador A		Transformador B	
	R [M Ω]	L [H]	R [k Ω]	L [H]
1	2,9548	12518	280,61	23,783
2	10,065	7821,9	50,882	141,65

3.3.1 Validação no Domínio da Frequência

Utilizando os valores de parâmetros obtidos, as respostas em frequência do modelo são comparadas com as respostas em frequência medidas e com as impedâncias medidas sob condições nominais (Figura 3.9). Na Figura 3.9, $\bar{Z}_{measured}$ é a resposta em frequência medida do transformador; \bar{Z}_{RLC} é a resposta em frequência modelada utilizando apenas o circuito com células RLC, onde o circuito equivalente é apresentado na Figura 3.3; \bar{Z}_{Fit} é a resposta em frequência da impedância do modelo utilizando o circuito com células RLC e seções RL, onde seu circuito equivalente é mostrado na Figura 3.1; \bar{Z}_{Model} é a resposta em frequência do modelo, cujo o circuito equivalente é o mesmo da resposta em frequência \bar{Z}_{Fit} . Porém para \bar{Z}_{Model} , os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{C_1} e L_{C_1}) são substituídos pelos valores calculados a partir de teste sob condições nominais (Apêndice A); $\bar{Z}_{Nominal}$ é a impedância medida sob condições nominais.

Comparando a resposta em frequência \bar{Z}_{RLC} com $\bar{Z}_{measured}$, pode-se perceber que a resposta do modelo que utiliza apenas células RLC

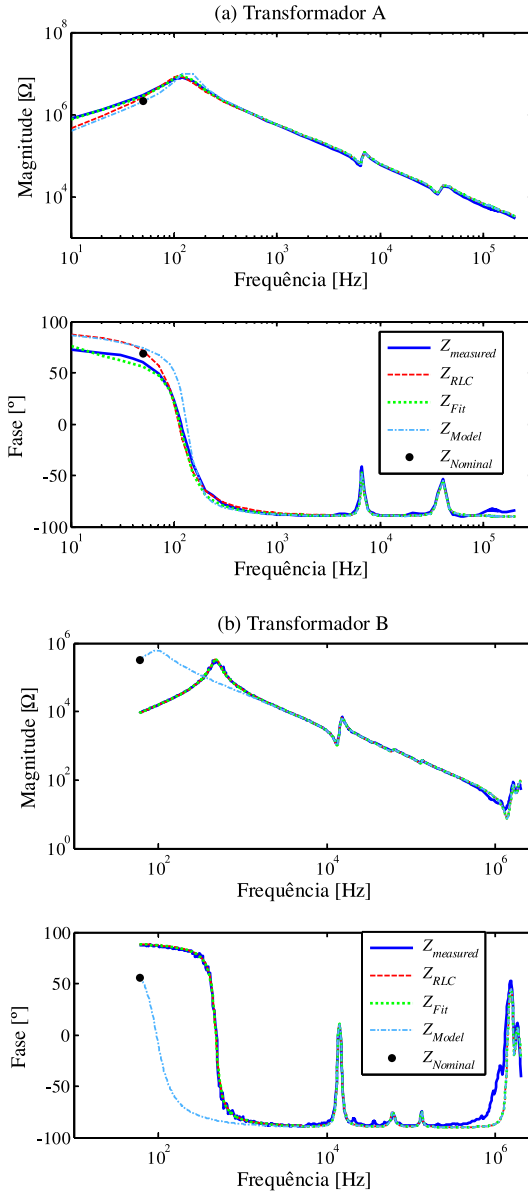


Figura 3.9: Comparação entre as respostas em frequência da impedância medidas em aberto, das respostas em frequência modeladas e das impedâncias medidas em aberto sob condições nominais.

está em concordância com a resposta em frequência medida do Transformador B (Figura 3.9 (b)). Todavia, este fato não ocorre para o Transformador A (Figura 3.9 (a)), sugerindo que a representação do modelo com células RLC, amplamente utilizado na literatura, não é suficiente e satisfatória, e consequentemente direciona para a utilização de uma melhor reprodução da resposta em frequência através do modelo proposto \bar{Z}_{Fit} .

Como se pode verificar na Figura 3.9, a resposta em frequência do modelo \bar{Z}_{Fit} possui concordância com a resposta em frequência medida para os casos com transformadores de potência distintas. Porém, como os analisadores de impedância ou geradores de funções não disponibilizam energia necessária para magnetizar o núcleo em condições nominais, $\bar{Z}_{measured}$ e consequentemente \bar{Z}_{Fit} não representam corretamente a resposta em frequência da impedância nas baixas frequências. Isto pode ser verificado na Figura 3.9, onde, como é visto, $\bar{Z}_{Nominal}$ não pertence à resposta em frequência \bar{Z}_{Fit} e nem sequer à resposta $\bar{Z}_{measured}$. Este problema é resolvido através de \bar{Z}_{Model} , onde para as altas frequências a sua resposta em frequência está em concordância com a resposta em frequência medida e também a impedância nominal $\bar{Z}_{Nominal}$ deve ser parte da curva de \bar{Z}_{Model} .

3.3.2 Validação no Domínio do Tempo

Para verificar a representação do modelo no domínio do tempo, simulações são realizadas utilizando o ATP [66] via excitação com tensão e frequência nominal e obtidas formas de onda de corrente. Nesta simulação, os valores de parâmetros são convertidos em redes de parâmetros e armazenados em arquivos de texto de acordo com o formato utilizado no ATP [67]. Três redes são geradas para modelar o transformador: (i) utilizando apenas células RLC, \bar{Z}_{RLC} ; (ii) uma rede para o modelo, \bar{Z}_{Fit} ; e (iii) uma rede para o modelo, \bar{Z}_{Model} . Na rede \bar{Z}_{Model} , os parâmetros R_{C1} e L_{C1} são constituídos por elementos não lineares, respectivamente, por um resistor (“*nonlinear current-dependent resistor*”, tipo 99) e por um indutor (“*true nonlinear inductor*”, tipo 93) [66, 67]. Os valores não lineares utilizados nestes elementos são apresentados no Apêndice A.

Na Figura 3.10 (a) e (b) são mostradas as formas de onda de corrente, respectivamente, dos Transformadores A e B. Pode-se perceber que para ambos os modelos \bar{Z}_{RLC} e \bar{Z}_{Fit} , as formas de ondas de corrente são puramente senoidais, o que não é esperado para formas de ondas de corrente sem carga em condições nominais. Ao contrário dos

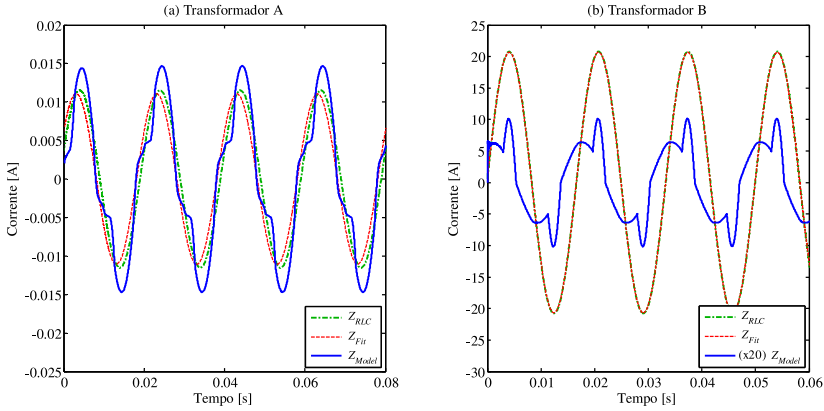


Figura 3.10: Formas de onda de corrente simuladas utilizando redes com parâmetros equivalentes. Em (b) a forma de onda de corrente da rede \bar{Z}_{Model} está em uma escala de 1:20.

dois modelos anteriores, as formas de onda de corrente obtidas com \bar{Z}_{Model} são distorcidas, o que é comum em transformadores operando sem carga. No caso do transformador B, o valor de pico da corrente drenada pelo modelo \bar{Z}_{Model} é de 508 mA, aproximadamente 40 vezes menor do que os valores de corrente drenada pelos modelos \bar{Z}_{RLC} e \bar{Z}_{Fit} (o valor da corrente nominal deste transformador, pelo lado de alta tensão, é de 414,1 A).

3.4 Exemplos de Aplicação com o Modelo \bar{Z}_{Model}

3.4.1 Introdução

Nesta Seção são apresentadas aplicações do modelo \bar{Z}_{Model} . Para isto, três exemplos de simulações são realizadas em um sistema de potência trifásico. O modelo é utilizado como carga (sem transferência de tensão entre terminais). O sistema simulado contém uma linha de transmissão, disjuntor, para-raios e um banco formado por três transformadores monofásicos. No primeiro e no segundo exemplo são feitas simulações, respectivamente, de energização e de desenergização do banco. Em geral, nestes tipos de manobras ocorrem transitórios que envolvem baixas e médias frequências. No terceiro exemplo, é realizada a simulação de uma descarga atmosférica que incide ao longo da linha de transmis-

são quando o banco está operando sob condições nominais. Este é um exemplo de aplicação do modelo proposto durante a operação sob condições nominais e submetidos a surtos de altas frequências. Em todos os exemplos, as formas de onda de tensão e de corrente nos terminais do modelo do transformador são apresentadas. As simulações foram realizadas no ATP.

3.4.2 Composição e Modelagem do Sistema

O sistema é composto por um fonte de tensão trifásica que alimenta uma linha de transmissão de 230 kV com comprimento de 50 km. No final da linha há um disjuntor que conecta um banco de transformadores e para-raios à linha. Na Figura 3.11 está ilustrado o sistema de transmissão e estão indicados os pontos onde são obtidas as formas de onda de tensão e de corrente nas simulações.

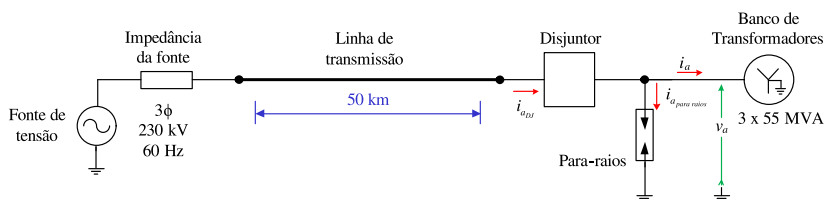


Figura 3.11: Ilustração do sistema de transmissão.

Fonte de tensão: O valor da tensão de linha da fonte de tensão trifásica é de 230 kV, 60 Hz. A impedância da fonte foi modelada utilizando um elemento LINEZT_1 (*Distributed parameters, single phase*) [68]. Os valores de impedância e de velocidade de propagação utilizados no LINEZT_1 são descritos na Tabela 3.3.

Tabela 3.3: Valores de impedância e de velocidade de propagação utilizados no elemento LINEZT_1

Exemplo	Impedância [Ω]	Velocidade [m/s]
Energização e Desenergização	399,97	$2,91 \times 10^8$
Descarga atmosférica	388,67	$2,97 \times 10^8$

Linha de transmissão: Para a modelagem da linha de transmissão de 230 kV foi utilizado o modelo JMarti (parâmetros dependentes da frequência) [68, 69]. Um esboço da torre com a linha de transmissão utilizada é mostrada na Figura 3.12. Na Tabela 3.4 são descritos

os valores de parâmetros da linha [70], onde T/D é a relação entre a espessura do condutor tubular T e o diâmetro externo do condutor D. O valor da resistividade do solo considerada foi de $\rho_g = 410 \Omega.m$.

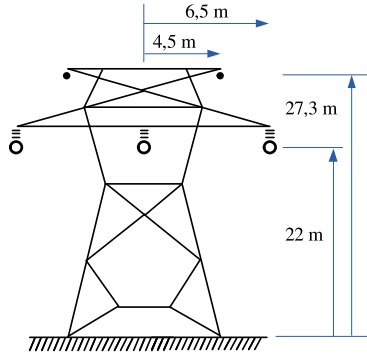


Figura 3.12: Esboço de uma torre com linha de transmissão de 230 kV com circuito simples [70].

Tabela 3.4: Valores de parâmetros da linha de transmissão de 230 kV com circuito simples [70]

Parâmetro	Condutores de Fase	Cabos para-raios
T/D	0,3161	0,5
R [Ω/km]	0,1151	4,189
Diâmetro do condutor [cm]	2,355	0,914
Altura no meio do vão [m]	8	15,7

Disjuntor: Cada fase do disjuntor foi modelada por duas chaves controladas por tempo, as quais reproduzem a atuação dos contatos principais e auxiliares. Nos contatos auxiliares foram utilizados dois resistores de pré-inserção com valores de 225Ω cada. Na Figura 3.13 pode ser observado um esboço do circuito elétrico de uma fase do disjuntor e as indicações das correntes.

Para-raios: O circuito elétrico equivalente do para-raios para cada fase foi modelado por um resistor não linear (*True nonlinear resistor - TYPE 92*) [68]. Os valores de corrente e de tensão da curva do resistor são mostrados na Tabela 3.5.

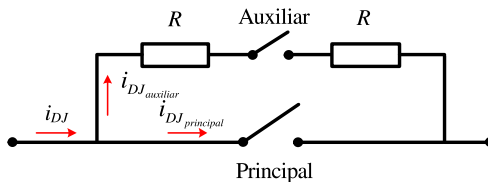


Figura 3.13: Circuito elétrico equivalente de uma fase do disjuntor.

Tabela 3.5: Valores de corrente e de tensão utilizados na resistência não linear do para-raios

Energização e Desenergização		Descarga atmosférica	
Corrente [A]	Tensão [kV]	Corrente [A]	Tensão [kV]
0,005	209,3	0,005	209,3
50	318	3000	397
100	338	5000	415
200	345	10000	442
500	358	15000	464
1000	367	20000	486
2000	384	40000	530
3000	393		

Transformador: O banco trifásico é constituído por três transformadores monofásicos ligados em estrela aterrado. Nas simulações, para cada transformador foi utilizada a rede de parâmetros elétricos \bar{Z}_{Model} obtida para o Transformador B (55 MVA, 132,8/38,8/13,8 kV, 60 Hz, o valor da corrente nominal no enrolamento de alta tensão é de 414,4 A).

Impulso: A simulação da descarga atmosférica foi realizada com a excitação do impulso de corrente feita com uma fonte de tipo Heidler [68]. O impulso simulado teve uma amplitude de 10 kA com forma de onda do tipo 8/20 μ s [17].

3.4.3 Simulações e Resultados

Energização do Banco de Transformadores

Neste exemplo o banco de transformadores é energizado a partir do fechamento do disjuntor. Os contatos auxiliares e principais são acionados nos instantes de tempo, respectivamente, de 12,5 ms e de 27,5 ms. Na Figura 3.14 são mostradas as formas de onda de tensão de fase e de corrente nos terminais de entrada do banco. Detalhes das formas de onda de corrente são visualizados na Figura 3.15.

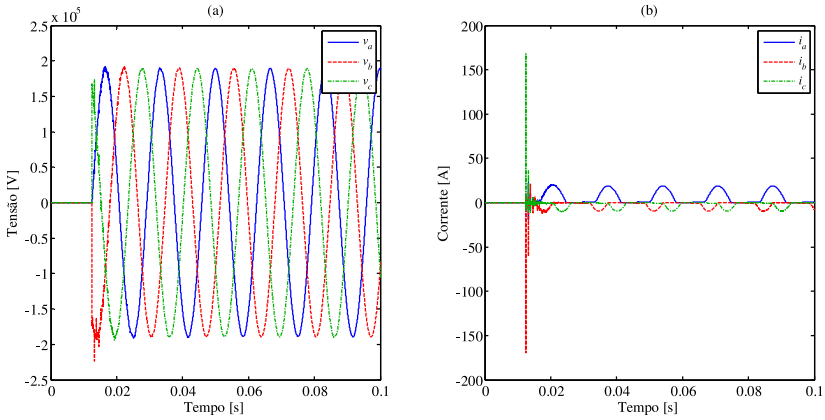


Figura 3.14: Formas de onda de tensão de fase e de corrente obtidas com a simulação de energização.

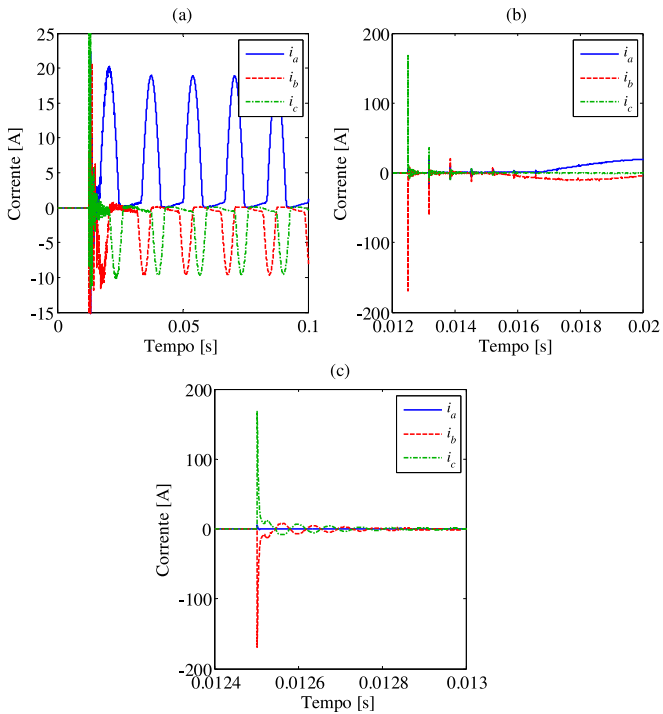


Figura 3.15: Detalhes das formas de onda de corrente mostradas na Figura 3.14 (b).

As formas de onda de corrente têm formato típico de correntes de *inrush* de transformadores (Figura 3.15 (a)). Porém, nos tempos iniciais, após o fechamento do contato auxiliar, entre 12,5 ms à 20 ms, as formas de onda de corrente possuem oscilações em médias frequências, em torno de 12,5 kHz, com valores de pico de até 170 A (Figura 3.15 (b) e (c)). Pode-se observar que existem reflexões de onda na forma de onda de corrente mostrada na Figura 3.15 (b), onde ao longo do tempo, as oscilações em médias frequência são repetidas e os valores de picos são atenuados.

Desenergização do Banco de Transformadores

Nesta simulação, o banco de transformadores é desenergizado através da abertura do disjuntor. Os contatos principais e auxiliares são acionados nos instantes de tempo próximo a passagem do zero de corrente da fase *a*, respectivamente, em 88,731 ms e em 97,05 ms. Na Figura 3.16 são mostradas as formas de onda de tensão de fase e de corrente nos terminais de entrada do banco de transformadores.

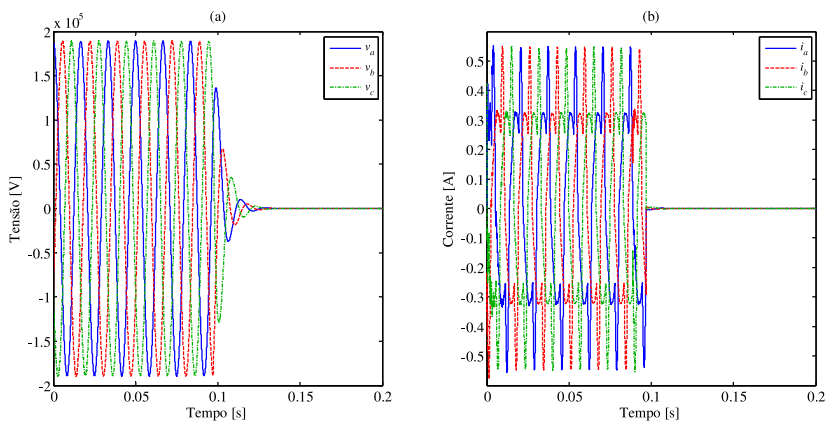


Figura 3.16: Formas de onda de tensão de fase e de corrente obtidas com a simulação de desenergização.

Na Figura 3.17 (a) são expostas em detalhes a forma de onda da tensão de fase e também as formas de onda de corrente da fase *a* no contato principal e auxiliar do disjuntor (Figura 3.13). Na Figura 3.17 (b) pode ser visualizada a corrente da fase *a*. Após a abertura dos contatos, surge uma tensão transitória que é devida a interrupção da corrente com característica indutiva do transformador.

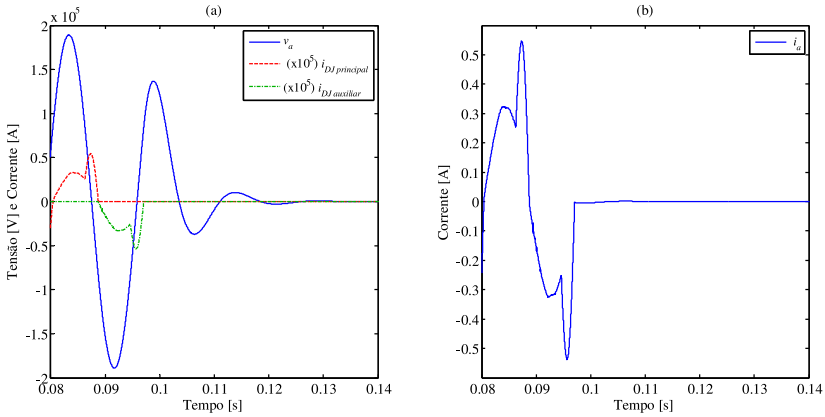


Figura 3.17: Detalhes das formas de onda da tensão e da corrente na fase a e de corrente no disjuntor da respectiva fase.

Descarga Atmosférica Inserida na Linha de Transmissão

Neste exemplo, no instante de tempo de 66,66 ms uma descarga atmosférica (10 kA, $8/20 \mu\text{s}$) é inserida na linha de alta tensão a 25 km do banco de transformadores. A Figura 3.18 mostra a forma de onda do impulso de corrente aplicada.

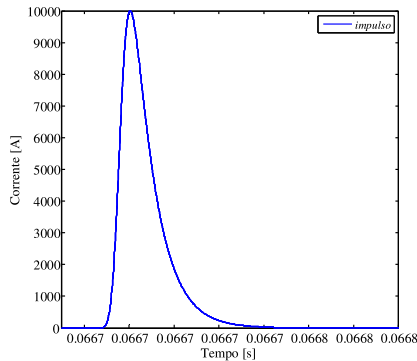


Figura 3.18: Forma de onda de impulso de corrente (10 kA, $8/20 \mu\text{s}$) utilizada na simulação. O intervalo de tempo mostrado está compreendido entre 66,65 ms a 66,8 ms.

Na Figura 3.19 são mostradas as formas de onda de tensão de fase e de corrente nos terminais de entrada do banco de transformadores. De-

talhes das formas de onda de tensão ao longo do intervalo de tempo que ocorre o transitório são apresentadas na Figura 3.20. O valor de pico de tensão na fase *a* durante o transitório é de 421 kV, aproximadamente duas vezes o valor de 187 kV de pico em regime.

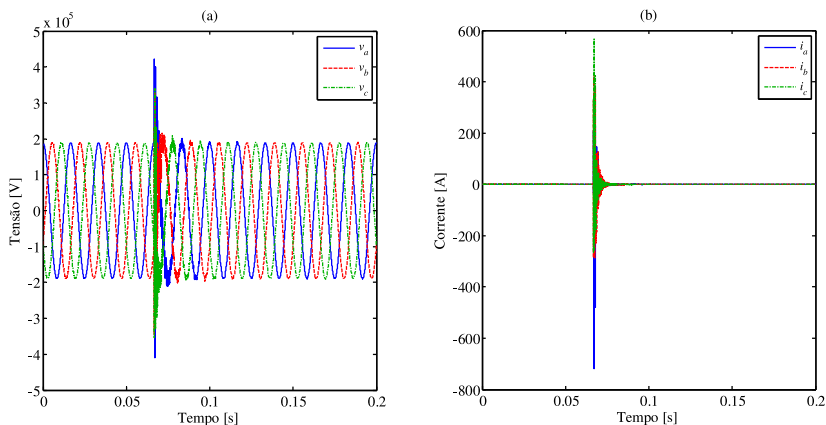


Figura 3.19: Formas de onda de tensão de fase e de corrente obtidas com a simulação de descarga atmosférica.

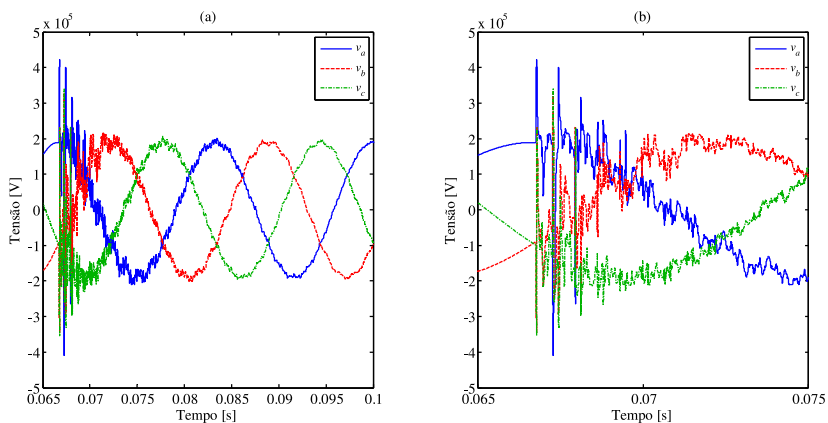


Figura 3.20: Detalhes das formas de onda de tensão da Figura 3.19 (a).

Na Figura 3.21 (a) (b) e (c) podem ser visualizadas as formas de onda de corrente da fase *a* na saída do disjuntor, i_{aDJ} , no para-raios, $i_{a\text{para raios}}$ e na entrada do transformador, i_a (Figura 3.11), respectiva-

mente, antes, durante e após a simulação do transitório. Nota-se que antes e após o evento (Figura 3.21 (a) e (c), respectivamente), a corrente do transformador tem a forma de onda típica da operação sem carga. Conforme é observado nas formas de onda simuladas, ver Figura 3.21 (b), durante a descarga atmosférica grande parte da corrente é drenada pelo para-raios.

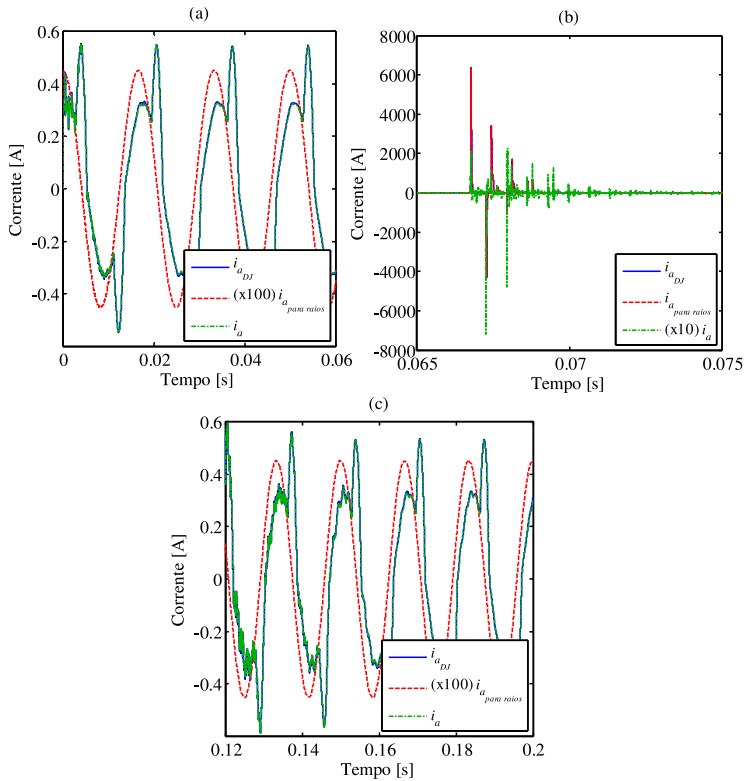


Figura 3.21: Detalhes das formas de onda de corrente da fase a na saída do disjuntor ($i_{a_{DJ}}$), no para-raios ($i_{a_{para\ raios}}$) e na entrada do transformador (i_a) em intervalos de tempo antes, durante e após a simulação do transitório, respectivamente, em (a), (b) e (c).

3.5 Conclusões e Considerações Finais do Capítulo

O modelo descrito neste capítulo representa a resposta em frequência em aberto de transformadores. No modelo são utilizados conjuntos de células RLC e de seções RL. Os parâmetros da primeira seção do circuito RL do modelo são associados com dados não lineares nas simulações no domínio do tempo, o que possibilita a modelagem da impedância sem carga de transformadores sob condições nominais. A resposta em frequência da impedância \bar{Z}_{Fit} é mais próxima tanto em magnitude quanto em fase da resposta em frequência medida $\bar{Z}_{measured}$ em relação da resposta em frequência pela impedância \bar{Z}_{RLC} . Isto pode ser observado analisando as curvas de resposta em frequência dos dois transformadores modelados (Figura 3.9). A impedância do modelo \bar{Z}_{Model} na frequência nominal dos transformadores condiz com a impedância medida sob condições nominais de tensão e frequência, $\bar{Z}_{Nominal}$.

Na validação com tensão e frequência nominal, o modelo \bar{Z}_{Model} forneceu resultados satisfatórios (Figura 3.10) para as amplitudes de corrente e formas de onda de corrente. As formas de onda de corrente para os Transformadores A e B mostradas, respectivamente, na Figura 3.10 (a) e (b) têm características típicas de formas de onda de transformadores operando sem carga.

Os resultados obtidos apontam que a metodologia aplicada na modelagem de transformadores utilizando apenas dados medidos é satisfatória. A robustez e a repetibilidade da metodologia foi verificada utilizando dois transformadores, os quais possuem classes de tensão e potência distintas. O modelo descrito caracteriza o comportamento da impedância sem carga de transformadores sob condições nominais de tensão e frequência e também para um largo espectro de frequência. Isto é um ponto importante, pois contribui nos estudos que envolvem simulações de condições de operação nominais (operação em regime) e de transitórios, como no caso do exemplo da descarga atmosférica que incide na linha de transmissão. Adicionalmente, o modelo pode ser aplicado em simulações de manobras de energização e de desenergização. O modelo pode ser empregado também na modelagem de impressão digital de respostas em frequência de transformadores e associado na análise de falhas (*Frequency Response Analysis - FRA*), podendo ser, por exemplo, utilizado na detecção de deslocamento de enrolamentos e de núcleo.

No entanto em alguns estudos tem-se a necessidade de análise de tensões transferidas entre terminais de transformadores e nestas situa-

ções modelos de transformadores não são considerados somente como uma carga ao sistema de potência. No Capítulo 4 será apresentado um modelo, o qual melhorará a abrangência da modelagem de transformadores proposta por esta tese, e que é capaz de reproduzir a transferência de tensão entre terminais. O circuito equivalente e a metodologia de determinação de valores de parâmetros do modelo são baseados no desenvolvimento apresentado neste presente capítulo.

Capítulo 4

Modelo de Transferência de Tensão

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentado um modelo que além de reproduzir respostas em frequências de impedâncias, pode ser utilizado para modelar respostas em frequência de relações de tensão entre terminais, e ainda operar nas condições nominais. No modelo é utilizado circuito elétrico com configuração tipo T. Inicialmente, cada impedância do circuito T é modelada por uma rede com células RLC e uma rede com seções RL. As células RLC reproduzem as ressonâncias das respostas em frequências e as seções RL são utilizadas para modelar os efeitos dependentes da frequência. A determinação de valores de parâmetros das redes é análoga ao procedimento descrito no Capítulo 3, onde é utilizado o método numérico dos mínimos quadrados (LS - *Least Square*) para o encontro dos valores. Posteriormente, com a intenção de melhorar os resultados no domínio da frequência e do tempo, no circuito elétrico equivalente com configuração tipo T são utilizadas células RLC, seções RL e redes de impedâncias CRLG (Apêndice B.1). A metodologia de determinação dos valores dos parâmetros é também apresentada, na qual são aplicados os métodos numéricos LS e *Vector Fitting* (VF) [52]. Na validação das metodologias, dois transformadores monofásicos (2 kVA e 16 kVA) são modelados para uma faixa de frequência compreendida entre 50 Hz até 10 MHz. Validações são feitas no domínio da frequência e do tempo. Também são feitas simulações, onde dois modelos são submetidos a surto acoplado com formas de onda de fre-

quência industrial. As modelagens propostas podem ser aplicadas em simulações de transformadores operando em condições nominais e com transferência de tensão (surtos) entre terminais.

Este capítulo está dividido da seguinte maneira: Inicialmente, é apresentado o equacionamento para a obtenção da resposta em frequência de elementos da matriz denominada impedância, $Z(\omega)$. Em seguida, o circuito elétrico do modelo com a configuração T para transformadores com dois e três terminais é apresentado. Após, o equacionamento utilizado para obter respostas em frequência das impedâncias do circuito T a partir de respostas em frequências de elementos da matriz impedância $Z(\omega)$ é detalhado. Posteriormente, é mostrado o circuito elétrico equivalente composto por células RLC e seções RL e é também descrita a metodologia de determinação de valores destes parâmetros. Além disso, são feitas validações do modelo no domínio da frequência e do tempo, e ainda o modelo obtido é incorporado na simulação de um sistema elétrico. Com o objetivo de melhorar a modelagem, também é explicada a metodologia de determinação dos valores dos parâmetros do modelo que emprega no circuito equivalente células RLC, seções RL e redes de impedância CRLG. Validações no domínio do tempo e da frequência são realizadas. Por fim, apresentam-se comparações entre curvas de respostas em frequências e entre formas de onda no domínio do tempo obtidas das modelagens com as duas redes de parâmetros, bem como em relação às curvas de respostas em frequência e às formas de onda experimentais.

4.2 Modelo proposto

4.2.1 Matriz Impedância Obtida de Medições de Respostas em Frequência de Terminais

A modelagem em função da frequência utiliza a Equação 4.1, que envolve a matriz impedância $Z(\omega)$ do transformador e os vetores tensão $V(\omega)$ e corrente $I(\omega)$ referentes aos terminais de acesso. Nesta Equação 4.1, ω é a frequência angular. A matriz $Z(\omega)$ é quadrada, simétrica e sua ordem é função dos m terminais de acesso dos equipamentos e os vetores $V(\omega)$ e $I(\omega)$ têm comprimento m .

$$[V(\omega)] = [Z(\omega)] [I(\omega)] \quad (4.1)$$

A representação genérica da Equação 4.1 para transformadores com

m terminais é dada pela Equação 4.2.

$$\begin{bmatrix} V_1(\omega) \\ V_2(\omega) \\ \vdots \\ V_m(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(\omega) & Z_{12}(\omega) & \dots & Z_{1m}(\omega) \\ Z_{21}(\omega) & Z_{22}(\omega) & \dots & Z_{2m}(\omega) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{m1}(\omega) & Z_{m2}(\omega) & \dots & Z_{mm}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(\omega) \\ I_2(\omega) \\ \vdots \\ I_m(\omega) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Supondo um transformador onde os terminais de alta e de baixa tensão são denominados, respectivamente, pelo índice H e L , a matriz impedância obtida para este transformador é dada pela Equação 4.3.

$$[Z(\omega)] = [I(\omega)]^{-1} [V(\omega)] = \begin{bmatrix} Z_{HH}(\omega) & Z_{HL}(\omega) \\ Z_{LH}(\omega) & Z_{LL}(\omega) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

A determinação das respostas em frequência dos elementos da matriz $Z(\omega)$ pode ser feita de duas maneiras: (i) **matriz impedância convencional** onde são empregados dados de respostas em frequência medidas de admitâncias em aberto e de relações de tensão; (ii) **matriz impedância híbrida**, na qual são utilizados os dados de respostas em frequência da matriz impedância convencional mais os dados de medições de respostas em frequência de terminais em curto circuito [6, 25]. Em [6, 25] são empregadas matrizes admitâncias, a utilização de matrizes admitâncias podem ser observadas também nos trabalhos [31, 71].

Matriz Impedância Convencional

Os vetores tensão $V(\omega)$ e corrente $I(\omega)$ da Equação 4.1 são representados pelas matrizes mostradas na Equação 4.4. $H_{open}(\omega)$ são as relações de tensão, $Y_{H,openL}(\omega)$ e $Y_{L,openH}(\omega)$ são admitâncias medidas em aberto e $\mathbb{1}$ é a matriz identidade.

$$\begin{bmatrix} \mathbb{1} & H_{openH}(\omega) \\ H_{openL}(\omega) & \mathbb{1} \end{bmatrix} = [Z(\omega)] \begin{bmatrix} Y_{H,openL}(\omega) & 0 \\ 0 & Y_{L,openH}(\omega) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Matriz Impedância Híbrida

A matriz impedância híbrida além de ter dados de medições com terminais em aberto, agrega informações referentes às respostas em frequência com os terminais em curto circuito. Os vetores tensão $V(\omega)$ e corrente $I(\omega)$ da Equação 4.1 são expressos pelas matrizes mostradas

na Equação 4.5, onde os índices *short* e *open* se referem às medições de respostas em frequências, respectivamente, em curto circuito e em aberto.

$$\left[V^{short}(\omega) \mid V^{open}(\omega) \right] = [Z(\omega)] \left[I^{short}(\omega) \mid I^{open}(\omega) \right] \quad (4.5)$$

A matriz $V^{short}(\omega)$ é uma matriz identidade e a matriz $I^{short}(\omega)$ é formada por admitâncias medidas em ensaios de curto $Y_{short}(\omega)$. $V^{open}(\omega)$ e $I^{open}(\omega)$ são matrizes, respectivamente, de tensão e de corrente dadas na Equação 4.4. Como resultado, tem-se a Equação 4.6.

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbb{1} & H_{openH}(\omega) \\ \hline H_{openL}(\omega) & \mathbb{1} \end{array} \right] = [Z(\omega)] \cdot \left[\begin{array}{c|c} Y_{short}(\omega) & Y_{H,openL}(\omega) \\ \hline 0 & Y_{L,openH}(\omega) \end{array} \right] \quad (4.6)$$

Escalonamento e Simetria

Os valores das colunas de corrente $I(\omega)$ (Equação 4.6) são obtidos a partir de medições de respostas em frequência de admitância em aberto e em curto-circuito. Os valores das admitâncias possuem diferenças significativas de magnitude devido serem medidos de ensaios diferentes (em aberto e em curto) [6]. Desta forma, optou-se que as colunas i de corrente $I(\omega)$ e de tensão $V(\omega)$, tanto da Equação 4.4 quanto da Equação 4.6, fossem escalonadas utilizando α_i (Equação 4.7). α_i é obtida através do inverso da raiz quadrada da norma euclidiana (tipo 2) das colunas de corrente [6, 72].

$$\alpha_i = \frac{1}{\sqrt{\|I\|_2}} \quad (4.7)$$

A matriz impedância obtida através das Equações 4.4 ou 4.6 é assimétrica. A simetria da matriz $Z(\omega)$ é forçada por [6]:

$$[Z(\omega)] \rightarrow \frac{[Z(\omega)] + [Z(\omega)]^T}{2} \quad (4.8)$$

4.2.2 Circuito Elétrico com Configuração T

No modelo proposto o circuito elétrico possui configuração tipo T. Na Figura 4.1 (a) e (b) são mostrados ilustrações de circuito para transformadores, respectivamente, com dois e três terminais de acesso. A

resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ modela a resposta em frequência proveniente do núcleo. As respostas em frequência das impedâncias $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ modelam as respostas em frequência oriundas dos enrolamentos.

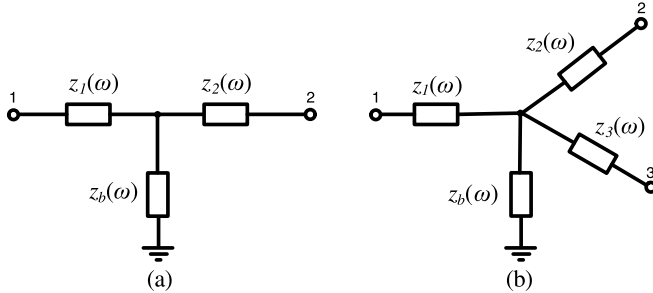


Figura 4.1: Circuito com a configuração T para transformadores com dois e três terminais, respectivamente, em (a) e em (b).

Utilizando as respostas em frequências das impedâncias $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ podem ser calculadas as respostas em frequências em aberto dos circuitos elétricos equivalentes (Figura 4.1 (a) e (b)), dadas pelas Equações 4.9, 4.10 e 4.11.

$$Z_1(\omega) = z_b(\omega) + z_1(\omega) \quad (4.9)$$

$$Z_2(\omega) = z_b(\omega) + z_2(\omega) \quad (4.10)$$

$$Z_3(\omega) = z_b(\omega) + z_3(\omega) \quad (4.11)$$

As respostas em frequências das relações de tensões para o circuito T com dois terminais (Figura 4.1 (a)) são calculados pelas Equações 4.12 e 4.13.

$$H_{1,open2}(\omega) = \frac{z_b(\omega)}{z_b(\omega) + z_1(\omega)} \quad (4.12)$$

$$H_{2,open1}(\omega) = \frac{z_b(\omega)}{z_b(\omega) + z_2(\omega)} \quad (4.13)$$

Para o circuito T com três terminais (Figura 4.1 (b)), as respostas em frequências das relações de tensões são calculadas com as Equações 4.14, 4.15, e 4.16.

$$H_{1,open23}(\omega) = \frac{z_b(\omega)}{z_b(\omega) + z_1(\omega)} \quad (4.14)$$

$$H_{2,open13}(\omega) = \frac{z_b(\omega)}{z_b(\omega) + z_2(\omega)} \quad (4.15)$$

$$H_{3,open12}(\omega) = \frac{z_b(\omega)}{z_b(\omega) + z_3(\omega)} \quad (4.16)$$

As respostas em frequências em curto circuito para o circuito T com dois e três terminais (Figura 4.1 (a) e (b)) são dadas, respectivamente, pelas Equações 4.17 e 4.18 e pelas Equações 4.19, 4.20 e 4.21.

$$Z_{1,short2}(\omega) = z_1(\omega) + \frac{1}{\frac{1}{z_b(\omega)} + \frac{1}{z_2(\omega)}} \quad (4.17)$$

$$Z_{2,short1}(\omega) = z_2(\omega) + \frac{1}{\frac{1}{z_b(\omega)} + \frac{1}{z_1(\omega)}} \quad (4.18)$$

$$Z_{1,short23}(\omega) = z_1(\omega) + \frac{1}{\frac{1}{z_b(\omega)} + \frac{1}{z_2(\omega)} + \frac{1}{z_3(\omega)}} \quad (4.19)$$

$$Z_{2,short13}(\omega) = z_2(\omega) + \frac{1}{\frac{1}{z_b(\omega)} + \frac{1}{z_1(\omega)} + \frac{1}{z_3(\omega)}} \quad (4.20)$$

$$Z_{3,short12}(\omega) = z_3(\omega) + \frac{1}{\frac{1}{z_b(\omega)} + \frac{1}{z_1(\omega)} + \frac{1}{z_2(\omega)}} \quad (4.21)$$

4.2.3 Obtenção das Impedâncias do Circuito utilizando Elementos da Matriz Impedância

A matriz impedância $Z(\omega)$ é obtida, utilizando dados de medições de respostas em frequência, através da Equação 4.4 ou da Equação 4.6. A partir das respostas em frequência dos elementos da matriz $Z(\omega)$ são calculadas as respostas em frequências das impedâncias do circuito do modelo. Supondo um transformador com três terminais de acesso (Figura 4.1 (b)) a matriz $Z(\omega)$ é dada pela Equação 4.22.

$$[Z(\omega)] = \begin{bmatrix} Z_{11}(\omega) & Z_{12}(\omega) & Z_{13}(\omega) \\ Z_{21}(\omega) & Z_{22}(\omega) & Z_{23}(\omega) \\ Z_{31}(\omega) & Z_{32}(\omega) & Z_{33}(\omega) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Considerando que a matriz impedância é simétrica e que todos os elementos fora da diagonal principal sejam iguais, a impedância $z_b(\omega)$ do circuito T (Figura 4.1 (b)) pode ser determinada a partir da impedância de um elemento fora da diagonal, como por exemplo, $Z_{23}(\omega)$

(Equação 4.23).

$$z_b(\omega) = Z_{23}(\omega) \quad (4.23)$$

As impedâncias $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ do circuito podem ser deduzidas, respectivamente, utilizando as Equações 4.24, 4.25 e 4.26.

$$z_1(\omega) = Z_{11}(\omega) - z_b(\omega) \quad (4.24)$$

$$z_2(\omega) = Z_{22}(\omega) - z_b(\omega) \quad (4.25)$$

$$z_3(\omega) = Z_{33}(\omega) - z_b(\omega) \quad (4.26)$$

4.2.4 Circuito Elétrico Equivalente (RLC+RL)

No modelo proposto, inicialmente, o circuito equivalente de cada impedância da configuração T é constituído por células RLC e seções RL. Os circuitos elétricos do modelo para transformadores com dois e três terminais (Figura 4.1) estão mostrados, respectivamente, na Figura 4.2 e na Figura 4.3.

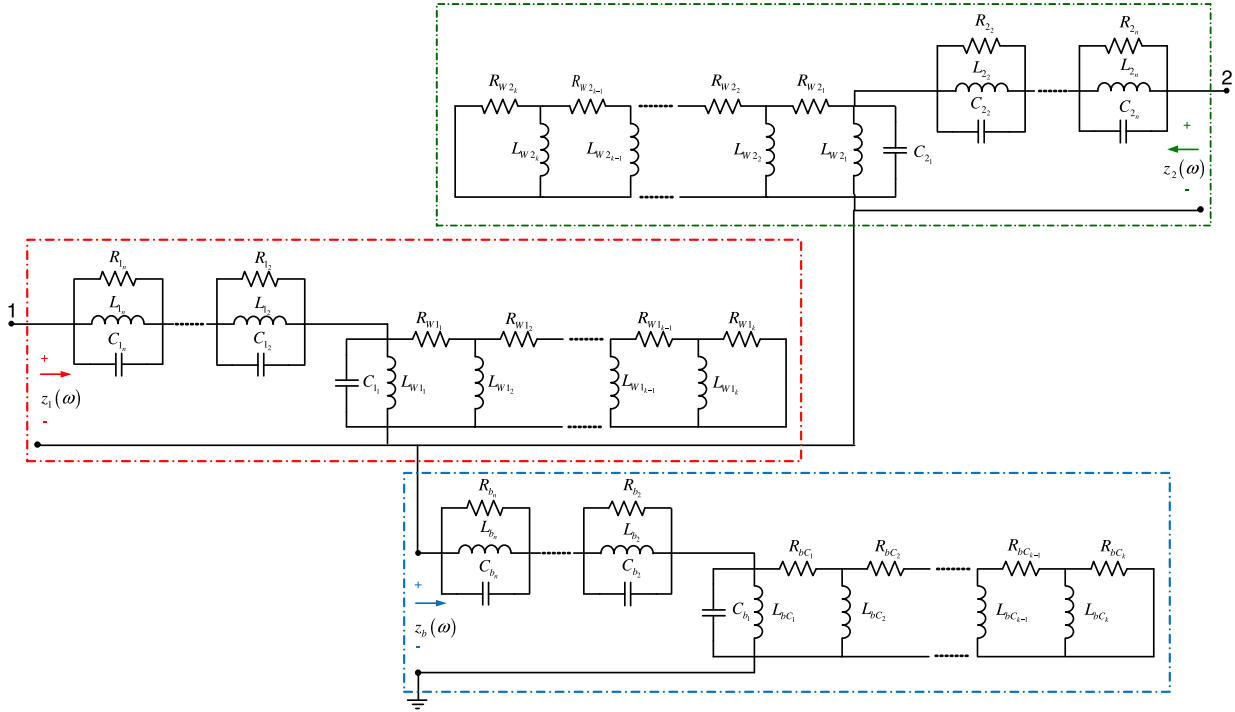


Figura 4.2: Circuito elétrico equivalente do modelo proposto para transformadores com dois terminais (RLC+RL).

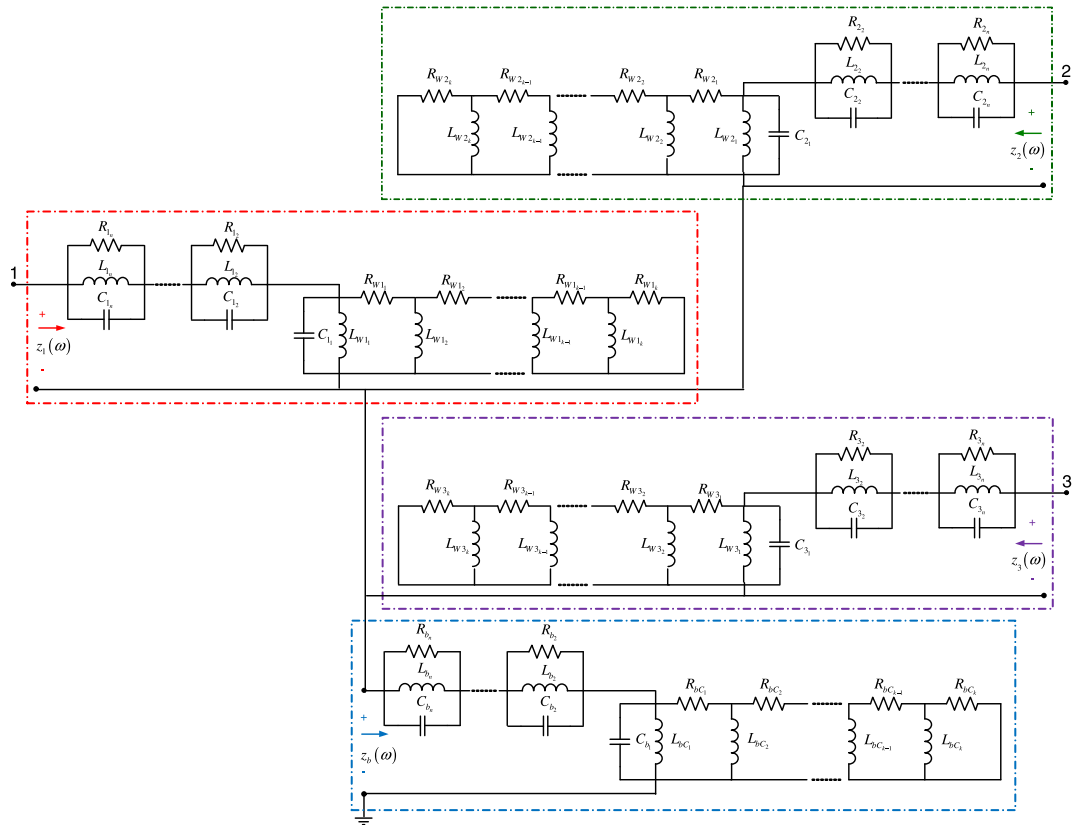


Figura 4.3: Circuito elétrico equivalente do modelo proposto para transformadores com três terminais (RLC+RL).

Na Figura 4.4 é ilustrado em detalhes o circuito equivalente da impedância $z_b(\omega)$ do modelo (Figura 4.2 e Figura 4.3). Na Figura 4.4, o Bloco 1 representa a resposta em frequência a partir da segunda ressonância e o Bloco 2 modela apenas a primeira ressonância. Similar ao modelo mostrado no Capítulo 3, nas simulações no domínio do tempo, para reproduzir a impedância em aberto sob condições nominais, as características não lineares do material ferromagnético são incluídas nos parâmetros R_{bC_1} e L_{bC_1} (Figura 4.4) da rede de circuito da impedância $z_b(\omega)$ (Figura 4.1).

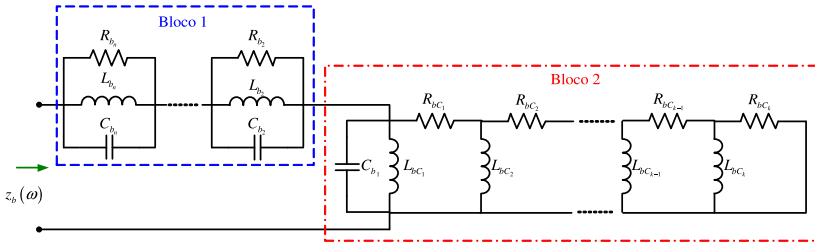


Figura 4.4: Representação do circuito elétrico equivalente da impedância $z_b(\omega)$ do modelo.

4.2.5 Determinação dos Valores de Parâmetros (RLC+RL)

O processo de determinação dos valores de parâmetros do circuito elétrico de cada impedância do modelo é semelhante ao apresentado no Capítulo 3 (Seções 3.2.2, 3.2.3 e 3.2.4).

No fluxograma da Figura 4.5 são as ilustradas as quatorze etapas envolvidas na determinação dos valores dos parâmetros do modelo (Figura 4.2 e Figura 4.3).

Da *Etapa 1* à *5* são determinados os valores dos parâmetros do circuito referente a resposta em frequência da impedância $\bar{z}_b(\omega)$, que resulta na resposta em frequência $\bar{z}_{b_{Fit}}(\omega)$.

Na *Etapa 1* os dados de entrada da admitância $\bar{y}_b(\omega)$ são obtidos a partir da resposta em frequência da impedância do circuito do modelo, $\bar{z}_b(\omega)$.

Na *Etapa 2*, os valores de parâmetros das células RLC são calculados utilizando o método LS [51]. Esta etapa é análoga à detalhada na Seção 3.2.3. Mais detalhes são descritos na Seção 4.2.6.

Na *Etapa 3*, a resposta em frequência da impedância dos efeitos no

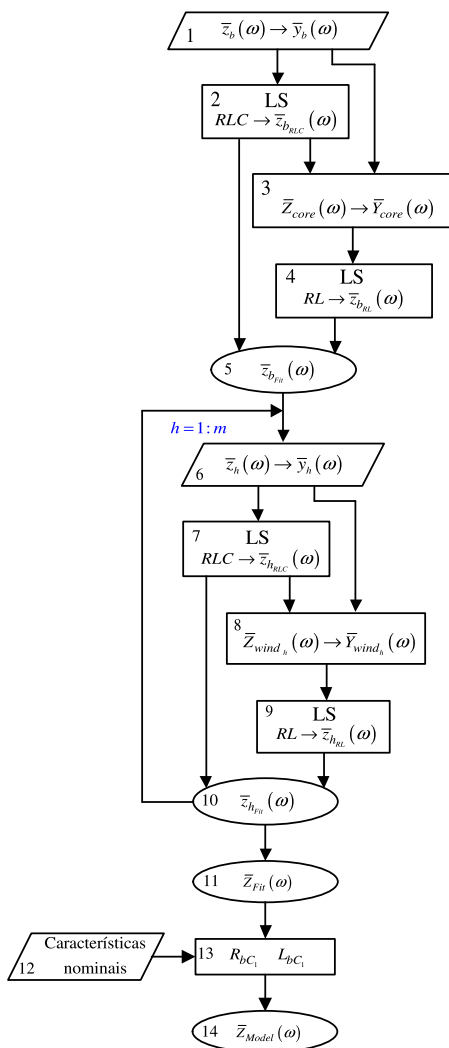


Figura 4.5: Fluxograma das etapas envolvidas na determinação de valores de parâmetros do modelo (RLC+RL).

núcleo \bar{Z}_{core} é determinada a partir da Equação 4.27. A resposta em frequência da impedância das células RLC maiores e igual à ressonância de ordem 2 são subtraídas da resposta em frequência da respectiva impedância $\bar{z}_b(\omega)$ (*Etapa 1*). Também é descontada a resposta em frequência da reatância capacitiva de C_{b_1} , a qual foi calculada previamente na *Etapa 2*. A ordem n está relacionada com o número de ressonâncias de cada resposta em frequência, começando pela frequência mais baixa.

$$\bar{Z}_{core}(\omega) = \frac{1}{\bar{z}_b(\omega) - \sum_{i=2}^n \frac{1}{\frac{1}{R_{b_i}} + \frac{1}{j\omega L_{b_i}} + j\omega C_{h_i}}} - j\omega C_{b_1} \quad (4.27)$$

Na *Etapa 4*, os valores dos parâmetros das k RL seções são calculados utilizando \bar{Y}_{core} . Como resultado, tem-se a resposta em frequência $\bar{z}_{b_{RL}}$. Esta etapa é similar à descrita na Seção 3.2.4. Na *Etapa 5*, é computada a resposta em frequência $\bar{z}_{b_{Fit}}(\omega)$.

Entre as *Etapas 6* até *10*, são calculados os valores dos parâmetros do circuito que modelam as respostas em frequências provenientes de enrolamentos, $\bar{z}_h(\omega)$, o que resulta nas respostas em frequências $\bar{z}_{h_{Fit}}(\omega)$. O índice h varia em função da quantidade de m terminais de acesso do transformador.

Na *Etapa 6* os dados de entrada da admitância $\bar{y}_h(\omega)$ são obtidos a partir da resposta em frequência da impedância do circuito do modelo, $\bar{z}_h(\omega)$ (Equação 4.24 à Equação 4.26).

Na *Etapa 7*, os valores de parâmetros das células RLC são calculados utilizando o método LS. Esta etapa é similar à exposta na Seção 3.2.3 e particularidades são explicadas na Seção 4.2.6.

Na *Etapa 8*, a resposta em frequência da impedância dos efeitos dependentes da frequência nos enrolamentos \bar{Z}_{wind} é determinada pela Equação 4.28. A resposta em frequência da impedância das células RLC maiores e igual à ressonância de ordem 2 são subtraídas da resposta em frequência da respectiva impedância $\bar{z}_h(\omega)$ (*Etapa 6*). Também é descontada a resposta em frequência da reatância capacitiva de C_{h_1} , a qual foi calculada previamente na *Etapa 7*.

$$\bar{Z}_{wind_h}(\omega) = \frac{1}{\bar{z}_h(\omega) - \sum_{i=2}^n \frac{1}{\frac{1}{R_{h_i}} + \frac{1}{j\omega L_{h_i}} + j\omega C_{h_i}}} - j\omega C_{h_1} \quad (4.28)$$

Na *Etapa 9*, os valores dos parâmetros das k RL seções são calculados utilizando \bar{Y}_{wind_h} , tendo como resultado respostas em frequências de $\bar{z}_{h_{RL}}$. Por fim, na *Etapa 10* são determinados os valores de parâme-

tros da impedância do modelo $\bar{z}_{h_{Fit}}$.

Utilizando os valores de parâmetros de $\bar{z}_b(\omega)$ e $\bar{z}_h(\omega)$ se chega ao modelo intermediário \bar{Z}_{Fit} (*Etapa 11*).

Nas *Etapas 12 e 13*, a característica nominal do modelo é incluída por meio dos parâmetros R_{bC_1} e L_{bC_1} nos valores dos parâmetros da impedância z_b do circuito (Figura 4.2 e Figura 4.3). Como resultado se tem o modelo final \bar{Z}_{Model} . Isto permite que o modelo reproduza a resposta em frequência em aberto com transferência de tensão e sob condições nominais (*Etapa 14*).

4.2.6 Processo Iterativo de Cálculo de Valores de Parâmetros RLC

O processo de determinação de valores de parâmetros dos circuitos RLC é semelhante ao apresentado na Seção 3.2.3. Todavia, devido às características das respostas em frequências das impedâncias $\bar{z}_b(\omega)$ e $\bar{z}_h(\omega)$ ao longo do espectro, algumas ressonâncias ocorrem em frequência próximas uma das outras. Para efetuar os cálculos dos valores dos parâmetros das células RLC de maneira mais eficiente, o processo iterativo de cálculo dos valores dos parâmetros é realizado nos conjuntos de bandas de frequências (FB). O conjunto de bandas é especificado para ressonâncias que ocorrem próximas uma das outras ao longo do espectro [23].

Para ilustrar esta situação, na Figura 4.6 é mostrada a curva de resposta em frequência da impedância $\bar{z}_1(\omega)$ obtida para um transformador monofásico de 16 kVA. A resposta é dividida em três bandas de frequência FB1, FB2 e FB3. Consequentemente, a resposta é modelada utilizando três células RLC. Para este exemplo, o processo iterativo de cálculo de valores de parâmetros de células RLC ocorre no primeiro conjunto de bandas FB2 e FB3. Posteriormente, o processo de cálculo dos valores da célula RLC é realizado no segundo conjunto, que neste exemplo é constituído apenas pela banda FB1.

4.3 Validação do Modelo (RLC+RL)

Para a validação da metodologia proposta, dois transformadores monofásicos são simulados: Transformador A - 2 kVA, 220/50/50 V, 60 Hz com três terminais de acessos (Apêndice C.2); e Transformador B - 16 kVA 22/0,24 kV, 50 Hz com dois terminais [11, 20].

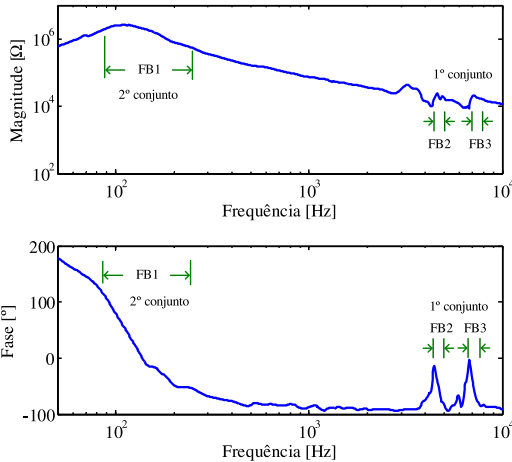


Figura 4.6: Curvas de resposta em frequência da impedância equivalente $\bar{z}_1(\omega)$ de um transformador de 16 kVA.

4.3.1 Modelagem do Transformador A

Para a modelagem do Transformador A foi utilizada a configuração do circuito T com três terminais (Figura 4.1 (b) e Figura 4.3). A faixa de frequência modelada está compreendida entre 60 Hz à 10 MHz. Os dados de resposta em frequência foram obtidos através dos equipamentos descritos no Apêndice C.3 juntamente com o Instrumento Virtual para Medições de Respostas em Frequência, vide Apêndice C.4. Os dados de respostas em frequência medidos foram aplicados no equacionamento da Matriz Impedância Híbrida (Equação 4.6). A matriz impedância foi escalonada e a sua simetria forçada utilizando, respectivamente, as Equações 4.7 e 4.8.

A resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ do circuito equivalente foi calculada utilizando a resposta em frequência do elemento da matriz impedância $Z_{23}(\omega)$, dado pela Equação 4.23. As respostas em frequência das impedâncias $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$ foram calculadas, na devida ordem, a partir das Equações 4.24 e 4.25. A resposta em frequência de $z_3(\omega)$ foi determinada com a Equação 4.29, onde $z_{b_{Fit}}(\omega)$ é a resposta em frequência obtida com os valores de parâmetros determinados pelo método LS.

$$z_3(\omega) = Z_{33}(\omega) - z_{b_{Fit}}(\omega) \quad (4.29)$$

As curvas da magnitude e da fase de resposta em frequência para a impedância $z_b(\omega)$ são mostradas, respectivamente, nas Figuras 4.7 (a) e (b), e para a impedância $z_1(\omega)$ nas Figuras 4.7 (c) e (d). As curvas de

resposta em frequência da impedância $z_2(\omega)$ são mostradas nas Figuras 4.8 (a) e (b) e da impedância $z_3(\omega)$ nas Figuras 4.8 (c) e (d).

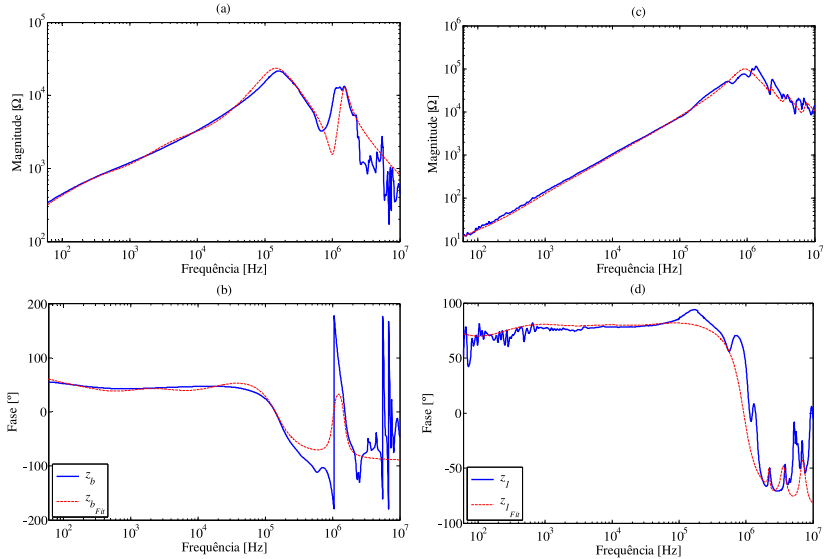


Figura 4.7: Curvas de resposta em frequência das impedâncias $z_b(\omega)$ e $z_1(\omega)$ e respectivas curvas de respostas em frequências modeladas ($z_{b_{Fit}}(\omega)$ e $z_{1_{Fit}}(\omega)$) para o Transformador A.

Os valores dos parâmetros das células RLC, calculados para as resposta em frequência do modelo para o Transformador A, são apresentados nas Tabela 4.1 e 4.2. Na Tabela 4.2 os valores dos parâmetros determinados para a segunda célula de $z_{3_{Fit}}$ são negativos, mas os polos da função impedância computados com estes valores negativos estão no semiplano esquerdo do eixo real e o zero está na origem (vide Apêndice B.2) garantindo uma função estável. Os valores dos parâmetros das seções do circuito RL são apresentados nas Tabela 4.3 e 4.4.

Tabela 4.1: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC para o Transformador A

Célula	Iterações	$z_{b_{Fit}}$			Iterações	$z_{1_{Fit}}$		
		R [kΩ]	L [mH]	C [pF]		R [kΩ]	L [μH]	C [pF]
1	10	16,002	38,685	42,939	10	92,673	12710	2,4573
2	10	12,091	0,3080	36,935	10	10,764	50,517	100,65
3	-	-	-	-	10	10,634	106,08	17,105
4	-	-	-	-	10	8,9720	42,984	10,938

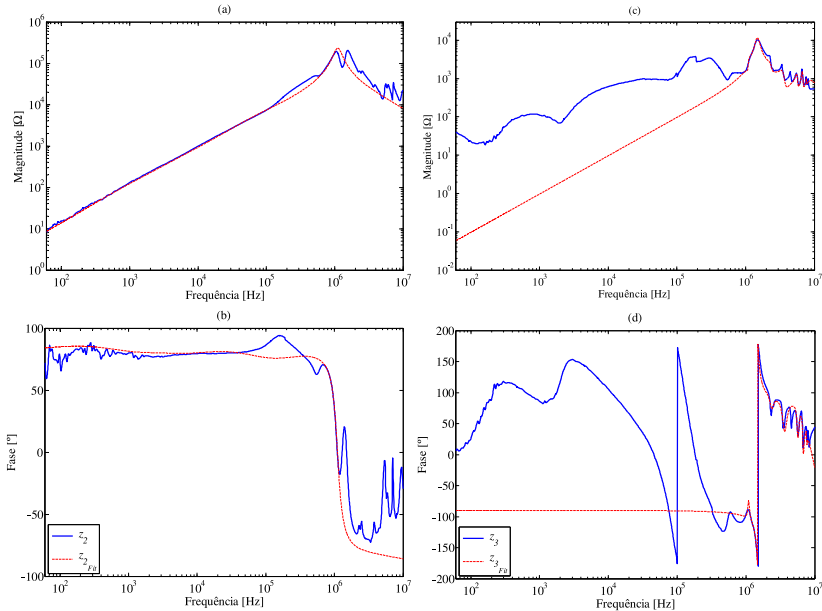


Figura 4.8: Curvas de resposta em frequência das impedâncias $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ e as respectivas curvas de respostas em frequências modeladas ($z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$) para o Transformador A.

Tabela 4.2: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC para o Transformador A

Célula	Iterações	z_{2Fit}			z_{3Fit}			
		R [kΩ]	L [mH]	C [pF]	R [kΩ]	L [μH]	C [pF]	
1	10	10,578	3,7691	13,910	25	1,3489	13,841	1508,1
2	10	230,52	9,0551	2,2715	25	-11,771	-191,39	-60,150
3	-	-	-	-	25	0,8171	7,8391	588,84
4	-	-	-	-	25	0,9791	7,2329	284,31
5	-	-	-	-	25	0,8019	1,5281	529,64
6	-	-	-	-	25	1,0601	1,1061	509,66
7	-	-	-	-	10	0,3026	0,1205	3586,1
8	-	-	-	-	10	0,8734	6,9444	44,870

As curvas de resposta em frequência da magnitude e da fase para as impedâncias modeladas $z_{bFit}(\omega)$ e $z_{1Fit}(\omega)$, obtidas com os dados das Tabelas 4.1 e 4.3, podem ser comparadas na Figura 4.7 com as respectivas curvas de respostas em frequências $z_b(\omega)$ e $z_1(\omega)$. Na Figura 4.8 são apresentadas as curvas de resposta em frequência das impedâncias modeladas $z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$, advindas dos dados das Tabelas 4.2 e

Tabela 4.3: Valores dos parâmetros do circuito com seções RL para o Transformador A

Seção	$z_{b_{Fit}}$		$z_{1_{Fit}}$	
	R [k Ω]	L [H]	R [k Ω]	L [mH]
1	0,6038	1,0757	0,0303	41,960
2	0,6573	0,3704	128,92	43,817
3	2,3593	0,1230	1,2055	236,71
4	11,596	0,0333	9,6309	56,592
5	10,300	0,1097	90,077	55,811

Tabela 4.4: Valores dos parâmetros do circuito com seções RL para o Transformador A

Seção	$z_{2_{Fit}}$		$z_{3_{Fit}}$	
	R [Ω]	L [mH]	R [Ω]	L [H]
1	8,9621	17,743	-	-
2	43,163	47,581	-	-
3	171,31	119,38	-	-
4	604,82	15,225	-	-
5	2232,3	8,9296	-	-

4.4, as quais podem ser comparadas com as correspondentes curvas de respostas em frequências $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$.

As curvas das respostas em frequências modeladas $z_{b_{Fit}}(\omega)$, $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$ quando comparadas com as curvas de respostas em frequências das impedâncias deduzidas $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$ não possuem a mesma quantidade de ressonâncias e os valores das impedâncias nas respostas em frequência não são iguais. Este fato se deve ao circuito equivalente empregado (células RLC e seções RL) ser simples no que se diz respeito a sua representatividade quanto à função impedância $Z(s)$, isto quando comparado com as funções impedâncias de circuitos como CRLG (impedância) (vide Apêndice B.1). Porém, mesmo possuindo diferenças entre as curvas de resposta em frequência modeladas e deduzidas, o circuito utilizado serve para nortear a modelagem. Além disso, o cálculo de valores de parâmetros RLC e RL pode ser tratado como um problema linear e a solução é facilmente determinada com o método LS. Ao contrário da estimativa de valores de parâmetros de circuitos, como por exemplo CRLG, que é considerado um problema não linear, a implementação de um método numérico para a sua solução é mais laboriosa do que a do método LS [50] [55].

Os valores do módulo da resposta em frequência da impedância modelada $z_{3_{Fit}}(\omega)$ (Figura 4.8 (c)) entre a frequência inicial até 900 kHz são menores do que os valores do módulo da resposta em frequência

$z_3(\omega)$. Somente a partir de 900 kHz os valores dos módulos das duas respostas são próximos. Este comportamento se deve ao seguinte fato: Entre frequência inicial até 900 kHz, os valores da fase de $z_3(\omega)$ (Figura 4.8 (d)) possuem um comportamento diferente da fase da impedância de circuitos com células RLC. Para solucionar isso, o LS foi empregado para determinar valores de parâmetros de $z_{3_{Fit}}(\omega)$ para frequências acima de 900 kHz. Isto não trouxe consequências prejudiciais para a modelagem proposta. Tendo em vista que, nas respostas em frequência do modelo para impedâncias em aberto (Equação 4.11) e para relações de tensão (Equação 4.16), os valores de $z_{3_{Fit}}(\omega)$ são menos significativos do que os valores de $z_{b_{Fit}}(\omega)$ (Figura 4.7 (a)) até a frequência de 900 kHz.

4.3.2 Modelagem do Transformador B

Na modelagem do Transformador B foi utilizada a configuração do circuito T com dois terminais. A faixa de frequência modelada está compreendida entre 50 Hz à 100 kHz. Os dados de respostas em frequência medidos foram aplicados no equacionamento da Matriz Impedância Convencional (Equação 4.4). Semelhante à modelagem do Transformador A, a matriz impedância foi escalonada e a simetria forçada (Equações 4.7 e 4.8).

A resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ do circuito equivalente foi dada pela resposta em frequência do elemento da matriz impedância $Z_{12}(\omega)$ (Equação 4.30). As respostas em frequência das impedâncias $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$ foram calculadas, respectivamente, pelas Equações 4.24 e 4.25.

$$z_b(\omega) = Z_{12}(\omega) \quad (4.30)$$

As curvas de resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ são mostradas nas Figuras 4.9 (a) e (b), respectivamente, da magnitude e da fase. As curvas da resposta em frequência da $z_1(\omega)$ são apresentadas nas Figuras 4.9 (c) e (d). Também, as curvas de resposta em frequência da impedância $z_2(\omega)$ são apresentadas nas Figuras 4.9 (e) e (f).

Nas Tabelas 4.5 e 4.6 são mostrados os valores dos parâmetros dos circuitos das células RLC calculados para as respostas em frequência do modelo para o Transformador B. Na Tabela 4.6, os valores dos parâmetros determinados para a quinta célula de $z_{1_{Fit}}$ são negativos. Os polos da função impedância desta célula estão no semiplano esquerdo do eixo real. Porém, os valores de parâmetros negativos resultaram em uma função de transferência de tensão, entre o terminal de baixa

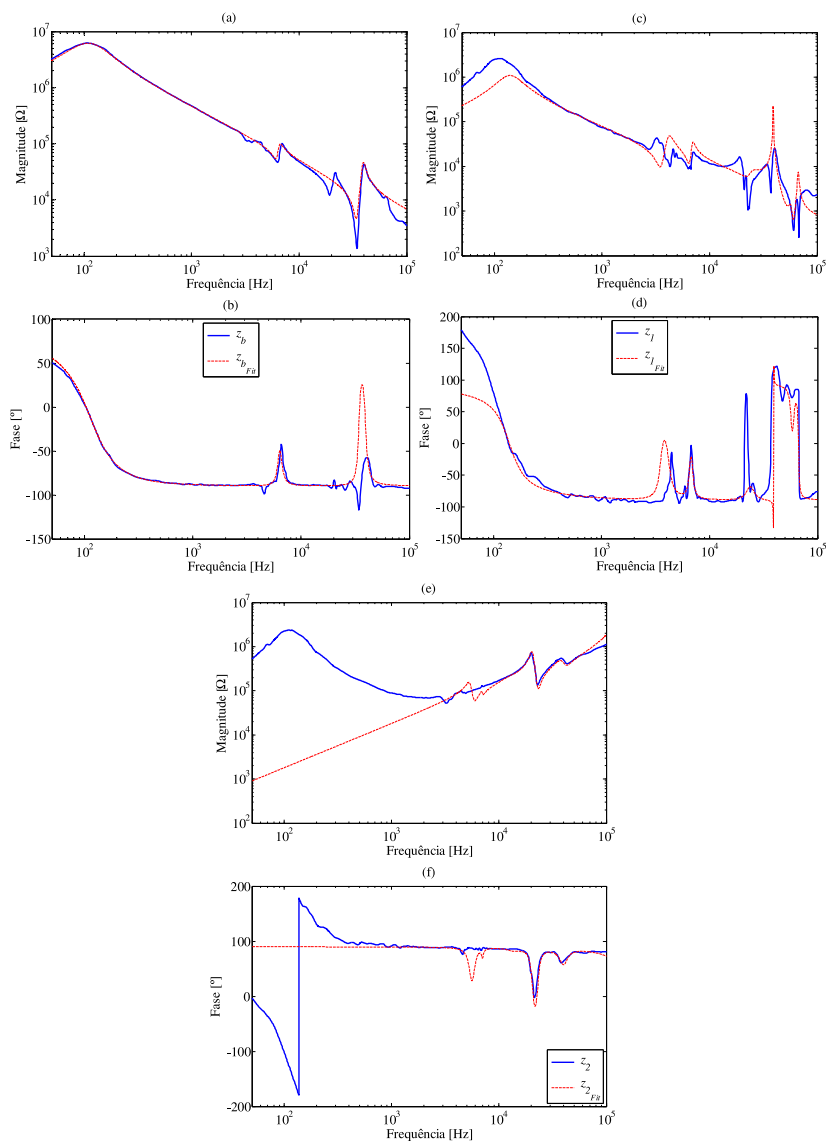


Figura 4.9: Curvas de resposta em frequência das impedâncias $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$ e suas respectivas curvas de respostas em frequências modeladas ($z_{b_{Fit}}(\omega)$, $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$) para o Transformador B.

pelo de alta tensão, com polos no semiplano direito, função instável (Apêndice B.3). Como consequência, simulações no domínio do tempo com as redes de parâmetros elétricos do Transformador B não possuem convergência. Para que simulações com as redes de parâmetros tivessem convergência, o valor da resistência da quinta célula da impedância z_1 continuou sendo negativo, mas foi reduzido para 10% do seu valor (Apêndice B.3). Na Tabela 4.7 são apresentados os valores dos parâmetros das seções do circuito RL.

Tabela 4.5: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC para o Transformador B

Célula	$z_{b_{Fit}}$			
	Iterações	R [k Ω]	L [H]	C [nF]
1	10	8861,1	7,5193	0,3441
2	10	53,205	0,1455	4,1338
3	10	43,773	0,0162	1,0121

Tabela 4.6: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC para o Transformador B

Célula	Iterações	$z_{1_{Fit}}$			Iterações	$z_{2_{Fit}}$		
		R [k Ω]	L [mH]	C [nF]		R [k Ω]	L [mH]	C [nF]
1	1	1279,1	65386	1,9889	1	107,39	406,60	2,1314
2	10	42,316	261,69	5,6330	15	23,768	27,489	18,948
3	10	25,399	472,82	11,210	15	20,246	67,800	1,9551
4	10	2,6362	3,5407	12,193	15	3,8280	3,8721	25,682
5	10	-328,74	-7,6479	-2,1726	15	216,27	188,57	0,3324
6	10	1,0087	0,2028	38,320	50	508,10	320,23	0,1868
7	10	7,4154	0,5356	10,689	50	205,63	176,03	0,0943
8	-	-	-	-	50	6563,3	1685,6	$6,969 \times 10^{-4}$

Tabela 4.7: Valores dos parâmetros do circuito com seções RL para o Transformador B

Seção	$z_{b_{Fit}}$		$z_{1_{Fit}}$		$z_{2_{Fit}}$	
	R [M Ω]	L [H]	R [M Ω]	L [H]	R [Ω]	L [H]
1	5,1635	2944,5	1,0919	650,10	-	-
2	9,7762	9,0812	-	-	-	-

As curvas de resposta em frequência da magnitude e da fase para as impedâncias modeladas $z_{b_{Fit}}(\omega)$, $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$, obtidas com os dados da Tabela 4.5 à Tabela 4.7, são mostradas na Figura 4.9.

Observando a resposta em frequência $z_{b_{Fit}}(\omega)$ (Figura 4.9 (a) e (b)), nota-se que o comportamento das curvas da magnitude e da fase são

semelhantes aos das curvas da resposta em frequência $z_b(\omega)$.

Para a resposta em frequência $z_{1_{Fit}}(\omega)$ (Figura 4.9 (c) e (d)), os valores da impedância $z_{1_{Fit}}(\omega)$ diferem dos valores da impedância $z_1(\omega)$ da frequência inicial até aproximadamente 150 Hz. Nestas frequências iniciais, a fase de $z_1(\omega)$ possui valores de até 175° . As diferenças entre as curvas de respostas em frequência de $z_1(\omega)$ e de $z_{1_{Fit}}(\omega)$ ocorrem devido aos valores dos parâmetros da primeira célula RLC e das seções RL que são positivos (Tabela 4.6 e Tabela 4.7). Isto faz com que os valores de fase de $z_{1_{Fit}}(\omega)$ não sejam superiores à 90° , impossibilitando que os valores das curvas de $z_{1_{Fit}}(\omega)$ sejam semelhantes aos valores das curvas de $z_1(\omega)$. Após a frequência de 150 Hz, os valores da curva da resposta em frequência $z_{1_{Fit}}(\omega)$ são similares aos valores da curva de resposta em frequência $z_1(\omega)$. Em aproximadamente 40 kHz, o valor do módulo de $z_{1_{Fit}}(\omega)$ é 10 vezes maior que o do módulo de $z_1(\omega)$ (Figura 4.9 (c)). Esta diferença é devida aos valores de parâmetros RLC determinados de $z_{1_{Fit}}(\omega)$ serem negativos (Tabela 4.6, célula 5). Como consequência, a resposta em frequência modelada em 40 kHz tende a delinear muito mais o comportamento da fase do que o valor do módulo da resposta em frequência de $z_1(\omega)$ (Figura 4.9 (d)).

Os valores da resposta em frequência modelada $z_{2_{Fit}}(\omega)$ são diferentes dos valores da resposta em frequência $z_2(\omega)$ da frequência inicial até 3,7 kHz (Figura 4.9 (e) e (f)). Nota-se que o comportamento da fase da resposta em frequência $z_2(\omega)$, entre a frequência inicial até 3,7 kHz, é distinto em relação à resposta em frequência de fase de circuitos com células RLC. Assim, os valores de parâmetros de $z_{2_{Fit}}(\omega)$ foram determinados para frequências acima de 3,7 kHz. Semelhante à situação apresentada para a resposta em frequência de $z_{3_{Fit}}(\omega)$ do Transformador A (Figura 4.8 (c) e (d)), o fato de $z_2(\omega)$ não ser representado corretamente por $z_{2_{Fit}}(\omega)$ não prejudica os resultados da modelagem pretendida. Pois, nas respostas em frequência obtidas com o modelo para impedância em aberto (Equação 4.10) e para relação de tensão (Equação 4.13) até à frequência de 3,7 kHz, os valores de impedância $z_{b_{Fit}}(\omega)$ (Figuras 4.9 (a) e (b)) são mais expressivos do que os valores de $z_{2_{Fit}}(\omega)$.

As curvas das respostas em frequências $z_{b_{Fit}}(\omega)$, $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$ tendem a terem o comportamento de picos de ressonâncias em frequências próximas as que ocorrem nas curvas das respostas em frequências $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$. Porém, é um fato que os valores das curvas de módulos e de fase modeladas não são iguais aos valores das curvas deduzidas em todo o espectro. Conforme comentado na modelagem do transformador A, isto se deve à utilização de uma rede de circuito elé-

trico simples (Apêndice B.1), onde valores de parâmetros são facilmente determinados através do método LS.

4.3.3 Validações no Domínio da Frequência

Respostas em Frequência em Aberto

Utilizando os valores de parâmetros calculados para os dois transformadores, as respostas em frequência em aberto do modelo são comparadas com as respostas em frequência medidas e com as impedâncias medidas sob condições nominais referentes aos terminais de alta tensão, respectivamente, do Transformador A, 220 V, e do Transformador B, 22 kV (Figura 4.10). Na Figura 4.10, $\bar{Z}_{measured}$ é a resposta em frequência medida do transformador; \bar{Z}_{RLC} é a resposta em frequência modelada utilizando apenas o circuito com células RLC; \bar{Z}_{Fit} é a resposta em frequência da impedância do modelo utilizando o circuito com células RLC e seções RL (circuito equivalente da Figura 4.2 e da Figura 4.3); \bar{Z}_{Model} é a resposta em frequência do modelo, cujo o circuito equivalente é o mesmo da resposta em frequência \bar{Z}_{Fit} . Para \bar{Z}_{Model} os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{bC_1} e L_{bC_1}) da impedância z_b são substituídos pelos valores calculados a partir de testes sob condições nominais (Apêndice D); $\bar{Z}_{Nominal}$ é a impedância medida sob condições nominais.

Analisando as curvas de resposta em frequência, percebe-se que uma melhor reprodução da resposta em frequência medida é feita pelo modelo proposto \bar{Z}_{Fit} (células RLC e seções RL). Este fato é mais evidente para o Transformador A (Figura 4.10 (a)). De maneira análoga aos resultados apresentados no Capítulo 3, a resposta em frequência do modelo \bar{Z}_{Fit} está em concordância com a resposta em frequência medida (Figura 4.10). Porém, devido aos analisadores de impedância ou geradores de funções não disponibilizarem energia e nível de tensão necessário para magnetizar o núcleo em condições nominais, $\bar{Z}_{measured}$, e conseqüentemente \bar{Z}_{Fit} , não representam corretamente a resposta em frequência da impedância nas baixas frequências. A impedância $\bar{Z}_{Nominal}$ acaba não sendo contemplada pela resposta em frequência de \bar{Z}_{Fit} . De maneira semelhante ao método proposto descrito no Capítulo 3, este fato é resolvido com o modelo \bar{Z}_{Model} . Para as altas frequências, a resposta em frequência está em concordância com a resposta em frequência medida, como também a impedância nominal $\bar{Z}_{Nominal}$ é parte da curva de \bar{Z}_{Model} .

As respostas em frequências de impedâncias em aberto no modelo são oriundas da soma de valores de duas impedâncias (vide Equações

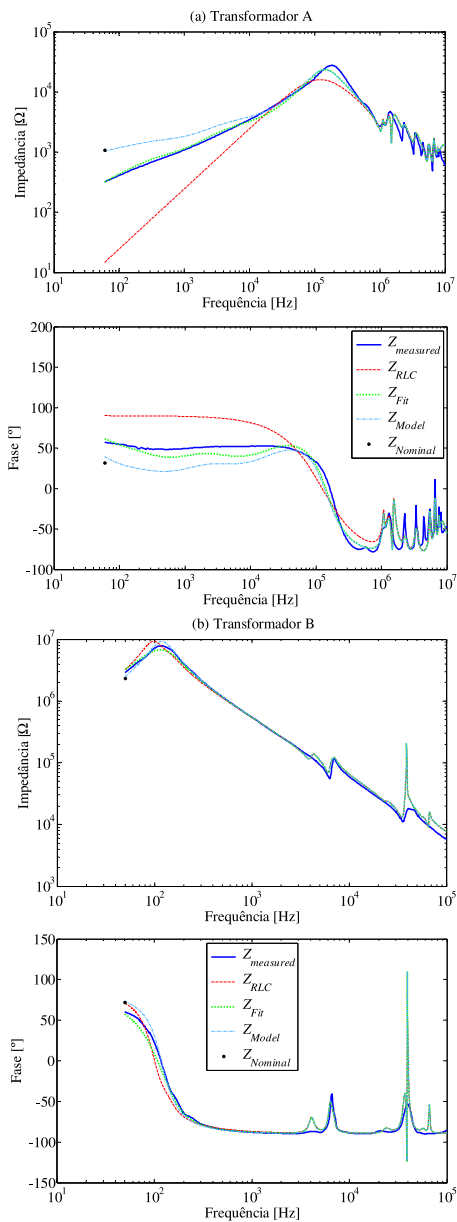


Figura 4.10: Curvas de respostas em frequência da impedância medida em aberto e de respostas em frequência modeladas para os terminais de alta tensão, Transformador A - 220 V e Transformador B - 22 kV.

4.9 à 4.11). Em torno da frequência de 40 kHz, os valores da fase de $z_{b_{Fit}}$ e do módulo de $z_{1_{Fit}}$ são diferentes em relação, respectivamente, aos valores de z_b (Figura 4.9 (b)) e de z_1 (Figura 4.9 (c)). O motivo principal destas discrepâncias se deve ao circuito utilizado no modelo e também aos valores de parâmetros determinados. Como consequência, nas respostas em frequência modeladas para o Transformador B, em aproximadamente 40 kHz, tanto os valores dos módulos quanto das fases são discrepantes em relação aos valores de $\bar{Z}_{measured}$ (Figura 4.10 (b)).

Resposta em Frequência de Relações de Tensão

Utilizando os valores dos parâmetros calculados, as respostas em frequência de relações de tensão do modelo são comparadas com as respostas em frequência de relações de tensão medida para o Transformador A e para o Transformador B, respectivamente mostrada na Figura 4.11 e na Figura 4.12. Nas Figuras 4.11 e 4.12, $\bar{H}_{measured}$ é a resposta em frequência medida do transformador; \bar{H}_{RLC} é a resposta em frequência modelada utilizando apenas o circuito com células RLC (modelo \bar{Z}_{RLC}); \bar{H}_{Fit} é a resposta em frequência da impedância do modelo utilizando o circuito com células RLC e seções RL (modelo \bar{Z}_{Fit}); \bar{H}_{Model} é a resposta em frequência do modelo \bar{Z}_{Model} , cujo o circuito equivalente é o mesmo do modelo \bar{Z}_{Fit} . Porém, os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{bC_1} e L_{bC_1}) da impedância z_b são substituídos pelos valores calculados a partir de teste sob condições nominais (Apêndice D).

Analisando as respostas em frequência das relações de tensão modeladas \bar{H}_{Fit} e \bar{H}_{Model} , observa-se que as respostas em frequência dos modelos reproduzem de maneira satisfatória as respostas em frequência das relações de tensão medidas. Para ambos os transformadores modelados, a tendência dos picos de ressonâncias de maior amplitude são reproduzidos nas respostas em frequência \bar{H}_{Fit} e \bar{H}_{Model} . Para o Transformador A (Figura 4.11) (a) e (b)), nas frequências até 10 kHz, as curvas de respostas em frequência \bar{H}_{Fit} e \bar{H}_{Model} estão mais próximas das curvas de respostas em frequência medidas do que as curvas de resposta em frequência obtidas com células RLC (\bar{H}_{RLC}).

Nas respostas em frequências dos módulos das relações de tensão do Transformador A (Figura 4.11 (c)) e do Transformador B (Figura 4.12 (a)), os picos mais significativos advindos do modelo possuem valores que são, respectivamente, o dobro (em aproximadamente 1,5 MHz) e a metade (em 40 kHz) dos módulos dos valores medidos. Os valores das fases das curvas de respostas em frequências das relações de tensão

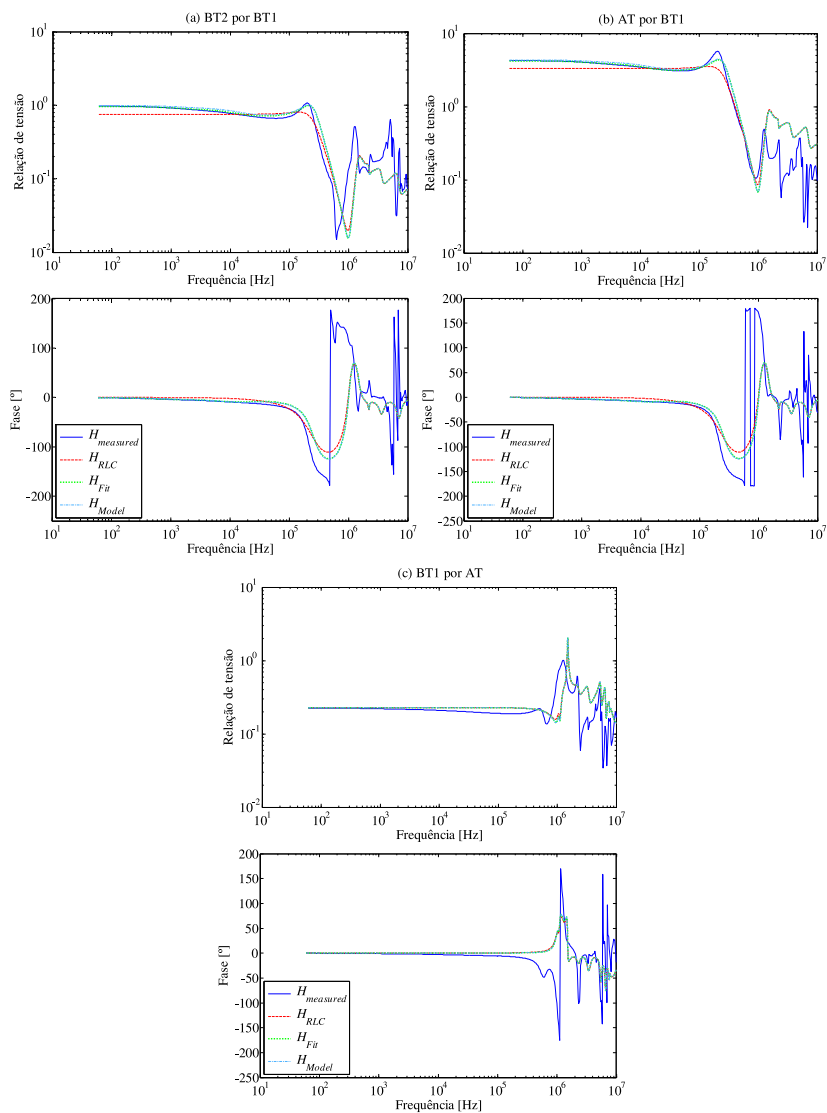


Figura 4.11: Curvas de respostas em frequência de relações de tensão medidas e modeladas para o Transformador A.

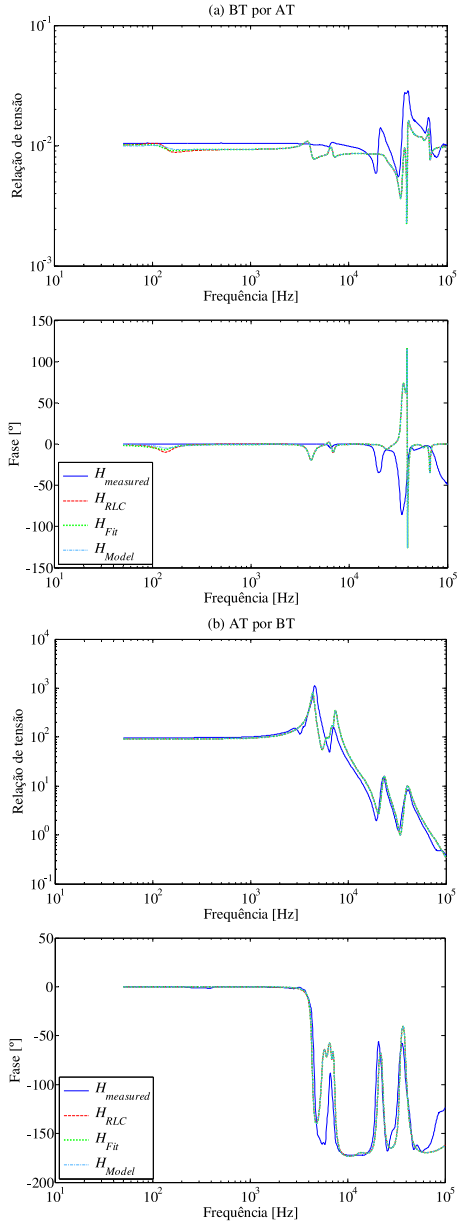


Figura 4.12: Curvas de respostas em frequência de relações de tensão medidas e modeladas para o Transformador B.

adquiridas com os modelos para o Transformador A (Figura 4.11) e para o Transformador B (Figura 4.12 (a)) em frequências acima de 1 MHz e de 30 kHz, respectivamente, possuem valores diferentes das fases das respostas em frequência das relações de tensão medidas.

As discrepâncias entre as curvas de respostas em frequência de relações de tensão modeladas e medidas se devem a três fatores, sendo o terceiro fator o mais preponderante:

- (i) Os valores das impedâncias deduzidas (z_b , z_1 , z_2 e z_3) são estimados a partir de valores dos elementos da matriz $Z(\omega)$ (Equações 4.22 à 4.26). Por sua vez, os valores dos elementos da matriz $Z(\omega)$ são determinados pela solução da Equação 4.4 (Matriz Convencional) ou pela Equação 4.6 (Matriz Híbrida), onde são aplicados, respectivamente, dois ou três tipos de respostas em frequência (em aberto, relações de tensão e em curto-circuito). Como resultado, têm-se valores de elementos da matriz $Z(\omega)$ que possuem informações para representar dois ou três tipos de respostas em frequência. Mas, algumas respostas em frequência são reproduzidas pelos elementos com menor exatidão do que outras.
- (ii) Para a obtenção da resposta em frequência de z_b , a simetria da matriz impedância $Z(\omega)$ é forçada (Equação 4.8) e é considerado que todos os elementos fora da diagonal principal de $Z(\omega)$ são iguais. Porém, os valores dos elementos fora da diagonal principal da matriz impedância não possuem valores iguais ao longo de todo o espectro. Como exemplo, na Figura 4.13 são mostradas as curvas dos elementos fora da diagonal da matriz impedância da modelagem para o Transformador A. Percebe-se diferenças, principalmente entre os valores dos módulos a partir de aproximadamente 700 kHz. Assim, a escolha de qual é o elemento da matriz impedância que será considerado z_b do modelo é importante, pois as respostas de relação de tensão obtidas com o modelo estão relacionadas com os valores deste elemento (Equações 4.12 à 4.16).
- (iii) Devido ao tipo de circuito equivalente utilizado no modelo e dos valores dos parâmetros calculados, as curvas de respostas em frequências das impedâncias $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ não são perfeitamente iguais às curvas de z_b , z_1 , z_2 e z_3 (Figura 4.7 à 4.9). Em decorrência disso, as respostas em frequência das relações de tensão modeladas, as quais são provenientes do circuito formado por $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ (Equação 4.12 à 4.16), possuem valores diferentes das respostas em frequência medidas.

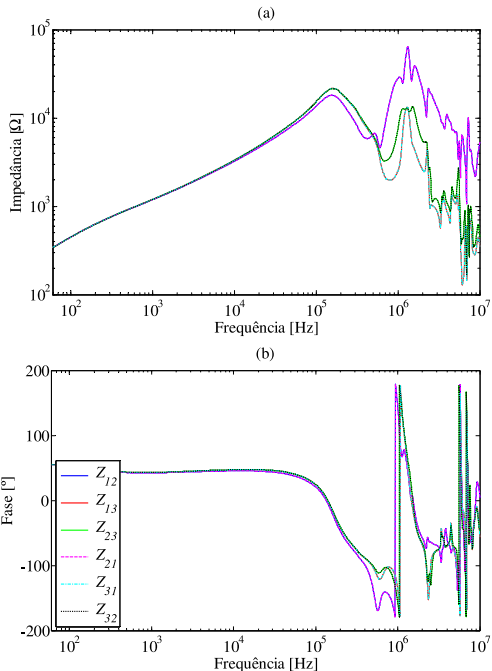


Figura 4.13: Curvas de respostas em frequência dos elementos fora da diagonal da principal da matriz impedância $Z(\omega)$ para o Transformador A.

Respostas em Frequência com Terminais Opostos em Curto Circuito

Na modelagem do Transformador A foi utilizada a matriz impedância híbrida. Desta maneira, as curvas de respostas em frequência em curto do modelo são comparadas com as curvas de respostas em frequência medidas (Figura 4.14). As curvas mostradas na Figura 4.14 são referentes aos terminais de alta (AT) e de baixa (BT1) tensão, cujo os arranjos utilizados na obtenção das respostas são mostrados, respectivamente na Figura 4.15 (a) e na Figura 4.15 (b). Na Figura 4.14, $\bar{Z}_{measured}$ é a resposta em frequência medida do transformador; \bar{Z}_{RLC} é a resposta em frequência modelada onde é empregado apenas o circuito com células RLC; \bar{Z}_{Fit} é a resposta em frequência da impedância do modelo utilizando o circuito com células RLC e seções RL (circuito equivalente da Figura 4.2 e da Figura 4.3); \bar{Z}_{Model} é a resposta em frequência do modelo, cujo os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{bC_1} e L_{bC_1}) da impedância z_b são substituídos pelos

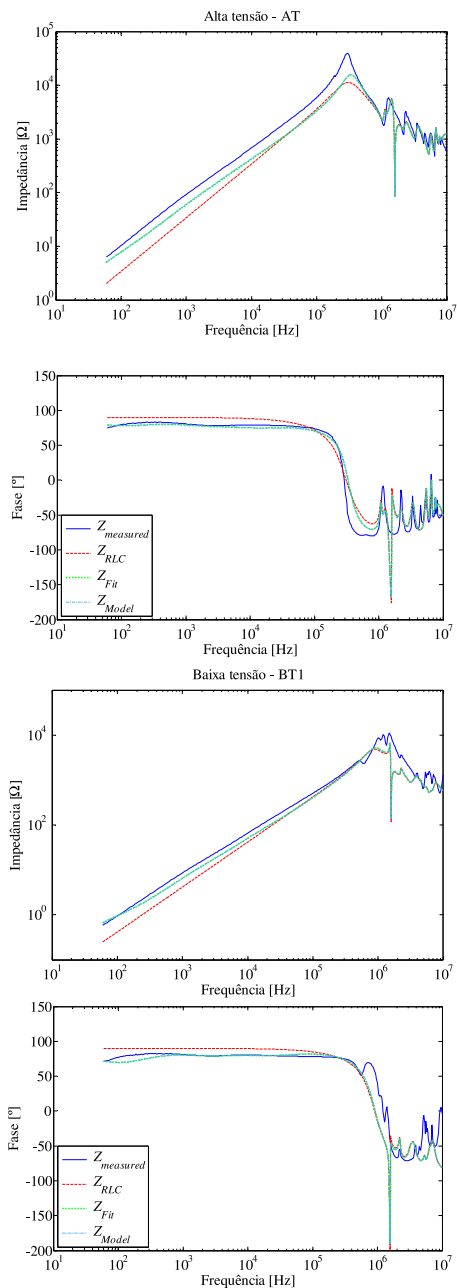


Figura 4.14: Curvas de respostas em frequência da impedância medida em curto e das respostas em frequência modeladas do Transformador A.

valores calculados a partir de testes sob condições nominais (Apêndice D).

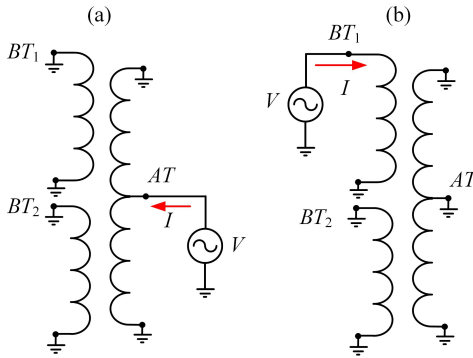


Figura 4.15: Representação do arranjo empregado na obtenção das curvas de respostas em frequência da impedância medida em curto e das respostas em frequência modeladas do Transformador A (Figura 4.14).

Semelhante à explanação feita entre as diferenças nas curvas de respostas em frequência de relações de tensão modeladas e medidas, as diferenças nas curvas de resposta em frequência dos terminais em curto modeladas e medidas se devem a três fatores (citados anteriormente). O terceiro fator é o mais expressivo, onde as curvas de respostas em frequências $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ não são iguais às curvas de z_b , z_1 , z_2 e z_3 (Figura 4.7 à 4.9). Como as respostas em frequências dos terminais em curto do modelo são provenientes da impedância equivalente formada por $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ (Equação 4.19 à 4.21). Então, haverá diferenças entre as curvas de respostas em frequência dos terminais em curto modeladas em relação as curvas de resposta em frequência dos terminais em curto medidas. Um exemplo da consequência destes três fatores pode ser observado nas curvas ilustradas na Figura 4.14, onde nas frequências em torno de 1,5 MHz, os valores dos módulos das impedâncias modeladas são 50 vezes menores do que os valores dos módulos das impedâncias medidas.

4.3.4 Validações no Domínio do Tempo

Com o objetivo de verificar a representação do modelo no domínio do tempo, três tipos de simulações foram realizadas no programa ATP: I - operação com tensão e frequência nominal; II - resposta ao degrau de tensão com frente de onda rápida; III - modelo alimentado com

fonte senoidal com abertura de capacitor carregado através de uma chave. Os resultados das simulações são comparados com formas de onda experimentais.

Os valores de parâmetros dos dois transformadores foram convertidos em redes de parâmetros e armazenados em arquivos de texto de acordo com o formato utilizado no ATP [67]. Três redes foram geradas para modelar o transformador: (i) utilizando apenas células RLC, \bar{Z}_{RLC} ; (ii) uma rede para o modelo, \bar{Z}_{Fit} ; e (iii) uma rede para o modelo, \bar{Z}_{Model} . Neste modelo, os parâmetros R_{bC_1} e L_{bC_1} da rede de impedância z_b do circuito equivalente são modelados, respectivamente, por um resistor (“*nonlinear current-dependent resistor*”, tipo 99) e por um indutor (“*true nonlinear inductor*”, tipo 93) [66, 67]. Os valores não lineares utilizados nestes elementos estão mostrados no Apêndice D.

I - Validação com Tensão e Frequência Nominal

As redes de cada modelo de transformador foram simuladas individualmente a partir da excitação com tensão e frequência nominais. A tensão nominal é aplicada no nó equivalente das redes referente ao terminal de alta tensão dos transformadores. As formas de onda de corrente das redes foram obtidas através da simulação e também foi obtida forma de onda experimental do Transformador A. As descrições dos equipamentos utilizados nas medições estão descritos no Apêndice C.3.

Na Figura 4.16 (a) e (b) são apresentadas as formas de onda de corrente dos Transformadores A e B, respectivamente. Semelhante aos

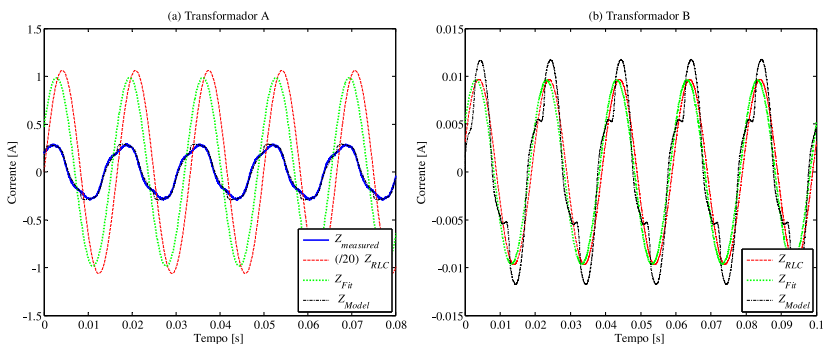


Figura 4.16: Formas de onda de corrente experimental e simuladas utilizando redes com parâmetros equivalentes. Em (a) a forma de onda de corrente da rede \bar{Z}_{RLC} está em uma escala de 20:1.

resultados obtidos no modelo descrito no Capítulo 3, observa-se que

para ambos os modelos \bar{Z}_{RLC} e \bar{Z}_{Fit} , as formas de onda de corrente são puramente senoidais, o que não é esperado para formas de onda de corrente sem carga em condições nominais. As formas de onda de corrente advindas de \bar{Z}_{Model} são distorcidas, o que é comum em transformadores operando sem carga. Para o Transformador A, nota-se a semelhança entre as formas de onda de corrente experimental e de \bar{Z}_{Model} (Figura 4.16 (a)). O valor de pico da corrente experimental e de \bar{Z}_{Model} é, respectivamente, 290 mA e 294 mA e os valores eficazes de 202 mA e de 214 mA.

II - Validação ao Degrau de Tensão

Para a validação do modelo, o Transformador A foi excitado com um degrau de tensão. Foram realizados dois casos, todos utilizando as redes (\bar{Z}_{RLC} , \bar{Z}_{Fit} e \bar{Z}_{Model}) do Transformador A (Figura 4.17). No Caso 1,

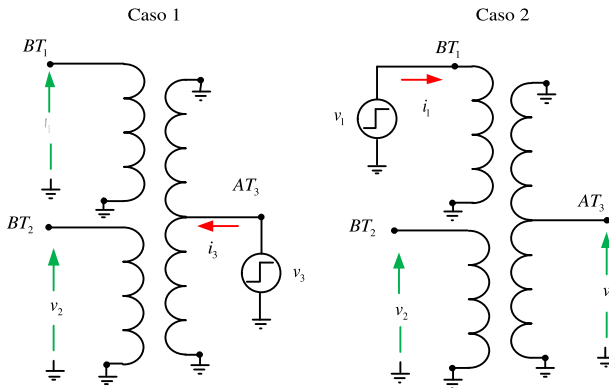


Figura 4.17: Representação do arranjo empregado na obtenção das formas de ondas experimentais e simuladas para o Caso 1 e Caso 2.

foi aplicado o degrau de tensão no terminal de alta tensão (AT) e os demais terminais abertos. Foram obtidas formas de onda de tensões em todos os terminais e da corrente drenada no terminal AT . No Caso 2, a excitação com degrau foi aplicada no terminal de baixa tensão (BT_1) e os demais terminais abertos. Foram também obtidas as formas de onda das tensões em todos os terminais e a forma de onda corrente drenada no terminal BT_1 . As descrições dos equipamentos utilizados nas medições e o aparato de geração e aplicação de degraus de tensão estão apresentadas, respectivamente, no Apêndice C.3 e no Apêndice C.5.

Nas Figuras 4.18 (a) e (b) e nas Figuras 4.19 (a) e (b) estão ilustradas as formas de onda de tensão experimentais e simuladas, respectivamente, para o Caso 1 e Caso 2 (Figura 4.17). Na Figura 4.18 (c) e na Figura 4.19 (c) estão mostradas as formas de onda de corrente experimentais e simuladas, respectivamente, para o Caso 1 e Caso 2.

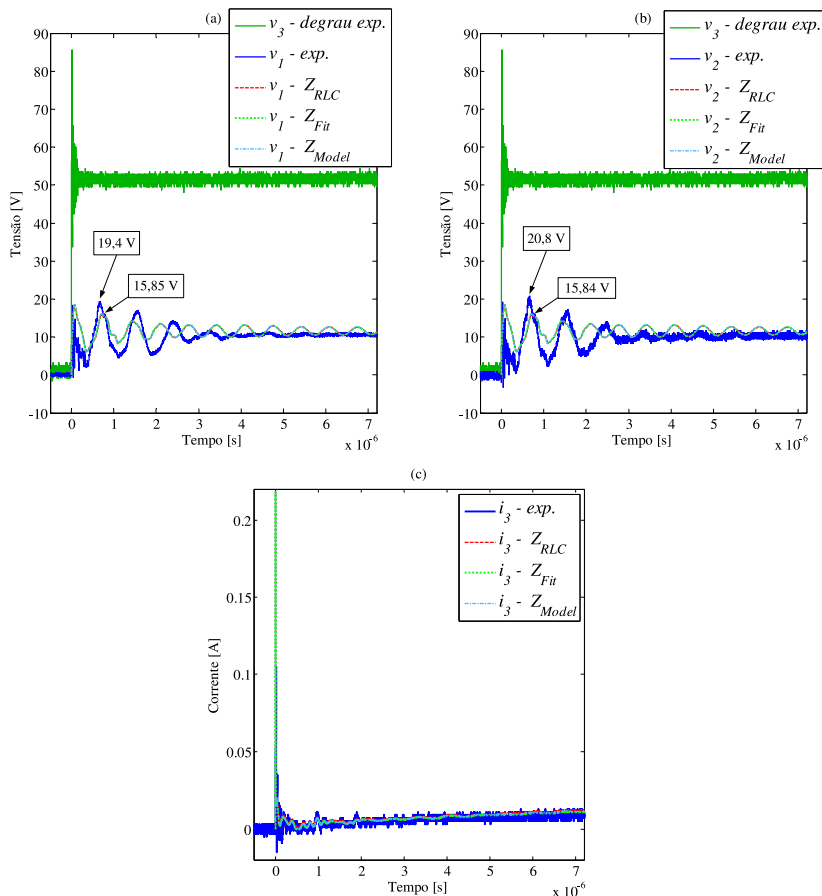


Figura 4.18: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais e simuladas para as três redes para o Caso 1.

Para as formas de onda de tensão transferidas v_1 e v_2 do Caso 1 (Figura 4.18 (a) e (b)), os valores de picos obtidos a partir das redes \bar{Z}_{RLC} , \bar{Z}_{Fit} e \bar{Z}_{Model} variam em relação aos valores experimentais entre 5% à 25%. Após $2 \mu\text{s}$, os picos das formas de onda de tensão transferi-

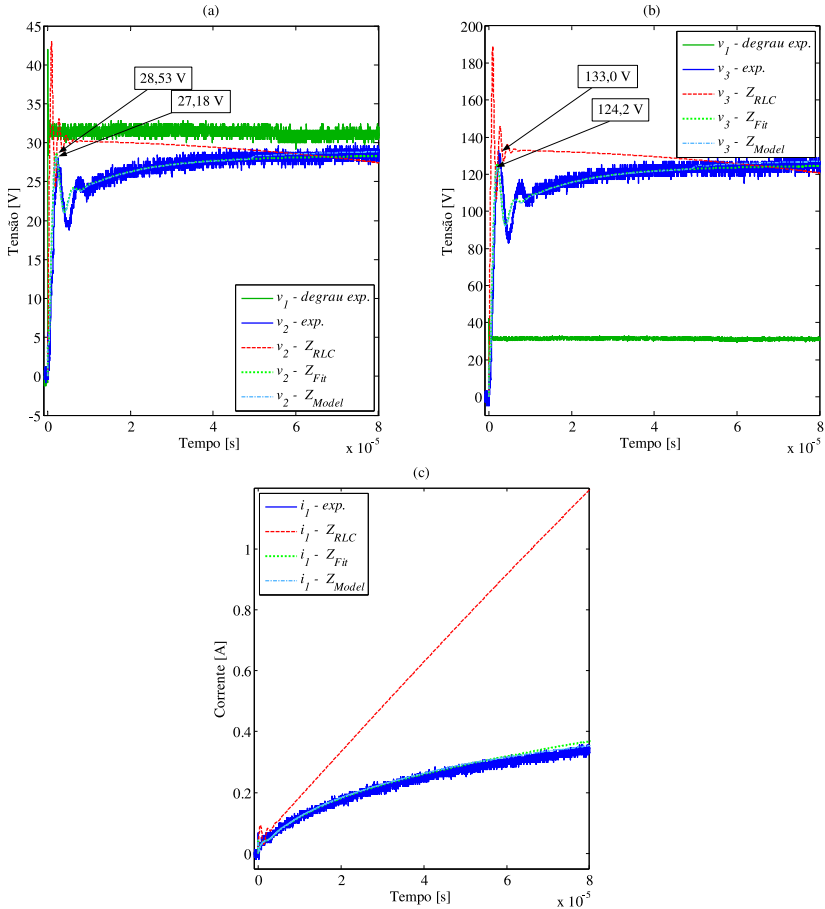


Figura 4.19: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais e simuladas para as três redes para o Caso 2.

das simuladas ocorrem em instantes diferentes dos picos das formas de onda de tensão transferidas experimentais. As diferenças nos valores de tensão e nos instantes de picos nas formas de onda simuladas em comparação as formas de onda de tensão experimentais são consequências dos valores de parâmetros determinados para os modelos. As curvas respostas em frequência das relações de tensão modeladas são satisfatórias, mas não são exatas, em relação as curvas de respostas em frequência de relações de tensão medidas, especialmente para as frequências acima de 1 MHz (Figura 4.11 (c)). Esse fato acaba influenciando nos resultados

das simulações no domínio do tempo.

Para o Caso 1, as formas de onda de corrente drenada nas redes dos modelos (Figuras 4.18 (c)) apresentam comportamento semelhante à forma de onda experimental.

Para as formas de onda do Caso 2 (Figura 4.19), percebe-se que os resultados advindos da rede que é utilizado células RLC, \bar{Z}_{RLC} , diferem dos valores experimentais. Isto não ocorre com os resultados pertencentes às redes \bar{Z}_{Fit} e \bar{Z}_{Model} . Pois, os fenômenos dependentes da frequência são contemplados pelo modelo e são representados pelas de seções RL no circuito equivalente (Figura 4.3 e Figura 4.4). As formas de onda de tensão transferidas simuladas com as redes \bar{Z}_{Fit} e \bar{Z}_{Model} são parecidas com as formas de onda experimentais, os valores de pico variam em relação aos experimentais entre 2% à 10% (Figuras 4.19 (a) e (b)). Estes fatos ocorrem no domínio do tempo, pois são uma consequência das respostas em frequência das relações de tensão \bar{H}_{Fit} e \bar{H}_{Model} , as quais reproduzem melhor a resposta em frequência medida até 1 MHz do que a resposta em frequência da relação de tensão \bar{H}_{RLC} (Figura 4.11 (a) e (b)).

III - Modelo Alimentado com Fonte Senoidal com Abertura de Capacitor Carregado Através de uma Chave

Nesta simulação é utilizado o transformador com três terminais. Um dos terminais é alimentado com uma fonte de tensão senoidal. Em outro terminal há um capacitor que ao longo da simulação será desconectado através de uma chave.

Na Figura 4.20 é mostrado um esboço do arranjo utilizado tanto no experimento quanto na simulação. O terminal AT_3 foi alimentado com tensão nominal v_3 . O terminal BT_1 foi conectado a um capacitor C , de $8 \mu\text{F}$, por meio de uma chave. O terminal BT_2 foi mantido em aberto. Foram obtidas as formas de ondas de tensão v_1 , v_2 , v_3 e de corrente i_1 que estão indicadas na Figura 4.20. A chave foi aberta em aproximadamente 12 ms. Os dados experimentais foram adquiridos a partir do Transformador A (2 kVA, 220/50/50 V, 60 Hz, com três terminais de acesso) e as simulações foram realizadas com as redes de parâmetros elétricos \bar{Z}_{Fit} e \bar{Z}_{Model} deste transformador. Os equipamentos empregados nas medições são apresentadas Apêndice C.3. As componentes harmônicas da fonte de tensão experimental foram também simuladas. Os valores da ordem, da tensão de pico e da fase das componentes harmônicas estão disponíveis no Apêndice E.

Na Figura 4.21 são apresentadas as formas de onda experimentais e simuladas das tensões v_1 , v_2 , v_3 e da corrente i_C . Na Figura 4.22

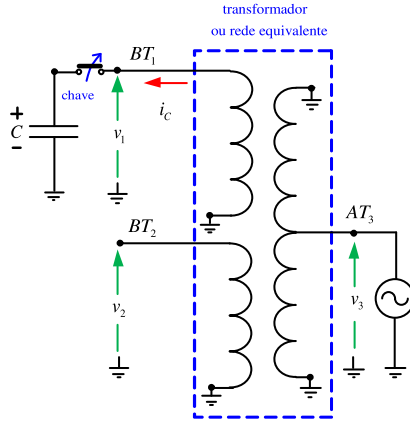


Figura 4.20: Arranjo do experimento e da simulação realizada com alimentação com tensão nominal e abertura de uma chave.

são mostradas em detalhes as formas de onda da tensão v_1 e da tensão transferida v_2 (Figura 4.21) na abertura da chave.

Analisando as formas de onda da Figura 4.22 (a), nota-se que as oscilações das tensões simuladas v_1 são semelhante com às oscilações da forma de onda experimental. Na Figura 4.22 (b), as formas de onda de tensão simuladas v_2 tem amplitudes e instantes de picos diferentes da forma de onda de tensão experimental. Isto é uma consequência das respostas em frequência das relações de tensão modeladas não serem exatamente iguais as respostas em frequência de tensão medidas para frequências acima de 1 MHz (Figura 4.11 (a)).

A amplitude do primeiro pico da tensão transferida v_2 *exp.* (Figura 4.22 (b)) não é reproduzida pelos modelos, conforme podem ser observados nas formas de onda de tensão v_2 *Z_{Fit}* e v_2 *Z_{Model}*. Entretanto, este primeiro pico pode ser desconsiderado na análise de resultados pois trata-se de valor de tensão com frequência superior à 10 MHz, a qual é superior aos 3 MHz de frequência máxima proposta nos objetivos desta tese. Apesar das diferenças de valores e instantes de picos das formas de onda da tensão transferidas, os resultados obtidos nesta validação justificam a modelagem pretendida por esta tese, onde pretende-se que modelos representem formas de ondas de tensões transferidas aos terminais equivalentes de transformadores que estejam operando em frequência industrial e sendo submetidos a surtos.

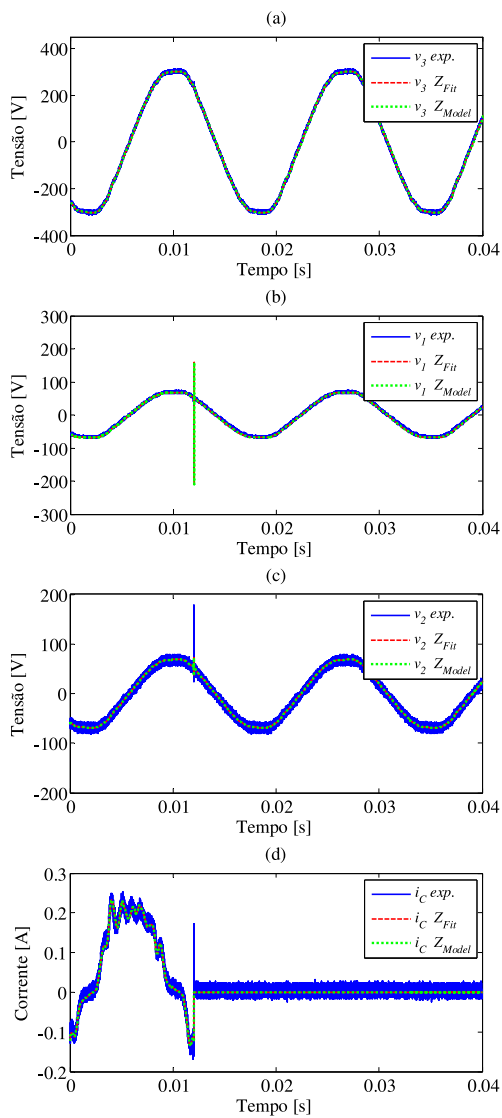


Figura 4.21: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais (*exp.*) e simuladas (Z_{Fit} e Z_{Model}).

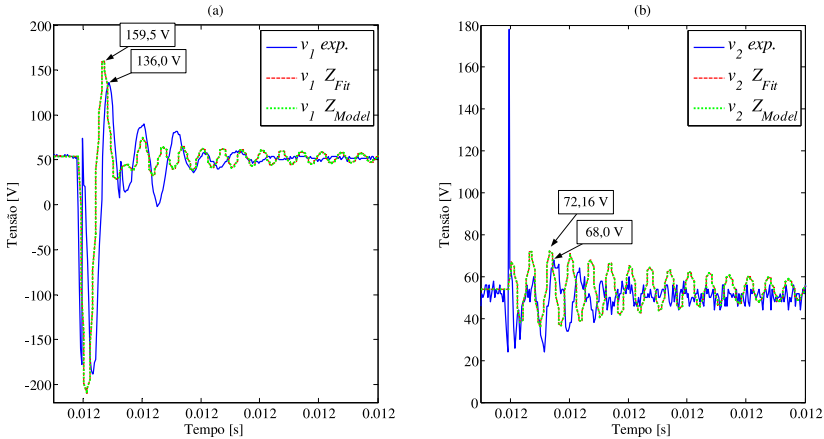


Figura 4.22: Detalhes das formas de onda de tensão v_1 e v_2 da Figura 4.21, respectivamente, em (a) e (b). O intervalo de tempo mostrado está compreendido entre 11,999 ms à 12,01 ms.

4.4 Aplicação do Modelo (RLC+RL) em um Sistema Elétrico

Para justificar a aplicação da modelagem proposta, o modelo do Transformador B é inserido na simulação de um sistema elétrico submetido à um evento transitório onde uma descarga atmosférica é acoplada com formas de onda de frequência industrial. O estudo é realizado no ramo de um sistema de distribuição de energia monofásico, no qual uma descarga ocorre ao longo da linha de alta tensão que alimenta um transformador. A composição e a modelagem dos elementos do sistema de distribuição são descritos a seguir. As formas de onda de tensão e de corrente nos terminais do modelo do transformador são apresentadas. As simulações foram realizadas no programa ATP.

4.4.1 Composição e Modelagem do Sistema

Na Figura 4.23 é ilustrado o sistema de distribuição simulado. O sistema é composto por um cabo aéreo com comprimento de 1 km. Em uma das extremidades do cabo é conectado o barramento infinito. Na outra extremidade são conectados o para-raios e o terminal de alta tensão do transformador. O para-raios e o transformador possuem aterramento comum. No lado de baixa tensão do transformador são

ligados um cabo de fase e um de neutro. Os cabos estendem-se do transformador até o ponto de conexão de carga e cada cabo possui comprimento médio de 5 m. As duas extremidades do cabo de neutro são conectadas, respectivamente, no aterramento do transformador e no aterramento do ponto de conexão de carga. Na Figura 4.24 é mostrado o esboço da instalação elétrica entre o transformador e o ponto de conexão de carga.

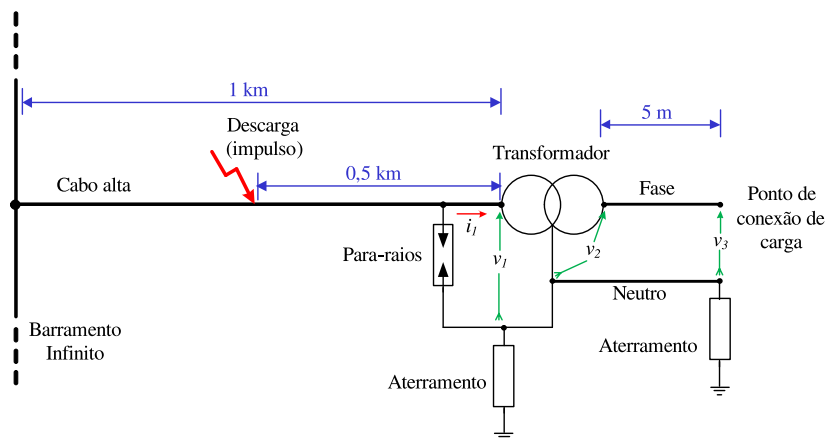


Figura 4.23: Ilustração do sistema de distribuição.

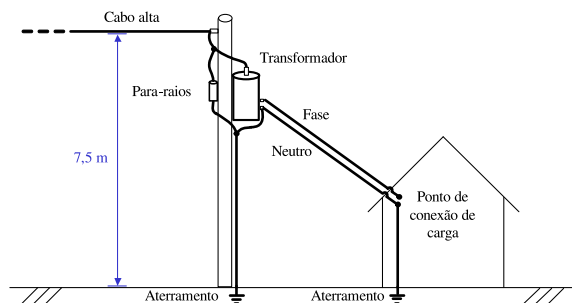


Figura 4.24: Esboço da instalação elétrica.

Cabo de alta tensão: A modelagem utilizada para o cabo foi a do modelo JMarti (parâmetros dependentes da frequência) [68, 69]. A resistividade do solo considerada foi de $\rho_g = 2300 \Omega.m$. Os valores do diâmetro e da resistência em corrente contínua do cabo foram,

respectivamente, de 0,636 cm e de 1,3548 Ω/km [73].

Para-raios: Foi utilizado o modelo de para-raios de óxido de zinco (ZnO) [17, 21]. O circuito elétrico do modelo é mostrado na Figura 4.25.

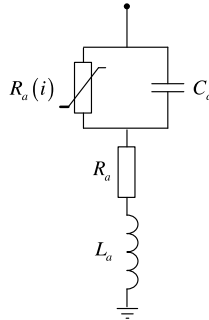


Figura 4.25: Circuito elétrico equivalente do modelo de para-raios [17].

No circuito elétrico do modelo do para-raios (Figura 4.23), $R_a(i)$ é a resistência não linear das camadas granulares que rodeiam os grãos de ZnO. A resistência R_a e a indutância L_a modelam as características físicas dos grãos e também as conexões elétricas entre o para-raios e o transformador. C_a é a capacitância do bloco do para-raios. Os valores da curva de tensão versus corrente da resistência $R_a(i)$, utilizados nas simulações, são apresentados na Tabela 4.8 [74]. Os valores dos demais parâmetros são mostrados na Tabela 4.9 [21].

Tabela 4.8: Valores de corrente e tensão utilizados na resistência $R_a(i)$ [74]

Corrente [A]	Tensão [kV]	Corrente [kA]	Tensão [kV]
0,001	24,8	0,5	65,9
0,01	31,6	1	67,7
0,1	38,8	2,5	70,4
1	45,6	5	75,0
10	52,3	7,5	77,7
50	59,1	10	80,0
100	61,2	15	82,9
250	63,8	20	85,2

Transformador: Foi utilizado na simulação a rede de parâmetros elétricos \bar{Z}_{Model} obtida para o Transformador B (16 kVA 22/0,24 kV, 50 Hz).

Cabos de baixa tensão: Os cabos de baixa tensão, por serem curtos, foram caracterizados com o modelo tipo PI disponível no ATP

Tabela 4.9: Valores dos parâmetros utilizados no modelo do para-raios [21]

Parâmetro	Valor
$R_a [\Omega]$	0,6
$L_a [\mu H]$	0,5
$C_a [nF]$	0,1

[68]. Para modelar os cabos com parâmetros distribuídos, foram utilizados 16 seções no modelo PI [17]. Os valores dos dados utilizados na modelagem são mostrados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10: Valores dos parâmetros dos cabos de baixa tensão.

Parâmetro	Valor
Comprimento médio dos cabos	5 [m]
Altura média do cabo de fase	4,75 [m]
Altura média do cabo de neutro	4,45 [m]
Distância média entre os cabos	0,3 [m]
Dímetro do condutor	4,8 [mm]
Espessura da isolamento	1,6 [mm]
Permissividade relativa da isolamento	2,5
Resistividade do condutor	$1,72 \times 10^{-8}$ [$\Omega.m$]
Resistividade do solo	2300 [$\Omega.m$]

Indutâncias e Resistências de aterramento: Os valores das resistências de cada aterramento foram considerados de 10Ω . Foi estimado um valor de indutância de $6,5 \mu H$ para o condutor que une o para-raios e o transformador até o terra. Ainda, o valor da indutância entre o condutor neutro, no ponto de conexão da carga, até o terra foi considerado de $3 \mu H$ [73].

Impulso: A simulação da descarga atmosférica foi realizada com a excitação do impulso de corrente feita com uma fonte tipo Heidler [68]. O impulso simulado tem uma amplitude de $5 kA$ com forma de onda do tipo 30/60 μs [17].

4.4.2 Simulações e Resultados

Na simulação o transformador é alimentado com tensão e frequência nominal e está operando em vazio. No tempo igual a $40 ms$, um impulso de corrente é aplicado na linha de alta tensão à $500 m$ de distância do transformador (Figura 4.23). A forma de onda do impulso de corrente aplicada pode ser visualizada na Figura 4.26 (a).

Na Figura 4.26 (b) é apresentada a forma de onda de tensão no terminal de alta tensão do transformador v_1 (vide Figura 4.23). Na Figura 4.26 (c) são mostradas as formas de onda de tensão no terminal

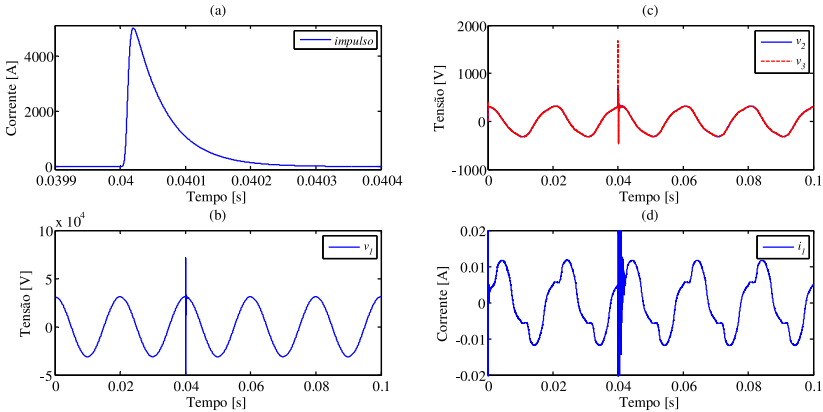


Figura 4.26: Formas de onda de tensão e corrente obtidas na simulação.

de baixa tensão do transformador, v_2 , e no ponto de conexão da carga, v_3 . A forma de onda de corrente i_1 na entrada do transformador está ilustrada na Figura 4.26 (d). Detalhes das formas de onda das tensões, v_1 , v_2 e v_3 , e da corrente i_1 nos instantes tempo do transitório são exibidas na Figura 4.27.

A amplitude da tensão v_1 em regime é de 31,1 kV. Devido ao impulso de corrente, a amplitude da tensão v_1 atinge 71,2 kV (Figura 4.27 (a)). As amplitudes das tensões v_2 e v_3 em regime são de aproximadamente 316 V, ao longo do transitório alcançaram valores de pico de 695 V e de 1676 V, respectivamente (Figura 4.27 (b)). Durante o transitório, o valor da tensão v_3 , no ponto de conexão de carga (Figura 4.23), é aproximadamente cinco vezes maior do que o valor da tensão em regime. Os valores de amplitude máxima e mínima de corrente no transitório são, respectivamente, 3,795 A e -4,358 A, e em regime o valor da amplitude da corrente é de 11,7 mA (Figura 4.27 (c)).

A partir dos resultados verifica-se que ao longo do evento do transitório as formas de onda originadas pelo surto são acopladas às formas de onda oriundas da fonte de tensão em frequência nominal. Nota-se que a forma de onda da corrente antes e após o evento transitório é característica às formas de onda de corrente de transformadores operando em aberto (Figura 4.26 (d)). Além disso, durante o transitório a tensão no ponto de conexão de carga é aumentada.

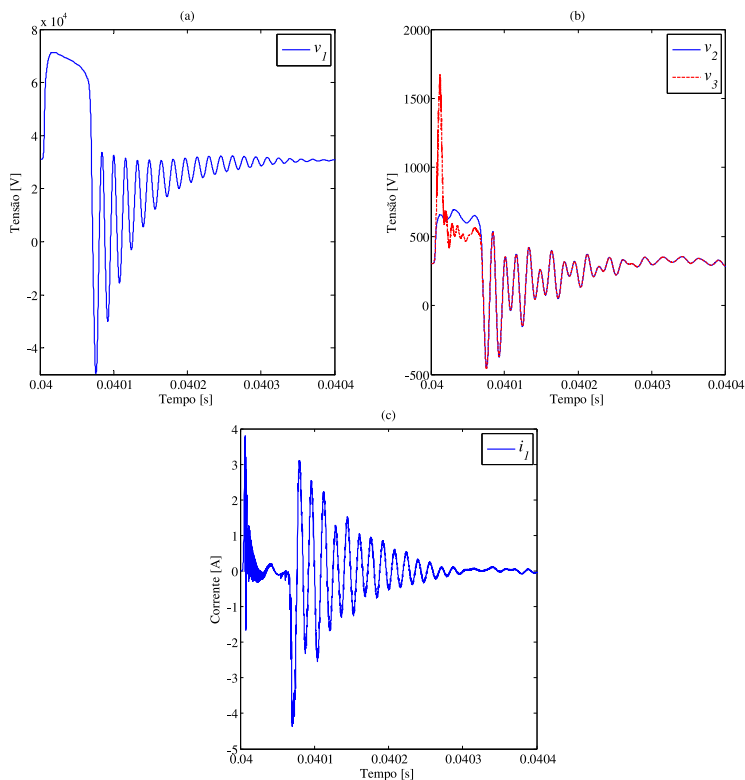


Figura 4.27: Detalhes das formas de onda de tensão e corrente visualizadas nas Figuras 4.26 (b), (c) e (d).

4.5 Circuito Elétrico Equivalente (RLC + RL + CRLG)

4.5.1 Introdução

Com o objetivo de melhorar a representatividade do modelo de transferência de tensão, a seguir é proposto o modelo com a configuração tipo T constituído por células RLC, seções RL e redes de impedância tipo CRLG.

Os circuitos elétricos do modelo para transformadores com dois e três terminais (Figura 4.1) estão mostrados, respectivamente, na Figura 4.28 e na Figura 4.29. As impedâncias $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ são constituídos apenas por redes do tipo CRLG.

Na Figura 4.30 é mostrado em detalhes o circuito equivalente da impedância $z_b(\omega)$ do modelo. De maneira análoga aos circuitos dos modelos descritos no Capítulo 3 e na Seção 4.2, na Figura 4.30, o Bloco 1 e o Bloco 2 reproduzem as respostas em frequência da impedância $z_b(\omega)$ a partir da segunda ressonância e a primeira ressonância, respectivamente. O Bloco 3 é constituído por uma rede de parâmetros CRLG, responsável pela modelagem das respostas em frequência ao longo do espectro. Nas simulações no domínio do tempo, para reproduzir a impedância em aberto sob condições nominais, as características não lineares do material ferromagnético são acrescentadas nos parâmetros R_{bC_1} e L_{bC_1} da rede de circuito da impedância $z_b(\omega)$.

As redes de impedância CRLG são empregadas no modelo com a intenção de obter curvas de respostas em frequências modeladas com valores mais próximos aos de respostas em frequências medidas. Esta configuração de rede permite que os valores de módulos e de fases de respostas em frequências sejam melhor representados com o modelo do que somente com a utilização de células RLC (Apêndice B.1). Todavia, os circuitos com células RLC e seções RL não são negligenciados na impedância $z_b(\omega)$. O circuito com células RLC auxilia na modelagem das principais ressonâncias da resposta em frequência. As seções RL modelam efeitos dependentes da frequência no núcleo, onde de uma maneira mais fácil, do que em um circuito CRLG, podem ser inseridos as características não lineares do material ferromagnético [38, 44].

A determinação de valores de parâmetros da rede CRLG é feita com a rotina *Matrix Fitting* [52, 55]. Esta rotina aplica o método *Vector Fitting* (VF) no cálculo de valores de coeficientes de frações parciais (vide Apêndice F). Posteriormente, os valores de coeficientes de frações parciais são convertidos em valores de parâmetros elétricos do circuito CRLG (Apêndice F).

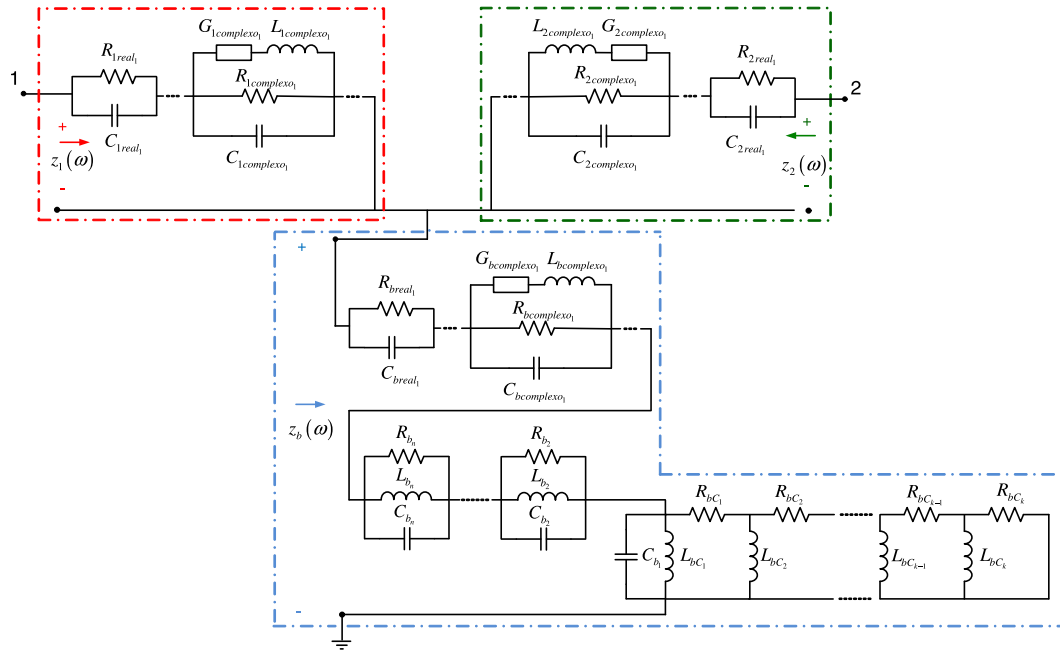


Figura 4.28: Circuito elétrico equivalente do modelo proposto para transformadores com dois terminais (RLC+RL+CRLG).

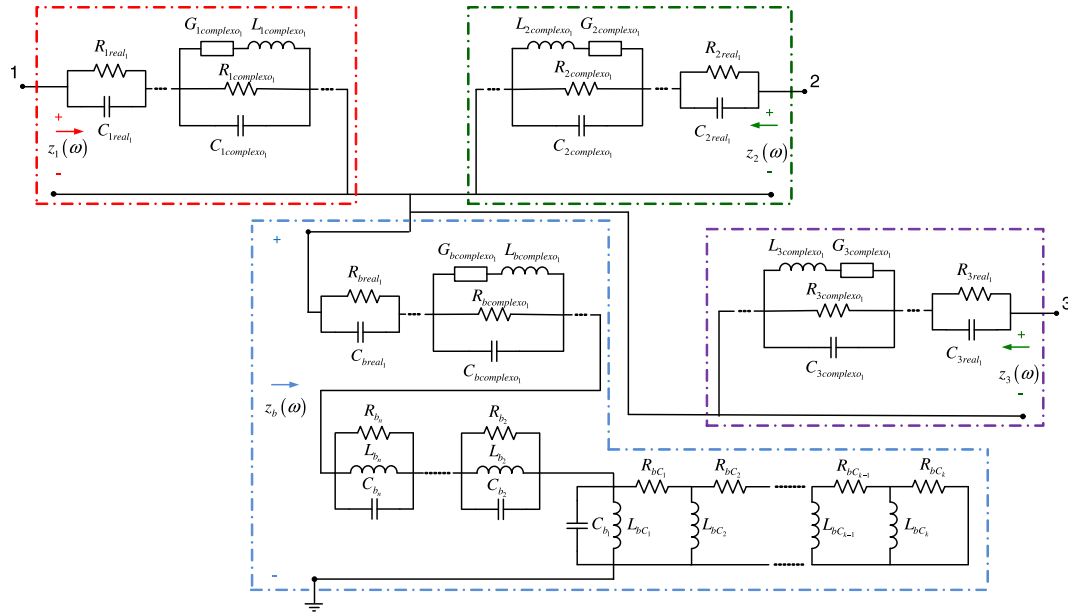


Figura 4.29: Circuito elétrico equivalente do modelo proposto para transformadores com três terminais (RLC+RL+CRLG).

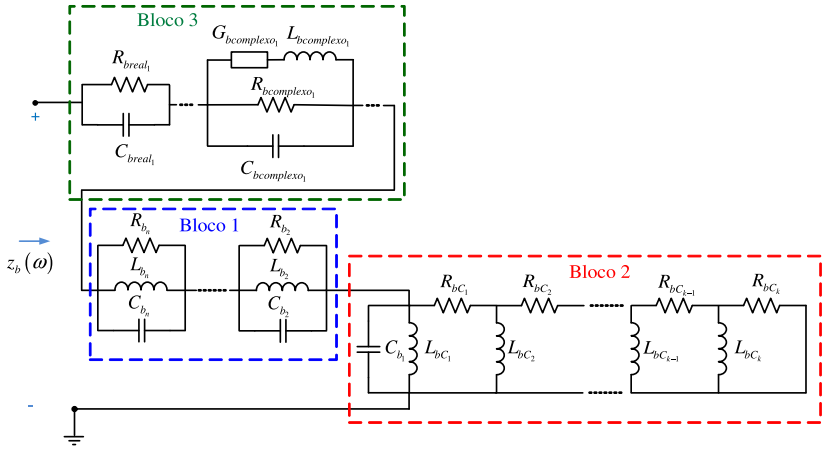


Figura 4.30: Representação do circuito elétrico equivalente da impedância $z_b(\omega)$ do modelo.

4.5.2 Determinação de Valores de Parâmetros

No fluxograma da Figura 4.31 são apresentadas as 13 etapas envolvidas na determinação dos valores de parâmetros do modelo (Figura 4.28 e Figura 4.29).

Da *Etapa 1* à *Etapa 7* são calculados valores de parâmetros do circuito com células RLC, seções RL e redes de impedância CRLG referente à resposta em frequência da impedância $\bar{z}_b(\omega)$.

Na *Etapa 1* até *4*, valores de parâmetros do circuito com células RLC e seções RL são calculados por meio do método LS. As descrições destas etapas são iguais às explanações realizadas nas *Etapas 1* à *4* na Seção 4.2.5.

Na *Etapa 5*, a resposta em frequência da impedância $\bar{z}_{b_{rest}}$ é determinada pela Equação 4.31. Para a determinação da resposta em frequência da impedância $\bar{z}_{b_{rest}}$ (Equação 4.31), a resposta em frequência da impedância das células RLC maiores e igual à ressonância de ordem 2 (*Etapa 2*) são subtraídas da resposta em frequência da impedância $\bar{z}_b(\omega)$. Também são descontadas a resposta em frequência da impedância equivalente da reatância capacitiva de C_1 (*Etapa 2*) com a resposta em frequência da impedância das seções RL, $\bar{z}_{b_{RL}}$ (*Etapa 4*).

$$\bar{z}_{b_{rest}}(\omega) = \bar{z}_b(\omega) - \sum_{i=2}^n \frac{1}{\frac{1}{R_{b_i}} + \frac{1}{j\omega L_{b_i}} + j\omega C_{b_i}} - \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{\bar{z}_{b_{RL}}(\omega)}} \quad (4.31)$$

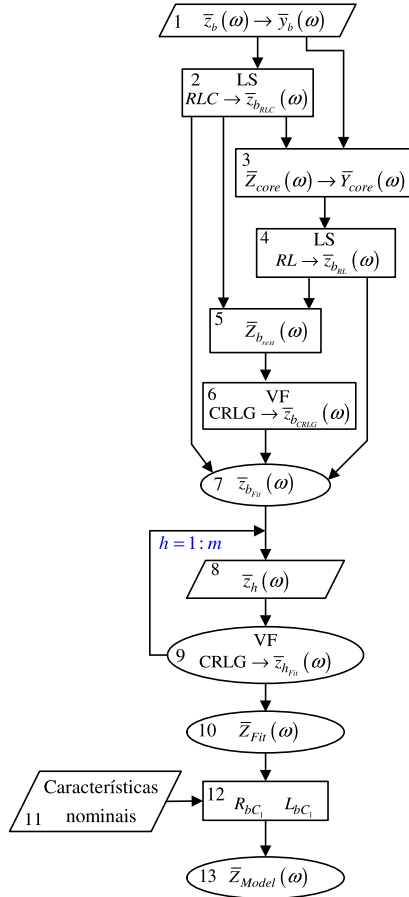


Figura 4.31: Fluxograma das etapas envolvidas na determinação de valores de parâmetros do modelo.

Na *Etapa 6*, a resposta em frequência da impedância $\bar{z}_{b_{rest}}$ é aplicado no método VF e valores de parâmetros da rede de impedância CRLG são computados (Apêndice F). Como resultado, tem-se a resposta em frequência da impedância $\bar{z}_{b_{CRLG}}(\omega)$.

Em seguida na *Etapa 7*, com os valores de parâmetros das células RLC, das seções RL e da rede de impedância CRLG, a resposta em frequência $\bar{z}_{b_{fit}}(\omega)$ é obtida.

Entre as *Etapas 8 e 9*, são determinados valores de parâmetros do circuito com redes de impedância CRLG, os quais modelam as res-

postas em frequências provenientes de enrolamentos $\bar{z}_h(\omega)$, resultando nas respostas em frequências $\bar{z}_{h_{Fit}}(\omega)$. O índice h varia em função da quantidade de m terminais de acesso do transformador. Os dados de entrada da admitância $\bar{z}_h(\omega)$ são obtidos utilizando o conjunto de equações 4.24 à 4.26 (*Etapa 8*). Na *Etapa 9*, a resposta em frequência de cada impedância \bar{z}_h é aplicada no método VF, e valores de parâmetros da rede CRLG são calculados.

Na *Etapa 10*, determina-se o modelo intermediário \bar{Z}_{Fit} por meio dos valores dos parâmetros de $\bar{z}_b(\omega)$ e de $\bar{z}_h(\omega)$.

Entre as *Etapas 11 e 12*, a característica nominal do modelo é adicionada nos valores dos parâmetros R_{bC_1} e L_{bC_1} dos parâmetros da impedância z_b do circuito (Figura 4.28 e Figura 4.29). Conseqüentemente, tem-se o modelo final \bar{Z}_{Model} (*Etapa 13*), o qual representa a resposta em frequência em aberto e sob condições nominais.

4.6 Validação do Modelo (RLC + RL + CRLG)

Com o intuito de validar a metodologia proposta, os mesmos transformadores monofásicos, utilizados no modelo (RLC+RL) são simulados: Transformador A - 2 kVA, 220/50/50 V, 60 Hz com três terminais de acessos; e Transformador B - 16 kVA 22/0,24 kV, 50 Hz com dois terminais [11, 20].

4.6.1 Modelagem do Transformador A

Na modelagem do Transformador A foi utilizada a configuração do circuito T com três terminais (Figura 4.1 (b) e Figura 4.29). A faixa de frequência validada está entre 60 Hz à 10 MHz. De maneira semelhante à modelagem realizada na Seção 4.3, os dados de respostas em frequência medidos foram aplicados no equacionamento da Matriz Impedância Híbrida (Equação 4.6). A matriz impedância foi escalonada e a sua simetria forçada, respectivamente, pelas Equações 4.7 e 4.8.

Utilizando a resposta em frequência da impedância $Z_{23}(\omega)$, foi especificada a resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ (Equação 4.23). As respostas em frequência de $z_1(\omega)$ e de $z_2(\omega)$ foram deduzidas, respectivamente, a partir das Equações 4.24 e 4.25. A resposta em frequência de $z_3(\omega)$ foi determinada com a Equação 4.32, onde $z_{b_{Fit}}(\omega)$ é a resposta em frequência obtida com os valores de parâmetros determinados pelos métodos LS e VF.

$$z_3(\omega) = Z_{33}(\omega) - z_{b_{Fit}}(\omega) \quad (4.32)$$

As curvas de resposta em frequência, magnitude e fase, da impedância $z_b(\omega)$ e da impedância $z_1(\omega)$ são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 4.32 (a) e (b) e nas Figuras 4.32 (c) e (d).

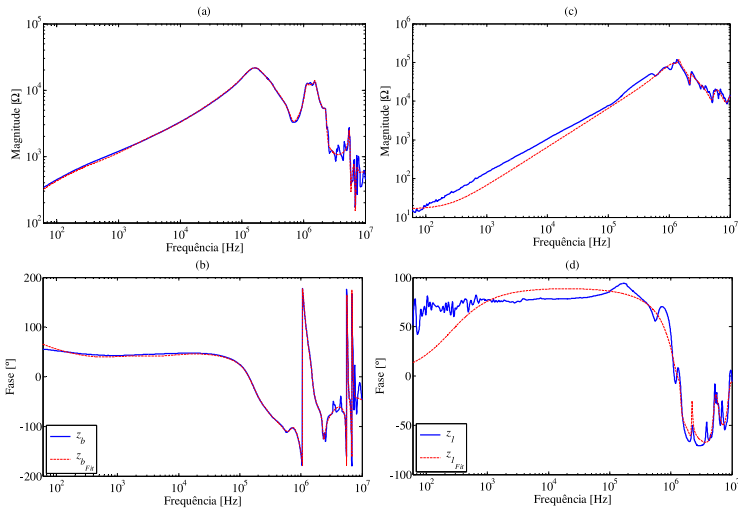


Figura 4.32: Curvas de resposta em frequência das impedâncias $z_b(\omega)$ e $z_1(\omega)$ e suas respectivas curvas de respostas em frequências modeladas ($z_{b_{Fit}}(\omega)$ e $z_{1_{Fit}}(\omega)$) para o Transformador A.

Nas Figuras 4.33 (a) e (b) são mostradas as curvas de resposta em frequência da impedância $z_2(\omega)$, e nas Figuras 4.33 (c) e (d) são ilustradas as curvas de resposta em frequência da impedância $z_3(\omega)$.

Na Tabela 4.11 são exibidos os valores dos parâmetros das células RLC e na Tabela 4.12 são expostos os valores dos parâmetros das seções do circuito RL calculados para a resposta em frequência da impedância z_b do modelo para o Transformador A. Os valores dos parâmetros determinados para as redes CRLG através do método *Vector Fitting* para as respostas em frequência das impedâncias $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ são apresentados no Apêndice G nas Tabelas de G.2 à G.4.

Tabela 4.11: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC para o Transformador A

Célula	Iterações	$z_{b_{Fit}}$		
		R [k Ω]	L [mH]	C [pF]
1	10	16,002	38,685	42,939
2		12,091	0,3080	36,935

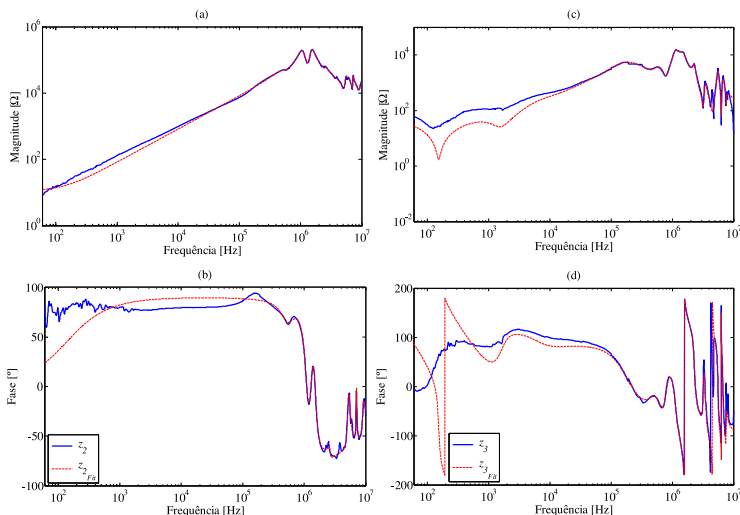


Figura 4.33: Curvas de resposta em frequência das impedâncias $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$ e as respectivas curvas de respostas em frequências modeladas ($z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$) para o Transformador A.

Tabela 4.12: Valores dos parâmetros do circuito com seções RL para o Transformador A

Seção	z_{bFit}	
	R [kΩ]	L [H]
1	0,6038	1,0757
2	0,6573	0,3704
3	2,3593	0,1230
4	11,596	0,0333
5	10,300	0,1075

Nas Figuras 4.32 (a) e (b) são mostradas as curvas de resposta em frequência modeladas $z_{bFit}(\omega)$ da magnitude e da fase, respectivamente, as quais foram obtidas com os dados das Tabelas 4.11, 4.12, G.2 e G.3. Nas Figuras 4.32 (c) e (d) são apresentadas as curvas de respostas em frequência modeladas $z_{1Fit}(\omega)$. Na Figura 4.33 são ilustradas as curvas de respostas em frequência modeladas $z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$. As curvas de resposta em frequência $z_{1Fit}(\omega)$, $z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$ foram obtidas com os dados das Tabelas G.2 à G.4.

Os valores das curvas de respostas em frequência das impedâncias modeladas $z_{bFit}(\omega)$, $z_{1Fit}(\omega)$, $z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$ estão de acordo, respectivamente, com os valores das respostas em frequência $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$,

$z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$. As maiores diferenças ocorrem nos valores de fase das impedâncias modeladas $z_{1_{Fit}}(\omega)$, $z_{2_{Fit}}(\omega)$ e $z_{3_{Fit}}(\omega)$ em relação às respectivas impedâncias $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e $z_3(\omega)$, até a frequência de aproximadamente 60 kHz (Figura 4.32 (d), Figuras 4.33 (b) e (d)).

4.6.2 Modelagem do Transformador B

Semelhante à modelagem realizada na Seção 4.3, nesta modelagem foi utilizada a configuração do circuito T com dois terminais. A faixa de frequência analisada está entre 50 Hz à 100 kHz. Os dados de resposta em frequência medidos foram inseridos no equacionamento da Matriz Impedância Convencional (Equação 4.4). A matriz impedância foi escalonada e a simetria foi forçada (Equações 4.7 e 4.8).

Para a obtenção da resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ foi utilizada a resposta em frequência do elemento da matriz impedância $Z_{12}(\omega)$ (Equação 4.30). As respostas em frequência das impedâncias $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$ foram calculadas, respectivamente, pelas Equações 4.33 e 4.34. A resposta em frequência $z_{b_{Fit}}(\omega)$ é obtida com os valores dos parâmetros determinados pelos métodos LS e VF.

$$z_1(\omega) = Z_{11}(\omega) - z_{b_{Fit}}(\omega) \quad (4.33)$$

$$z_2(\omega) = Z_{22}(\omega) - z_{b_{Fit}}(\omega) \quad (4.34)$$

Os valores dos parâmetros RLC e RL calculados com o LS para a modelagem da resposta em frequência z_b são mostrados, respectivamente, na Tabela 4.13 e Tabela 4.14.

Tabela 4.13: Valores dos parâmetros do circuito com células RLC para o Transformador B

Célula	$z_{b_{Fit}}$			
	Iterações	R [kΩ]	L [H]	C [nF]
1	10	8861,1	7,5193	0,3441
2	10	53,205	0,1455	4,1338
3	10	43,773	0,0162	1,0121

Tabela 4.14: Valores dos parâmetros do circuito com seções RL para o Transformador B

Seção	$z_{b_{Fit}}$	
	R [MΩ]	L [H]
1	5,1635	2944,5
2	9,7762	9,0812

No Apêndice G, nas Tabelas de G.6 à G.9, são apresentados os

valores dos parâmetros CRLG determinados para as respostas em frequência das impedâncias $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$.

As curvas de resposta em frequência da impedância modelada $z_{b_{Fit}}(\omega)$, obtida com os dados das Tabelas 4.13, 4.14, G.6 e G.7, são mostradas nas Figuras 4.34 (a) e (b). As curvas de respostas em frequência de magnitude e de fase das impedância modeladas $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$, reproduzidas a partir dos dados das Tabelas G.6, G.8 e G.9, são expostas, respectivamente, nas Figuras 4.34 (c) e (d) e nas Figuras 4.34 (e) e (f).

As curvas de respostas em frequência modeladas $z_{b_{Fit}}(\omega)$, $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$ possuem valores próximos aos das curvas de respostas em frequência de $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$ e $z_2(\omega)$, respectivamente (Figura 4.34). Conforme é observado nas curvas de respostas em frequência de $z_{2_{Fit}}(\omega)$ em relação às curvas de $z_2(\omega)$ (Figura 4.34 (e) e (f)), a utilização do circuito CRLG possibilitou uma melhoria na representatividade das respostas em frequência das impedâncias. As principais diferenças são observadas nos valores da fase de $z_{b_{Fit}}(\omega)$ e de $z_{1_{Fit}}(\omega)$ em relação aos valores da fase de $z_b(\omega)$ e de $z_1(\omega)$, respectivamente (Figura 4.34 (b) e (d)).

4.6.3 Validações no Domínio da Frequência

Respostas em Frequência em Aberto

Na Figura 4.35 são apresentadas as curvas de respostas em frequência em aberto medidas e modeladas. Também são mostrados os valores (pontos) das impedâncias medidas sob condições nominais. Todos os valores mostrados na Figura 4.35 são referentes às medições ou à modelagem de terminais de alta tensão dos transformadores. Na Figura 4.35, $\bar{Z}_{measured}$ é a resposta em frequência medida no transformador; \bar{Z}_{Fit} é a resposta em frequência da impedância do modelo utilizando o circuito com células RLC, seções RL e redes de impedância CRLG (circuito equivalente da Figura 4.28 e da Figura 4.29); \bar{Z}_{Model} é a resposta em frequência do modelo, cujo os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{bC_1} e L_{bC_1}) da impedância z_b são substituídos pelos valores calculados a partir de testes sob condições nominais (Apêndice D); $\bar{Z}_{Nominal}$ é a impedância medida sob condições nominais.

As curvas de resposta em frequência do modelo \bar{Z}_{Fit} estão em concordância com as curvas medidas de resposta em frequência das impedância (Figura 4.35). Equivalente aos resultados obtidos com os modelos apresentados no Capítulo 3 e na Seção 4.2, analisando as curvas de \bar{Z}_{Model} , nota-se que o modelo abrange o valor da impedância nominal ($\bar{Z}_{Nominal}$) e, ao longo do espectro, os valores da curva medida de resposta em frequência.

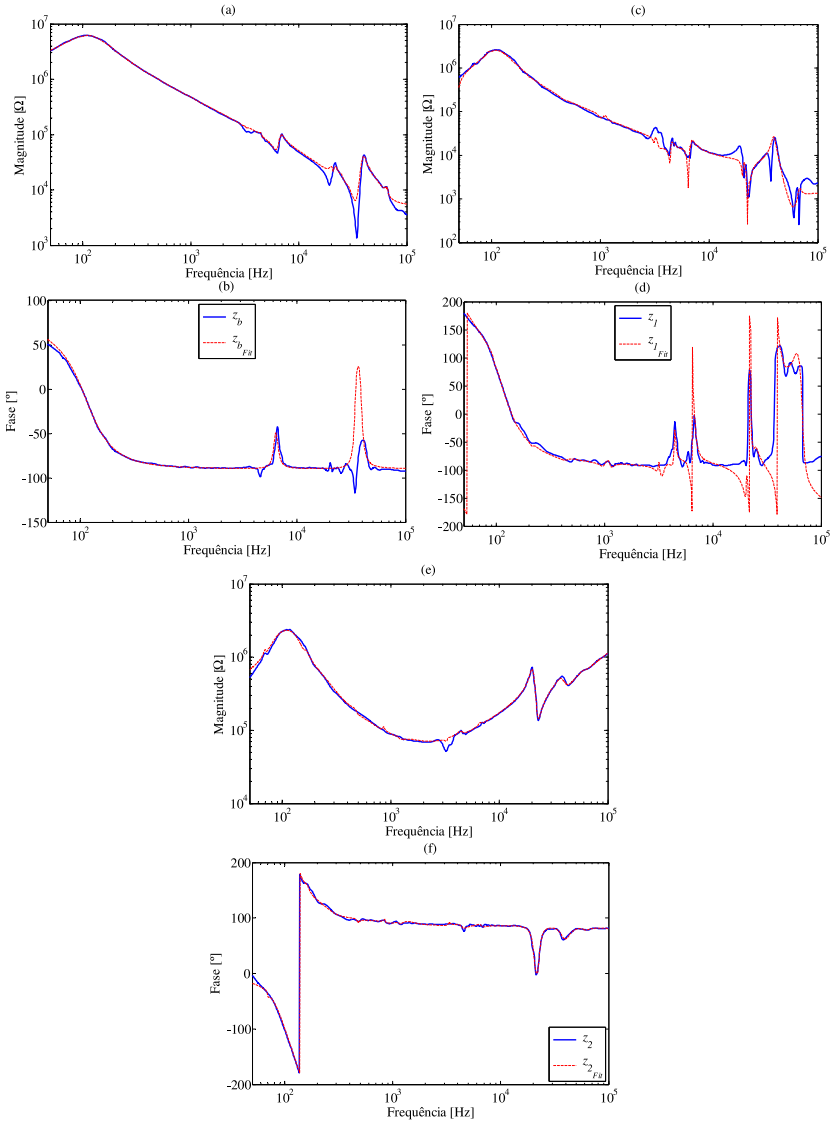


Figura 4.34: Curvas de resposta em frequência das impedâncias $z_b(\omega)$, $z_1(\omega)$, $z_2(\omega)$ e respectivas curvas de respostas em frequências modeladas ($z_{b_{Fit}}(\omega)$, $z_{1_{Fit}}(\omega)$ e $z_{2_{Fit}}(\omega)$) para o Transformador B.

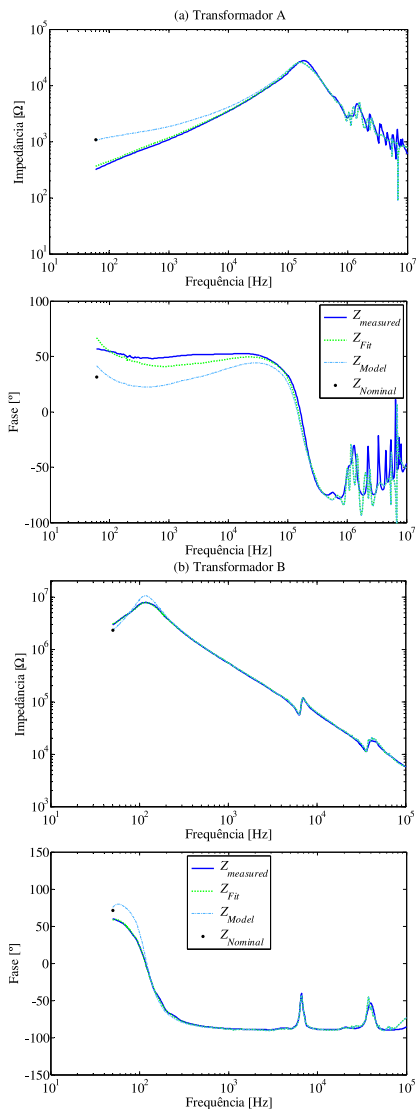


Figura 4.35: Curvas de respostas em frequência da impedância medida em aberto e de respostas em frequência modeladas para os terminais de alta tensão.

Respostas em Frequência de Relações de Tensão

As respostas em frequência de relações de tensão do modelo e as respostas em frequência de relações de tensão medidas para o Transformador A e para o Transformador B são mostradas, respectivamente, nas Figuras 4.36 e 4.37. Nas Figuras 4.36 e 4.37, $\bar{H}_{measured}$ é a resposta em frequência medida no transformador; \bar{H}_{Fit} é a resposta em frequência do modelo utilizando o circuito com células RLC, seções RL e redes de impedância CRLG, \bar{Z}_{Fit} ; \bar{H}_{Model} é a resposta em frequência do modelo \bar{Z}_{Model} , onde R_{bC_1} e L_{bC_1} possuem valores nominais (Apêndice D).

As respostas em frequência das relações de tensão modeladas \bar{H}_{Fit} e \bar{H}_{Model} reproduzem de maneira coerente as respostas em frequência medidas. Os picos mais significativos das relações de tensão medidas são representados nas respostas em frequência dos modelos. Estes resultados coerentes são evidenciados nas curvas de respostas em frequência das relações dos terminais de baixa pelos de alta tensão em ambos os transformadores (Figura 4.36 (c) e Figura 4.37 (a)). Também, há coerência nas curvas das relações entre os terminais de alta pelo de baixa tensão do Transformador B (Figura 4.37 (b)).

Para as respostas modeladas do Transformador A, as principais diferenças são nos valores de magnitude e de fase a partir de aproximadamente 1 MHz (Figuras 4.36 (a) e (b)). Para o Transformador B, há diferença no valor da fase da resposta em frequência da relação de tensão entre BT por AT na frequência de 35 kHz (Figura 4.37 (a)).

Conforme comentado na Seção 4.3.3, as discrepâncias de valores das respostas em frequência de relações de tensão modeladas quando comparadas com os valores medidos são provenientes de três fatores: (i) dos valores de elementos da matriz impedância $Z(\omega)$, os quais são calculados através das Equações 4.4 ou 4.6; (ii) consideração que todos elementos fora da diagonal da matriz $Z(\omega)$ são iguais; e (iii) determinação de valores de parâmetros para representar as respostas em frequências das impedâncias.

As diferenças nos resultados entre os valores de respostas em frequência de relações de tensão modeladas quando comparadas com os valores medidos não são na sua totalidade devido ao fator (iii) acima mencionado. Pois, as curvas de respostas das impedâncias modeladas z_{bFit} , z_{1Fit} , z_{2Fit} e z_{3Fit} têm valores coerentes aos das curvas de z_b , z_1 , z_2 e z_3 (Figura 4.32 à Figura 4.34). As diferenças nos resultados devem-se aos fatores (i) e, são evidenciados por, (ii). Como exemplo, para o Transformador A, a resposta em frequência da impedância $z_b(\omega)$ é dada pela resposta em frequência da impedância $Z_{23}(\omega)$ (vide Equação 4.23 e Figura 4.13). Isto resultou em uma melhor modelagem de respostas

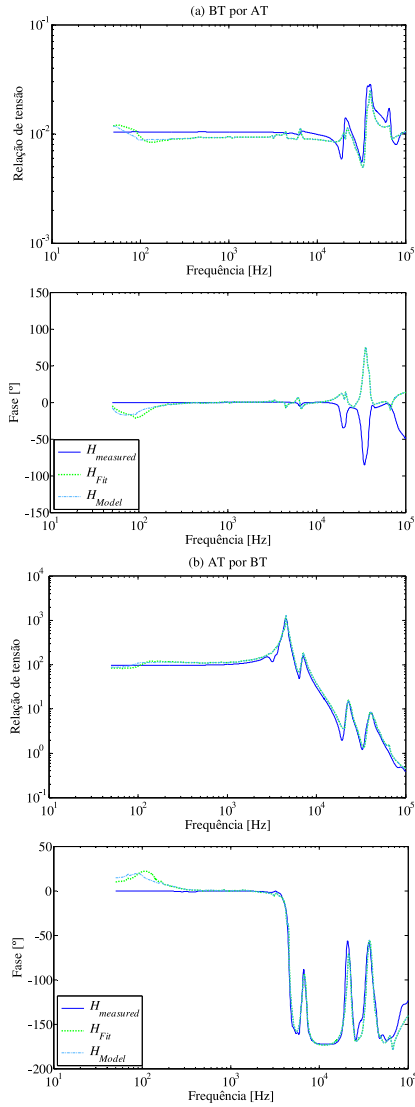


Figura 4.37: Curvas de respostas em frequência de relações de tensão medidas e modeladas para o Transformador B.

Respostas em Frequência com Terminais Opostos em Curto Circuito

Na Figura 4.38 são mostradas as curvas de respostas em frequência em curto circuito obtidas com o modelo e as curvas de respostas frequência em curto circuito medidas. As curvas mostradas na Figura 4.38 são referentes aos terminais de alta (AT) e de baixa (BT1) tensão, cujo os arranjos utilizados na obtenção das respostas são mostrados, respectivamente na Figura 4.15 (a) e na Figura 4.15 (b). Na Figura 4.38, $\bar{Z}_{measured}$ é a resposta em frequência medida do transformador; \bar{Z}_{Fit} é a resposta em frequência da impedância do modelo utilizando o circuito com células RLC, seções RL e redes de impedância CRLG; \bar{Z}_{Model} é a resposta em frequência do modelo, onde os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{bC_1} e L_{bC_1}) da impedância z_b são substituídos pelos valores calculados a partir de testes sob condições nominais (Apêndice D).

Observando as curvas das respostas em frequência da Figura 4.38, verifica-se que nas frequências iniciais (até aproximadamente 1 kHz) os valores das impedâncias modeladas (\bar{Z}_{Fit} e \bar{Z}_{Model}) divergem dos valores das impedâncias medidas. Em aproximadamente 1,1 MHz, os valores calculados com o modelo são diferentes dos valores medidos. Conforme explanações já dadas nas Seções 4.2 e 4.3.3, as respostas em frequência em curto circuito do modelo são provenientes das impedâncias equivalentes obtidas com $z_{bFit}(\omega)$, $z_{1Fit}(\omega)$, $z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$ (Equação 4.19 à 4.21). Por sua vez, os valores das impedâncias modeladas $z_{1Fit}(\omega)$, $z_{2Fit}(\omega)$ e $z_{3Fit}(\omega)$ não são exatamente iguais aos valores das impedâncias deduzidas, particularmente nas baixas frequências (Figura 4.32 e 4.33).

4.6.4 Validações no Domínio do Tempo

Semelhante à metodologia de validação apresentada na Seção 4.3.4, três tipos de simulações foram realizadas no programa ATP: I - operação com tensão e frequência nominal; II - resposta ao degrau de tensão com frente de onda rápida; III - modelo alimentado com fonte senoidal com abertura de capacitor carregado através de uma chave.

Os valores dos parâmetros dos dois transformadores foram convertidos em redes de parâmetros e armazenados em arquivos de texto de acordo com o formato utilizado no ATP [67]. Duas redes foram geradas para modelar o transformador: (i) uma rede para o modelo \bar{Z}_{Fit} ; e (ii) uma rede para o modelo \bar{Z}_{Model} . Na rede de \bar{Z}_{Model} , os parâmetros R_{bC_1} e L_{bC_1} do circuito equivalente são modelados, respectivamente,

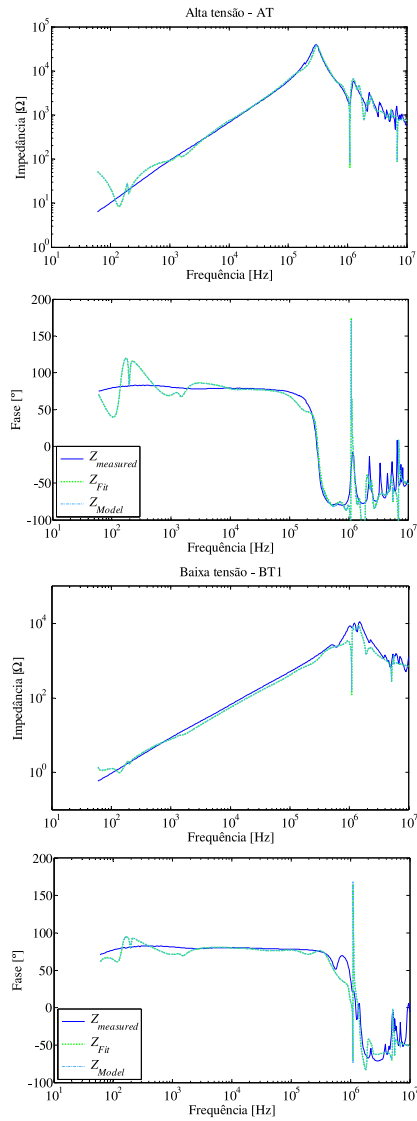


Figura 4.38: Curvas de respostas em frequência da impedância medida em curto e das respostas em frequência modeladas do Transformador A.

pelos elementos “*nonlinear current-dependent resistor*” tipo 99 e “*true nonlinear inductor*” tipo 93 [66] [67]. Os valores não lineares utilizados nestes elementos estão mostrados no Apêndice D.

I - Validação com Tensão e Frequência Nominal

Na Figura 4.39 (a) e (b) são ilustradas as formas de onda de corrente, respectivamente, dos Transformadores A e B resultantes das simulações com a tensão aplicada no nó equivalente das redes referentes, respectivamente, ao terminal de alta e de baixa tensão.

Analisando as formas de onda de corrente mostradas na Figura 4.39 (a), percebe-se que tanto a forma de onda quanto a amplitude da corrente da rede do modelo \tilde{Z}_{Model} são próximas da forma de onda de corrente experimental. Para o Transformador B, a forma de onda de corrente da rede do modelo \tilde{Z}_{Model} possui a característica típica de correntes de transformadores operando sem carga (Figura 4.39 (b)).

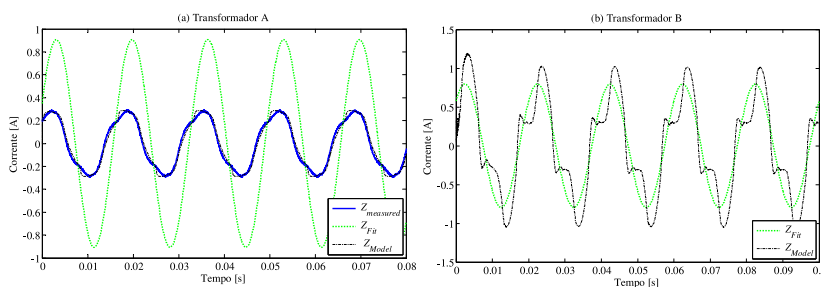


Figura 4.39: Formas de onda de corrente simuladas utilizando redes com parâmetros equivalentes.

II - Validação ao Degrau de Tensão

Utilizando as redes do Transformador A, para a validação do modelo com excitação na forma de onda de degrau de tensão, foram realizados os dois casos apresentados na Seção 4.3.4. Os esboços das configurações dos circuitos utilizados nos experimentos e nas simulações de cada caso foram mostrados na Figura 4.17.

Na Figura 4.40 são mostradas as formas de onda experimentais e simuladas referentes ao Caso 1 (Figura 4.17). Nota-se que as formas de onda de tensões transferidas simuladas, v_1 e v_2 , são semelhantes às formas de onda de tensão experimentais (Figura 4.40 (a) e (b)). As for-

mas de onda de tensão transferidas simuladas possuem valores de picos máximos que variam de 1% à 9% em relação aos valores experimentais.

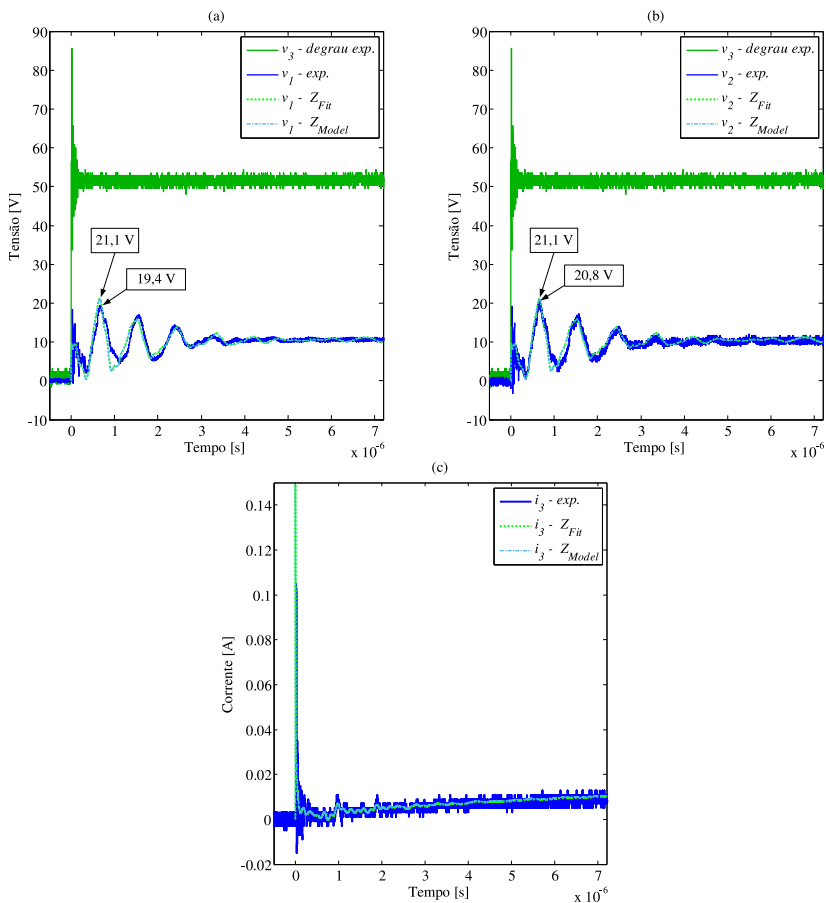


Figura 4.40: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais e simuladas para as três redes para o Caso 1.

Para o Caso 2, as formas de onda experimentais e simuladas são apresentadas na Figura 4.41. As formas de onda de tensões transferidas nas simulações têm valores maiores, entre 4% à 17%, em relação às tensões experimentais. Além disso, os valores de pico ocorrem em instantes de tempo antes dos picos das formas de onda das tensões experimentais (Figura 4.41 (a) e (b)). O motivo dos valores das tensões transferidas simulados serem maiores do que os valores experimentais

são decorrentes da resposta em frequência de relações de tensão modeladas entre os terminais terem valores superiores aos de respostas em frequência de relação de tensão medidos (vide Figura 4.36 (a) até 900 kHz e Figura 4.36 (b) todo espectro).

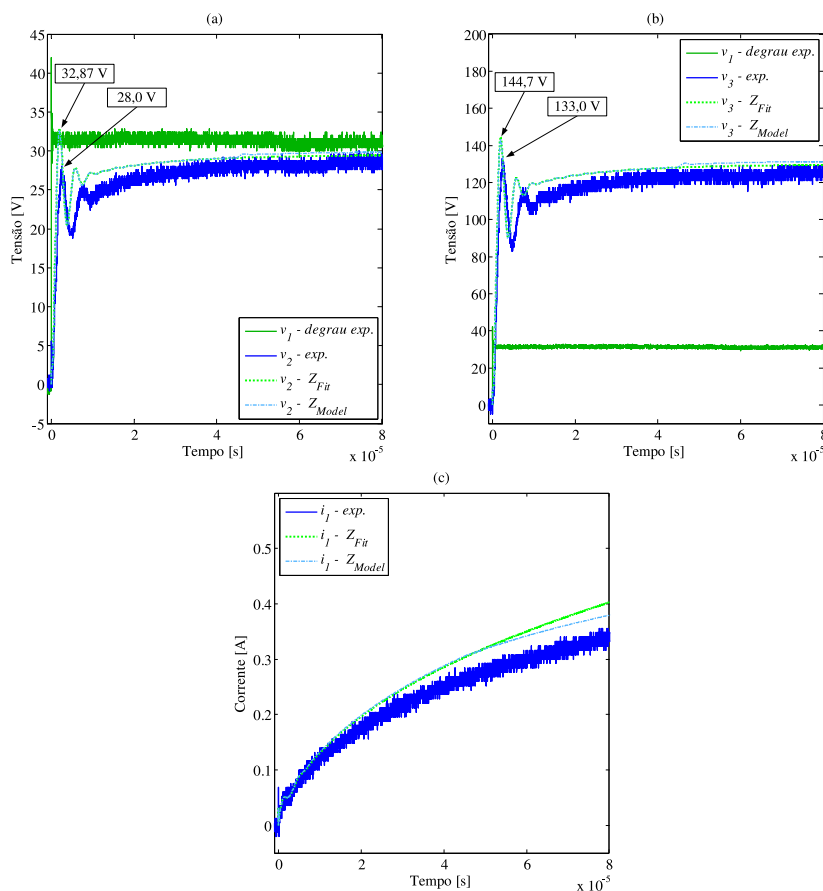


Figura 4.41: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais e simuladas para as três redes para o Caso 2.

III - Modelo Alimentado com Fonte Senoidal com Abertura de Capacitor Carregado Através de uma Chave

Esta validação é similar à apresentada na Seção 4.3.4, na qual é utilizado o modelo transformador com três terminais (Transformador A).

O esboço do experimento e da simulação foi mostrado na Figura 4.20.

As formas de onda experimentais e simuladas são ilustradas na Figura 4.42. As formas de onda da tensão v_1 e da tensão transferida v_2 são expostas em detalhes na Figura 4.43. Os valores de picos máximos

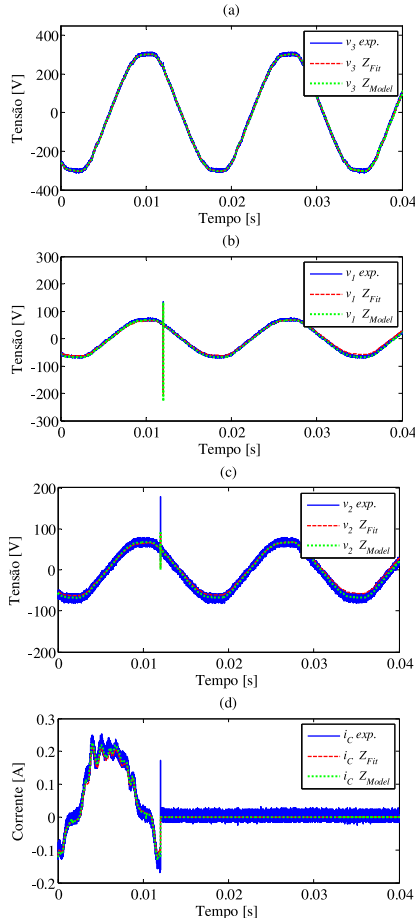


Figura 4.42: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais (*exp.*) e simuladas (Z_{Fit} e Z_{Model}).

das formas de onda de tensão transferidas simuladas, v_2 , são até 30% superiores aos valores de picos da forma de onda experimental. Estas diferenças nas formas de onda de tensões transferidas simuladas (v_2) quando comparadas às formas de ondas de tensão transferidas experi-

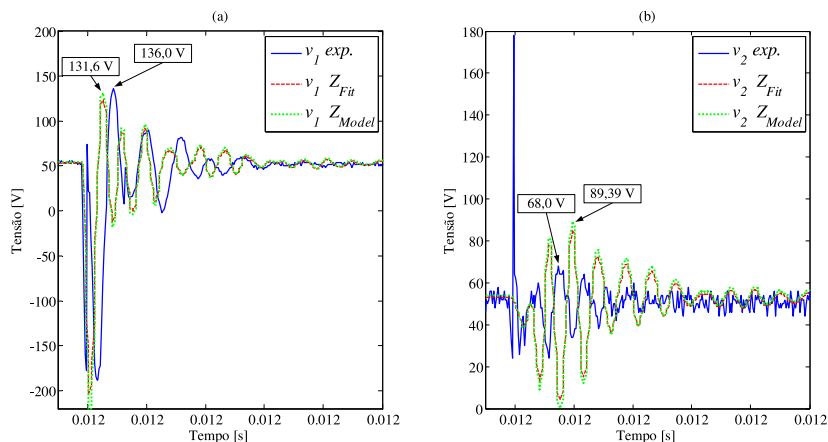


Figura 4.43: Detalhes das formas de onda de tensão v_1 e v_2 da Figura 4.42, respectivamente, em (a) e (b). O intervalo de tempo mostrado está compreendido entre 11,999 ms à 12,01 ms.

mentais são decorrentes da modelagem no domínio da frequência das respostas de relações de tensão entre os terminais de baixa tensão do transformador. Como pode ser observado nas curvas de resposta em frequência de relações de tensão dos terminais BT2 por BT1 (Figura 4.36 (a)) os valores das curvas de respostas em frequência de relação de tensão modelada são superiores aos valores medidos até 900 kHz. Acima de 900 kHz, a tendência dos valores das respostas modeladas não são iguais aos valores da resposta em frequência da relação de tensão experimental.

Considerações sobre as simulações

Nas simulações, as redes de parâmetros geradas para o Transformador A possuem convergência numérica até aproximadamente 250 ms. Após este instante de tempo, os valores tendem a divergir. Para o Transformador B, nas simulações com tensão e frequência nominais realizadas nos terminais equivalentes de alta e de baixa tensão, as redes de parâmetros não tem convergência desde os instantes iniciais e convergência até aproximadamente 250 ms, respectivamente.

O motivo da não convergência numérica desde instantes iniciais e da divergência após algum tempo de simulação se deve aos valores de parâmetros determinados para as redes do circuito equivalente das impedâncias do modelo. Os valores dos parâmetros resultaram em funções

de impedâncias ($z_b(s)$, $z_1(s)$, $z_2(s)$ e $z_3(s)$) com zeros no semiplano direito e, conseqüentemente, em funções de relação de tensão com polos e zeros no semiplano direito (vide Apêndice B.4). Uma possível solução para evitar a divergência numérica nas simulações, que é sugerida como proposta de trabalho futuro, é a utilização de valores de parâmetros nas redes do circuito que resultem funções de impedância que tenham somente zeros, bem como polos, no semiplano esquerdo [29, 54, 75, 76].

4.7 Comparações de Resultados

4.7.1 Introdução

A seguir são apresentadas melhorias atingidas na modelagem envolvendo o circuito com células RLC, seções RL e redes de impedância ($RLC + RL + CRLG$) em relação à modelagem com o circuito com células RLC e seções RL ($RLC + RL$). Para isto, curvas de respostas em frequência em aberto e curvas de respostas em frequência de relações de tensão dos modelos \bar{Z}_{Model} (Seção 4.3.3 e 4.6.3), bem como respostas em frequência medidas são mostradas. Nas simulações no domínio do tempo são mostradas formas de onda simuladas com os modelos \bar{Z}_{Model} e formas de onda experimentais para o degrau de tensão (Caso 1, Seção 4.3.4 e 4.6.4).

4.7.2 Comparações no Domínio da Frequência

Na Figura 4.44 são mostradas curvas de respostas em frequência das impedâncias em aberto medidas e modeladas. Também são apresentadas impedâncias medidas sob condições nominais. Analisando a curva de resposta em frequência de $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL+CRLG}}$ referente ao Transformador B (Figura 4.44 (b)), nota-se que houve uma melhoria na representação da resposta em frequência medida quando comparada com a curva do modelo $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL}}$. Isto pode ser observado principalmente no módulo e na fase em aproximadamente 40 kHz. Para as curvas de respostas em frequência referente ao Transformador A (Figura 4.44 (a)), a resposta em frequência do modelo $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL+CRLG}}$, em aproximadamente 7 MHz, possuem valores aquém dos valores da resposta em frequência medida. Porém, estes valores não interferem nos resultados buscados neste trabalho de tese, pois tem-se em vista a frequência máxima para a modelagem de 3 MHz [13].

Na Figura 4.45 são apresentadas curvas de respostas em frequência das relações de tensão medidas e modeladas. As curvas de resposta

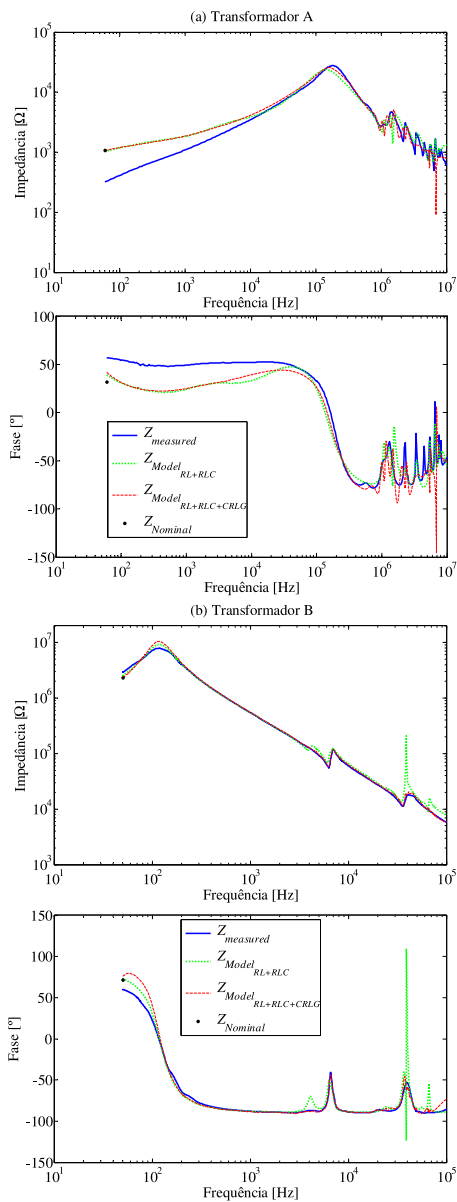


Figura 4.44: Curvas de respostas em frequência da impedância medida em aberto e de respostas em frequência modeladas para os terminais de alta tensão.

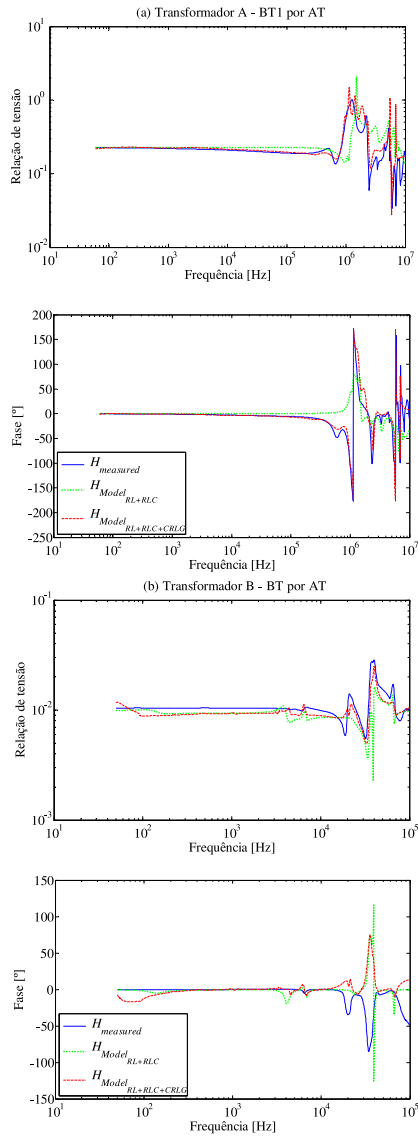


Figura 4.45: Curvas de respostas em frequência de relações de tensão medidas e modeladas.

em frequência do modelo $\bar{H}_{Model_{RLC+RL+CRLG}}$ são mais próximas das curvas medidas do que as curvas de resposta em frequência do modelo $\bar{H}_{Model_{RLC+RL}}$. Os picos das ressonâncias das respostas em frequência medidas são melhores reproduzidos pela resposta em frequência de $\bar{H}_{Model_{RLC+RL+CRLG}}$, como exemplos, nas frequências de 1,1 MHz e de 40 kHz nas Figuras 4.45 (a) e (b), respectivamente.

4.7.3 Comparações no Domínio do Tempo

As formas de onda para a excitação com degrau de tensão relacionadas ao Caso 1 são mostradas na Figura 4.46. Verifica-se que as formas de onda das tensões transferidas com a rede simulada do modelo $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL+CRLG}}$ reproduzem melhor os valores e os instantes de pico das formas de onda experimentais do que as formas de ondas simuladas com a rede do modelo $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL}}$ (Figura 4.46 (a) e (b)). Os valores dos picos máximos das tensão transferidas simuladas com a rede do $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL}}$ variam entre 5% à 25% em relação aos valores experimentais. Nas simulações com a rede do modelo $\bar{Z}_{Model_{RLC+RL+CRLG}}$ as diferenças percentuais diminuem para uma variação entre 1% à 9%. Estes melhores resultados alcançados com redes $RLC + RL + CRLG$ se devem à modelagem no domínio da frequência (vide respostas em frequências de relações de tensão Figura 4.45 (a)).

4.8 Conclusões e Considerações Finais do Capítulo

O modelo descrito neste capítulo reproduz a resposta em frequência da impedância e da relação de tensão de terminais de transformadores operando sob condições nominais. No modelo é utilizado circuito elétrico com configuração tipo T. Em uma primeira modelagem, são empregados no circuito elétrico conjuntos parâmetros de células RLC e de seções RL (RLC+RL). Posteriormente, a modelagem é aprimorada, onde no circuito elétrico utilizado são células RLC, seções RL e redes de impedância CRLG (RLC+RL+CRLG). Em ambas as modelagens, com RLC+RL ou RLC+RL+CRLG, os parâmetros da primeira seção do circuito RL da impedância z_b do modelo são associados com dados não lineares nas simulações no domínio do tempo, o que possibilita a modelagem de transformadores sob condições nominais.

Os resultados obtidos por meio do modelo com parâmetros RLC+RL são satisfatórios. As resultados no domínio da frequência são apresen-

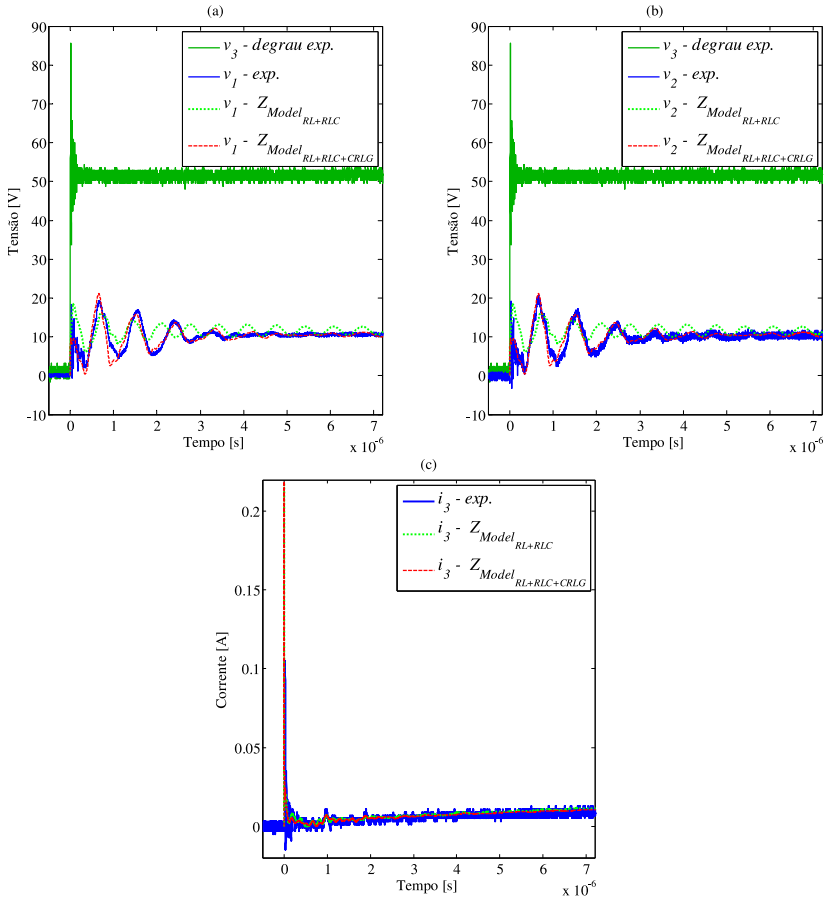


Figura 4.46: Formas de onda de tensão e de corrente experimentais e simuladas para as três redes para o Caso 1.

tados nas Figuras 4.10, 4.11, 4.12 e 4.14 e os resultados no domínio do tempo são mostrados nas Figuras 4.18 e 4.19. As diferenças nos resultados do modelo quando comparados aos dados experimentais são em função do circuito elétrico simples empregado, redes RLC+RL, e também dos valores dos parâmetros calculados.

A representatividade do modelo é melhorada através da configuração do circuito T constituído de células RLC, seções RL e redes de impedância tipo CRLG. Os valores dos parâmetros RLC e RL são determinados através do método LS e os valores CRLG pelo método VF. A melhoria pode ser verificada nas curvas de respostas em frequências das impedâncias do circuito modeladas (vide Figuras 4.32, 4.33 e 4.34). Assim, as respostas em frequências de impedâncias em aberto, de relações de tensão e em curto do modelo tendem a terem valores próximos aos de respostas em frequências medidas (Figura 4.35, 4.36, 4.37 e 4.38). Melhores modelagens no domínio da frequência proveem melhores resultados no domínio do tempo. Este fato pode ser comprovado através das respostas em frequências das relações de tensão modeladas (Figuras 4.36 (c)) e as formas de onda adquiridas na validação ao degrau de tensão do Caso 1 estudado (Figura 4.40).

Na validação com tensão e frequência nominais, o modelo \bar{Z}_{Model} forneceu resultados coerentes tanto para as amplitudes quanto para as formas de onda de corrente (Figuras 4.16 e 4.39). As formas de onda de corrente dos transformadores modelados A e B mostradas têm características típicas de formas de onda de transformadores operando sem carga.

Na validação com a abertura do capacitor, os resultados obtidos são satisfatórios, pois as formas de onda de tensão simuladas quando comparadas com as formas de onda de tensão experimentais (Figuras 4.21 e 4.22 e Figuras 4.42 e 4.43) possuem valores próximos entre si. A principal diferença entre as formas de onda experimentais e simuladas ocorre nos valores de picos da tensão transferida v_2 durante a abertura do capacitor (Figuras 4.22 (b) e 4.43 (b)).

Os resultados comprovam que o modelo e as metodologias de determinação de valores de parâmetros empregando apenas dados medidos são satisfatórios. A robustez e a repetibilidade das metodologias foram verificadas utilizando dois transformadores, os quais possuem classes de tensão e potência distintas. O modelo descrito caracteriza o comportamento da impedância sem carga de transformadores sob condições nominais de tensão e frequência, a resposta em frequência de impedância e de relações de tensões entre terminais. O modelo contribui em estudos que envolvem simulações de condições de operação nominais

sob surtos de tensão transferidos aos terminais de transformadores. No capítulo seguinte são feitas as conclusões e sugestões de continuidade da pesquisa desta tese.

Capítulo 5

Conclusão e Propostas de Trabalhos Futuros

5.1 Conclusão

O objetivo desta tese foi contribuir na modelagem de transformadores para contemplar operações sob condições nominais em regime simultaneamente com transitórios de média ou de alta frequência provocados por surtos. Agregado a este objetivo, também se restringiu a modelagem em se utilizar apenas dados de medições de terminais de acesso, pois estes dados são de fácil obtenção.

A revisão bibliográfica auxiliou no alcance e na análise dos pontos norteadores desta tese. Verificou-se a necessidade de modelos de transformadores que representem os fenômenos transitórios com diferentes frequências intrínsecas e/ou operando em condições nominais. Além disso, foi exposta a problemática relacionada à utilização de dados de respostas em frequência obtidos a partir de instrumentos de medições como geradores de função ou analisadores de impedância. Estes equipamentos fornecem potência elétrica instantânea que não é capaz de magnetizar o núcleo de transformadores em níveis nominais ou próximos.

O modelo proposto no Capítulo 3 - modelagem da resposta em frequência de transformadores sem carga e operando sob condições nominais - abrange um amplo espectro de frequência e é capaz de representar os efeitos não lineares presentes nas baixas frequências. Ao longo do capítulo foi apresentado o circuito elétrico equivalente do modelo e uma metodologia de determinação dos valores dos parâmetros, os quais são

uma contribuição desta tese. A partir das validações no domínio da frequência pode ser observado que a resposta em frequência obtida com o modelo \bar{Z}_{Fit} (circuito com células RLC e seções RL, ver Figura 3.1) reproduz satisfatoriamente a resposta em frequência medida $\bar{Z}_{measured}$ (Figura 3.9). Contudo, a resposta nas baixas frequências do modelo \bar{Z}_{Fit} não é capaz de reproduzir o valor da impedância em aberto medida sob condições nominais, $\bar{Z}_{Nominal}$. Este fato foi resolvido pelo modelo desenvolvido \bar{Z}_{Model} , no qual são utilizados valores de parâmetros calculados a partir de testes sob condições nominais nos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{C_1} e L_{C_1}). Esta modelagem também é uma contribuição desta tese. Para as altas frequências, a resposta em frequência de \bar{Z}_{Model} é semelhante à resposta em frequência medida. Nas baixas frequências, a impedância nominal $\bar{Z}_{Nominal}$ é parte da curva de \bar{Z}_{Model} (Figura 3.9). Na validação no domínio do tempo do modelo \bar{Z}_{Model} , os valores de amplitudes e as formas de onda de corrente são típicas de operações de transformadores sem carga (Figura 3.10). A boa representatividade do modelo também se deve a inclusão no circuito equivalente proposto dos efeitos não lineares da indutância e das perdas no núcleo. Através dos exemplos de aplicação foram conferidas a versatilidade do modelo \bar{Z}_{Model} . De fato, além do modelo ser aplicado em simulações que envolvem condições nominais e transitórios rápidos devidos a descargas atmosféricas, pode ser também utilizado em estudos de energização e desenergização (Seção 3.4.3).

O modelo proposto no Capítulo 4 - modelo de transferência de tensão - além de representar respostas em frequência em aberto e sob condições nominais, é capaz de reproduzir respostas em frequência de tensão entre terminais. No decorrer do capítulo foi apresentado o equacionamento da matriz impedância (convencional e híbrida) e o circuito elétrico com configuração T. Foram também apresentadas as formulações das impedâncias do circuito, as quais são calculadas a partir de elementos da matriz impedância. Em uma primeira etapa, o circuito elétrico equivalente é composto por células RLC e seções RL (RLC+RL). A metodologia de determinação de valores de parâmetros é análoga a que foi exposta no Capítulo 3, onde é empregado o método de mínimos quadrados (LS). Posteriormente, na intenção de alcançar resultados melhores, o circuito com configuração T passou a ser composto por células RLC, seções RL e por redes de impedâncias CRLG (RLC+RL+CRLG). Foi apresentada a metodologia de determinação de parâmetros, onde os valores são obtidos com o LS e com o método *Vector Fitting* (VF). Para os dois modelos de redes de parâmetros (RLC+RL ou RLC+RL+CRLG) são feitas validações no domínio da frequência e do tempo. Nas valida-

ções no domínio da frequência, semelhante aos resultados apresentados no Capítulo 3, as respostas em frequência em aberto do modelo \bar{Z}_{Fit} , tanto com a rede RLC+RL quanto com a rede RLC+RL+CRLG, representam coerentemente as respostas em frequência medidas $\bar{Z}_{measured}$ (Figuras 4.10 e 4.35). Porém, \bar{Z}_{Fit} não reproduz a impedância nominal $\bar{Z}_{Nominal}$. Este fato é resolvido com o modelo \bar{Z}_{Model} . Neste modelo, os valores dos parâmetros da primeira seção do circuito RL (R_{bC_1} e L_{bC_1}) da impedância z_b do circuito equivalente são substituídos pelos valores calculados a partir de teste sob condições nominais. Assim, na frequência nominal, $\bar{Z}_{Nominal}$ é parte da curva de \bar{Z}_{Model} . E para as altas frequências, a resposta em frequência de \bar{Z}_{Model} está em concordância com a resposta em frequência medida. Estes resultados estão mostrados nas curvas de respostas em frequências ilustradas nas Figuras 4.10 e 4.35 e também nas curvas de respostas em frequência utilizadas em comparações de resultados apresentadas na Figura 4.44. Referente às respostas em frequência de relações de tensão, os resultados com a rede RLC+RL+CRLG são melhores do que os alcançados com a rede RLC+RL, quando comparados com as respostas de relações de tensão medidas. Isto pode ser comprovado analisando as curvas de resposta em frequência mostradas nas Figuras 4.11, 4.12, 4.36, 4.37 e 4.45. Com a utilização do equacionamento de matriz híbrida, pode ser observado que \bar{Z}_{Model} (redes RLC+RL e RLC+RL+CRLG) consegue reproduzir respostas em frequência em curto circuito (ver Figuras 4.14 e 4.38). Nas validações no domínio do tempo ao Degrau de Tensão, além de reproduzir a corrente em aberto sob condições nominais de tensão e frequência, \bar{Z}_{Model} também representa de maneira coerente as tensões transferidas entre terminais devido a transitórios rápidos. \bar{Z}_{Model} com a rede de parâmetros RLC+RL+CRLG obteve os melhores resultados (Figura 4.46). A validação do modelo alimentado com fonte senoidal com abertura de capacitor carregado por uma chave foi feita pela comparação entre experimento e simulação para uma situação onde ocorre surto sob operação com forma de onda de tensão com frequência industrial (ver Figuras 4.21 e 4.22 e Figuras 4.42 e 4.43). O exemplo de aplicação permitiu observar \bar{Z}_{Model} (rede RLC+RL) sendo submetido a um surto acoplado com formas de onda de frequência industrial em um sistema típico de distribuição de energia (Seção 4.4). O modelo, com os dois tipos de redes de parâmetros, e as metodologias de determinação de valores de parâmetros são, bem como os resultados auxiliam a mostrar, a principal contribuição desta tese.

Pelos resultados atingidos e mostrados no Capítulo 3 e no Capítulo 4, julga-se que os modelos são aptos para serem utilizados na modela-

gem de transformadores com classe de tensão e potência distintas. Os modelos podem ser utilizados em diversos tipos de estudos de transitórios em sistemas de potência.

Assim, o objetivo principal desta tese - contribuir na modelagem de transformadores que estejam operando sob condições nominais em regime e sendo submetidos a transitórios de média e de alta frequência provocados por surtos - foi alcançado.

5.2 Proposta de Trabalhos Futuros

Algumas propostas de trabalhos futuros são descritas a seguir:

- i) Estudo para a determinação dos valores dos parâmetros nas redes do circuito que resultem funções de relações de tensão que tenham somente zeros, bem como polos, no semiplano esquerdo. Desta maneira, poderão ser realizadas simulações em redes apresentando convergência (estáveis).
- ii) Estudo sobre a determinação da impedância $z_b(\omega)$ a partir de elementos da matriz impedância, onde $z_b(\omega)$ possa auxiliar na melhoria da representatividade em todas as condições de respostas em frequência de relações de tensão.
- iii) Estudo da representatividade dos modelos propostos perante a presença de harmônicas.
- iv) Aplicar os modelos propostos em estudos de respostas em frequência de reatores.
- v) Estudos com protótipos tendo o objetivo de observar a variação da quantidade de seções RL empregadas na modelagem dos efeitos dependentes da frequência no núcleo.

5.3 Artigos Publicados

Ao longo da elaboração desta tese os seguintes artigos foram publicados:

- i) Januário, M.; Bizello, G.; Gregolin, A. M.; Kuo-Peng, P. ; Batistela, N. J.. Estudo de modelo de transformador para baixas e altas frequências. In: MOMAG 2012 - 15°. SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 10°. CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (05 a 08/08/2012), 2012, João Pessoa - PB [77].

- ii) Januário, M.; Nunes, A. S.; Kuo-Peng, P.; Batistela, N. J. . RL Frequency Response Modeling of Air-cored Reactor. In: XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014), 2014, Berlin. XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014), 2014, volume 1, páginas 2258-2263 [78].
- iii) Januário, M.; Kuo-Peng, P.; Batistela, N. J. . Modeling of the impedance frequency response of transformers at no load and under nominal conditions. IET Electric Power Applications, volume 9, edição 6, julho 2015, páginas 412-419. ISSN 1751-8660 [79].

Apêndice A

Valores dos parâmetros não lineares

Valores dos parâmetros não lineares R_{C_1} e L_{C_1} para os transformadores modelados apresentados no Capítulo 3.

Tabela A.1: Valores utilizados para a resistência não linear R_{C_1}

	Transformador A		Transformador B	
	Corrente [mA]	Tensão [kV]	Corrente [mA]	Tensão [kV]
1	0,411	2,592	270,9	169,0
2	0,771	5,185	294,8	178,4
3	1,122	7,778	326,6*	187,7*
4	1,452	10,37	390,6	197,1
5	1,605	11,67	409,4	206,6
6	1,773	12,96	418,7	210,3
7	1,928	14,25		
8	2,128	15,55		
9	2,618	18,14		
10	3,086	20,74		
11	3,703	23,33		
12	4,937*	31,11*		

*Valores para a condição nominal

Tabela A.2: Valores utilizados para a indutância não linear L_{C_1}

	Transformador A		Transformador B	
	Corrente [mA]	Fluxo [V.espira]	Corrente [A]	Fluxo [V.espira]
1	0,613	8,252	0,404	448,3
2	0,935	16,50	0,594	473,2
3	1,178	24,75	0,812*	498,1*
4	1,455	33,01	1,062	523,0
5	1,607	37,13	1,946	547,9
6	1,818	41,26	2,371	557,9
7	2,000	45,69		
8	2,311	49,51		
9	3,618	57,02		
10	6,044	66,02		
11	9,821	74,27		
12	15,92*	99,03*		

*Valores para a condição nominal

Apêndice B

Funções de impedância e de transferência de tensão

B.1 Funções de impedâncias

A função impedância de um circuito elétrico tipo RL e RLC (Figura B.1 (a) e (b)) são dadas, respectivamente, pelas Equações B.1 e B.2. A função impedância de um circuito tipo CRLG (Figura B.1 (c)) é expressa pela Equação B.3.

$$Z_{RL}(s) = \frac{RLs}{Ls + R} \quad (\text{B.1})$$

$$Z_{RLC}(s) = \frac{RLs}{RLCs^2 + Ls + R} \quad (\text{B.2})$$

$$Z_{CRLG}(s) = \frac{RLs + \frac{R}{G}}{(CLR s^2 + (\frac{CR}{G} + L)s + (R + \frac{1}{G}))} \quad (\text{B.3})$$

A função $Z_{RL}(s)$ tem um polo e as funções $Z_{RLC}(s)$ e $Z_{CRLG}(s)$ têm dois polos cada uma. O fato de uma função impedância possuir dois polos auxilia na representação de ressonância de respostas em frequência. O valor do zero de $Z_{CRLG}(s)$ pode, ou não, ser nulo. O valor do zero da função de $Z_{CRLG}(s)$ favorece uma melhor representação do comportamento (módulo e fase) de respostas em frequência de impedâncias do que somente a utilização de funções como $Z_{RL}(s)$ e $Z_{RLC}(s)$, as quais possuem seus zeros na origem.

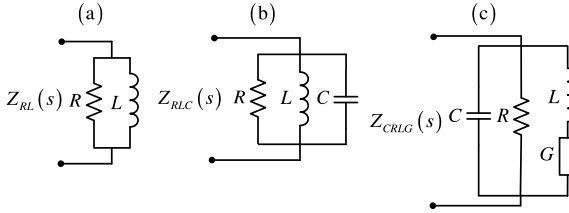


Figura B.1: Esboços de circuitos elétricos RL, RLC e CRLG.

B.2 Função de impedância $z_{3_{Fit}}$, modelagem do Transformador A, Seção 4.3

A função impedância de um circuito RLC (Figura B.1 (b)) é dada pela Equação B.2. Na Tabela 4.2 os valores dos parâmetros da segunda célula RLC de $z_{3_{Fit}}$ são negativos. Substituindo estes valores na função impedância $Z_{RLC}(s)$, chega-se na expressão dada pela Equação B.4. O mapa do local com valores das raízes da função $Z_{RLC}(s)$ são mostrados na Figura B.2. Todos os polos estão no semiplano esquerdo e o zero está na origem.

$$Z_{RLC}(s) = \frac{-191,4 \times 10^{-6}s}{1,515 \times 10^{-14}s^2 + 1,626 \times 10^{-8}s + 1} \quad (\text{B.4})$$

B.3 Função de transferência de tensão, modelagem do Transformador B, Seção 4.3

A função de transferência de tensão entre terminal de baixa pelo de alta tensão, $H_{1,open2}(s)$, é dada pela Equação B.5. Nesta equação, $z_b(s)$ e $z_1(s)$ são funções impedâncias do circuito elétrico do modelo (Figura 4.2), as quais são calculadas com os valores dos parâmetros mostrados nas Tabelas 4.5 à 4.7.

$$H_{1,open2}(s) = \frac{z_b(s)}{z_b(s) + z_1(s)} \quad (\text{B.5})$$

A função de transferência $H_{1,open2}(s)$ calculada com os valores dos parâmetros dados nas Tabelas 4.5 à 4.7 possui o mapa de polos e zeros

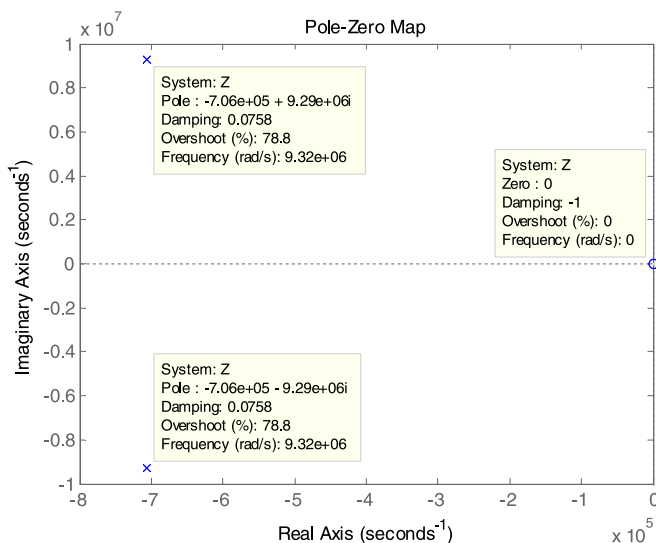


Figura B.2: Mapa de polos e zeros da função $Z_{RLC}(s)$.

mostrado na Figura B.3. Nota-se que a função tem um par de polos conjugados no semiplano direito. Isto faz com que as simulações no domínio do tempo com as redes de parâmetros não tenham convergência. Uma solução para este problema é alterar o valor da resistência da quinta célula da impedância z_1 para 10% do valor que está mostrado na Tabela 4.6. Como consequência, a função de transferência $H_{1,open2}(s)$ tem um novo mapa de polos e zeros, o qual é mostrado na Figura B.4, onde todos os polos estão no semiplano esquerdo. Assim, a rede de parâmetros elétricos simulada se torna estável, o que permite uma convergência nas simulações.

B.4 Função de transferência de tensão, modelagem com redes RL+RLC+CRLG

O motivo de divergência nas simulações no domínio do tempo se deve aos valores de parâmetros calculados para o circuito equivalente RL+RLC+CRLG. Um exemplo ilustrando polos e zeros de uma função de transferência de tensão é mostrado a seguir.

Para o Transformador B modelado na Seção 4.6, a função de transferência de tensão entre o terminal de baixa pelo de alta tensão, $H_{1,open2}(s)$,

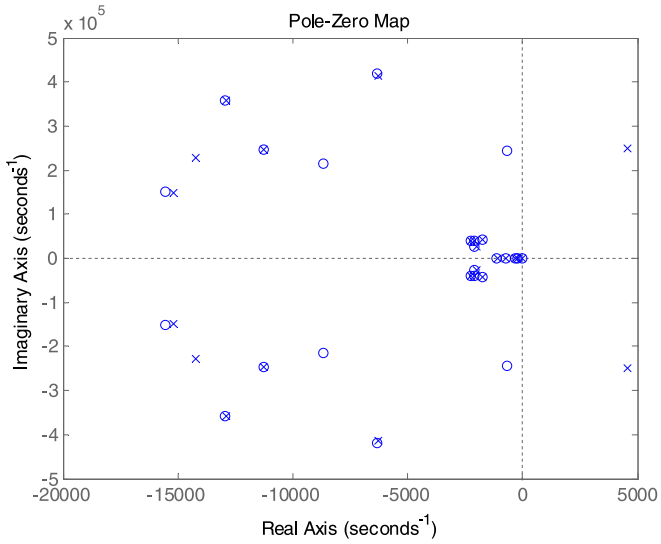


Figura B.3: Mapa de polos e zeros da função $H_{1,open2}(s)$.

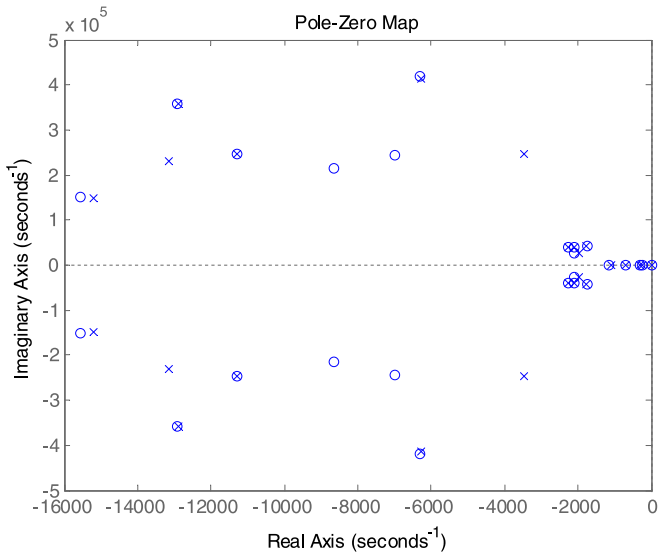


Figura B.4: Mapa de polos e zeros da função $H_{1,open2}(s)$ determinado com o valor reduzido da resistência da quinta célula da rede.

é dada pela Equação B.6. Nesta equação, $z_b(s)$ e $z_1(s)$ são funções impedâncias do circuito elétrico do modelo (Figura 4.28), as quais são calculadas com os valores de parâmetros mostrados nas Tabelas 4.13, 4.14, G.6, G.7 e G.8.

$$H_{1,open2}(s) = \frac{z_b(s)}{z_b(s) + z_1(s)} \quad (\text{B.6})$$

As funções impedâncias $z_{b_{Fit}}(s)$ e $z_{1_{Fit}}(s)$ calculadas com os valores dos parâmetros dados nas Tabelas 4.13, 4.14, G.6, G.7 e G.8 possuem mapas de polos e zeros mostrados na Figura B.5. As duas funções impedâncias têm todos os polos no semiplano esquerdo, mas com zeros distribuídos tanto no semiplano esquerdo quanto no direito.

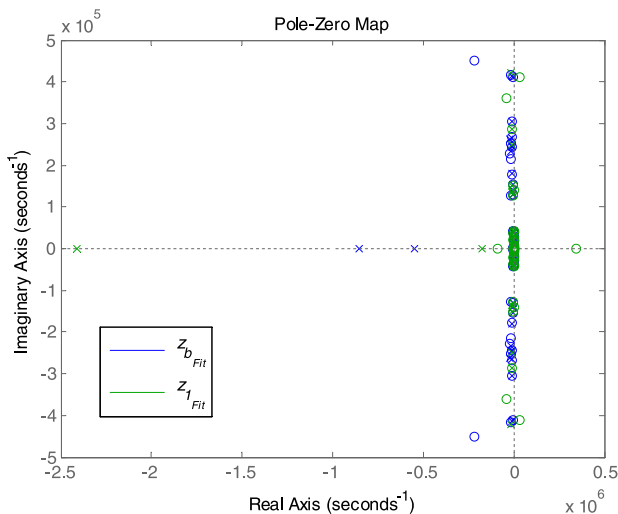


Figura B.5: Mapa de polos e zeros das funções $z_{b_{Fit}}(s)$ e $z_{1_{Fit}}(s)$.

A função de transferência de tensão $H_{1,open2}(s)$, calculada com as impedâncias $z_{b_{Fit}}(s)$ e $z_{1_{Fit}}(s)$, tem o mapa de polos e zeros mostrados na Figura B.6 e ilustrado em detalhes na Figura B.7. Os zeros no semiplano direito das funções impedâncias $z_{b_{Fit}}(s)$ e $z_{1_{Fit}}(s)$ resultam para a função $H_{1,open2}(s)$ (Equação B.6) em polos e zeros no referido lado do plano. Para este exemplo, mesmo que polos e zeros de $H_{1,open2}(s)$ que estão no semiplano direito tenham valores próximos entre si (Figura B.6), e que de certa maneira acabam se cancelando, a função $H_{1,open2}(s)$ ainda possui um polo e um zero neste semiplano (Figura B.7). Conseqüentemente, nas simulações no domínio do tempo

com a rede de parâmetros elétricos equivalente de $H_{1,open2}(s)$ não há convergência desde os instantes iniciais.

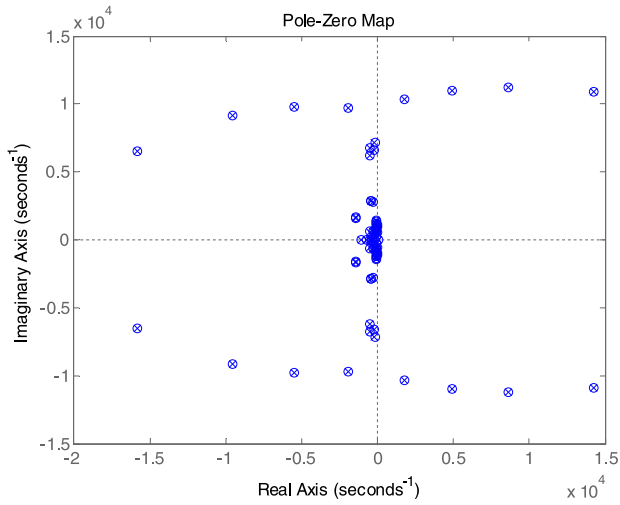


Figura B.6: Mapa de polos e zeros da função de transferência de tensão $H_{1,open2}(s)$.

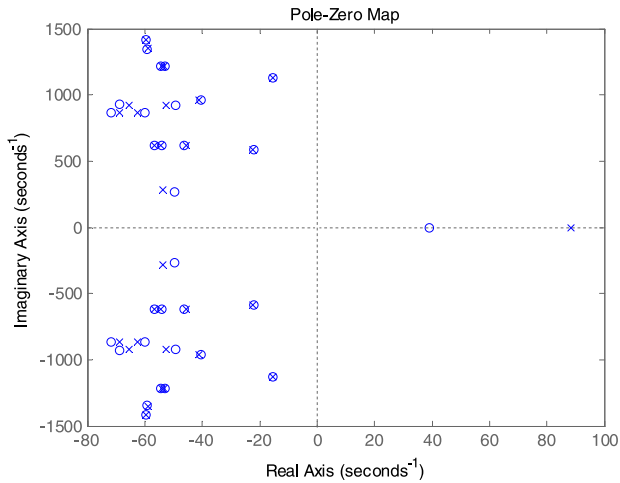


Figura B.7: Detalhe do mapa de polos e zeros ilustrado na Figura B.6.

Apêndice C

Transformador A - 2 kVA e Aparatos de Medições

C.1 Introdução

A seguir é mostrado o Transformador A - 2 kVA utilizado nos experimentos apresentados no Capítulo 4. Ainda, são descritos os instrumentos empregados nas excitações e nas medições de respostas no domínio do tempo e da frequência, e um instrumento virtual (VI - *Virtual Instruments*) desenvolvido para a realização de ensaios no GRUCAD.

C.2 O Transformador A

No Capítulo 4 é utilizado na modelagem e nos experimentos o Transformador A de 2 kVA, 220/50/50 V, 60 Hz, com três terminais de acessos. O transformador é do tipo Shell [80], com dois enrolamentos de baixa tensão e um de alta. Na Figura C.1 é mostrado a foto do referido transformador.

C.3 Instrumentos Utilizados nas Medições

Equipamentos empregados nas medições nos ensaios com tensão e frequência nominal:

- Osciloscópio Tektronix, modelo DPO3034 [81].
- Sondas de tensão Tektronix, modelo P6139A.



Figura C.1: Foto do Transformador A com três terminais utilizado nos experimentos.

- Sonda de corrente Tektronix, modelo TCP0030, tipo Hall, banda de passagem de 0 Hz até 120 MHz.

Equipamentos empregados na geração e nas medições nos ensaios com aplicação de degrau de tensão:

- Osciloscópio Tektronix, modelo DPO3034.
- Sondas de tensão Tektronix, modelo P6139A.
- Sonda de corrente Tektronix, modelo TCP0030, tipo Hall, banda de passagem de 0 Hz até 120 MHz.
- Fonte estabilizada de corrente contínua TECTROL (TCY 300-20BR1A).

Equipamentos empregados nas gerações de sinais e medições nos ensaios de resposta em frequência:

- Osciloscópios digitais Tektronix, modelo DPO3034.
- Gerador de funções arbitrárias Tektronix, modelo AFG 3102.
- Sondas de tensão Tektronix, modelo P6139A.

- Sonda de corrente Tektronix, modelo TCP0030, tipo Hall, banda de passagem de 0 Hz até 120 MHz.

Equipamentos empregados nas medições nos ensaios abertura de capacitor carregado através de uma chave:

- Osciloscópios digitais Tektronix, modelo DPO4104.
- Sondas de tensão Tektronix, modelo P6139A.
- Sondas de tensão Tektronix, modelo P5200.
- Sonda de corrente Tektronix, modelo TCP0030, tipo Hall, banda de passagem de 0 Hz até 120 MHz.

C.4 Instrumento Virtual para Medições de Respostas em Frequência

A partir da necessidade de medições e obtenção de dados de respostas em frequência foi desenvolvido um primeiro VI, denominado *VI de Aquisição*, que comanda a varredura em frequência de maneira manual ou automática de um gerador de funções, e obtém dados de sinais adquiridos por um osciloscópio. Um segundo VI foi desenvolvido para o processamento dados adquiridos pelo *VI de Aquisição*, chamado de *VI de Análise*. Como resultado, tem-se respostas em frequência de admitâncias ou de relações de tensão. Os VI's são executados por um computador pessoal. A seguir serão apresentados o *VI de Aquisição*, com a varredura feita pelo modo manual, e o *VI de Análise*.

No *VI de Aquisição* são definidos a quantidade de pontos e a frequência inicial e final das respostas que serão medidas. A distribuição dos pontos ao longo da faixa de medição pode ser especificada de forma linear ou logarítmica. Então, o VI calcula o passo de frequência e determina as frequências que serão utilizadas na varredura. Ao iniciar o programa, o VI envia comandos ao gerador de funções, via comunicação USB, para que seja criado um sinal senoidal com a frequência inicial especificada e a forma de onda do sinal de tensão é disponibilizada na saída do gerador de funções. Este sinal de tensão é a excitação de em um dos terminais do transformador para o ensaio de varredura em frequência. O operador visualizando as formas de onda na tela do osciloscópio aguarda alguns instantes (entre 5 à 10 segundos) para que as formas de onda entrem em regime. Então, o operador pressiona um botão do teclado e o VI envia um sinal que impõe a tela do osciloscópio

no modo parado (*STOP*). Os sinais dos canais com as formas de onda de tensão e/ou de corrente são adquiridos e enviados pelo osciloscópio, via comunicação USB, para o programa contido no computador. O programa salva as formas de onda em um arquivo de texto ASCII. Após os dados serem salvos, o VI envia um comando para que o osciloscópio seja posto em modo ativo (*RUN*). Em seguida, o VI envia um comando ao gerador de funções para que seja criado um novo sinal senoidal com frequência determinada a partir do passo de frequência e a forma de onda do sinal de tensão é disponibilizada na saída do gerador de funções. Este sinal de tensão do gerador é usado como a nova excitação no terminal do transformador que está sendo feito o ensaio de varredura em frequência. O operador observando as formas de onda na tela do osciloscópio espera alguns instantes para as formas de onda se acomodarem e depois pressiona um botão do teclado para que o osciloscópio seja posto pelo VI em modo parado. As formas de ondas são adquiridas pelo osciloscópio e salvas no arquivo de texto. O VI coloca o osciloscópio em modo ativo e envia comandos para que o gerador de funções disponibilize na saída a forma de onda de tensão com a próxima frequência que será utilizada na varredura (obtida a partir do passo de frequência). O ciclo de aquisição da varredura em frequência é repetido até a frequência final. As formas de onda dos canais utilizados são salvas na sequência da varredura em frequência no arquivo de bloco de notas. Na parte superior (contornado em azul) da Figura C.2, mostra-se esquematicamente as ações realizadas desde configurar o arranjo de ensaio do transformador até obter o arquivo com formas de ondas das grandezas de interesse.

O *VI de Análise* realiza a leitura do arquivo resultante do *VI de Aquisição*. Para cada forma de onda adquirida em uma frequência, o programa faz a Transformada Rápida de Fourier (FFT), determinando os módulos e as fases de elementos de vetores de admitâncias ou de relações de tensão. Ao final, gera-se um arquivo de texto ASCII. Na parte inferior (contornado em vermelho) da Figura C.2 é mostrado esquematicamente as ações realizadas desde a leitura do arquivo com as formas de onda até que será obtido o arquivo com módulos e fases de vetores de admitâncias ou de relações de tensão.

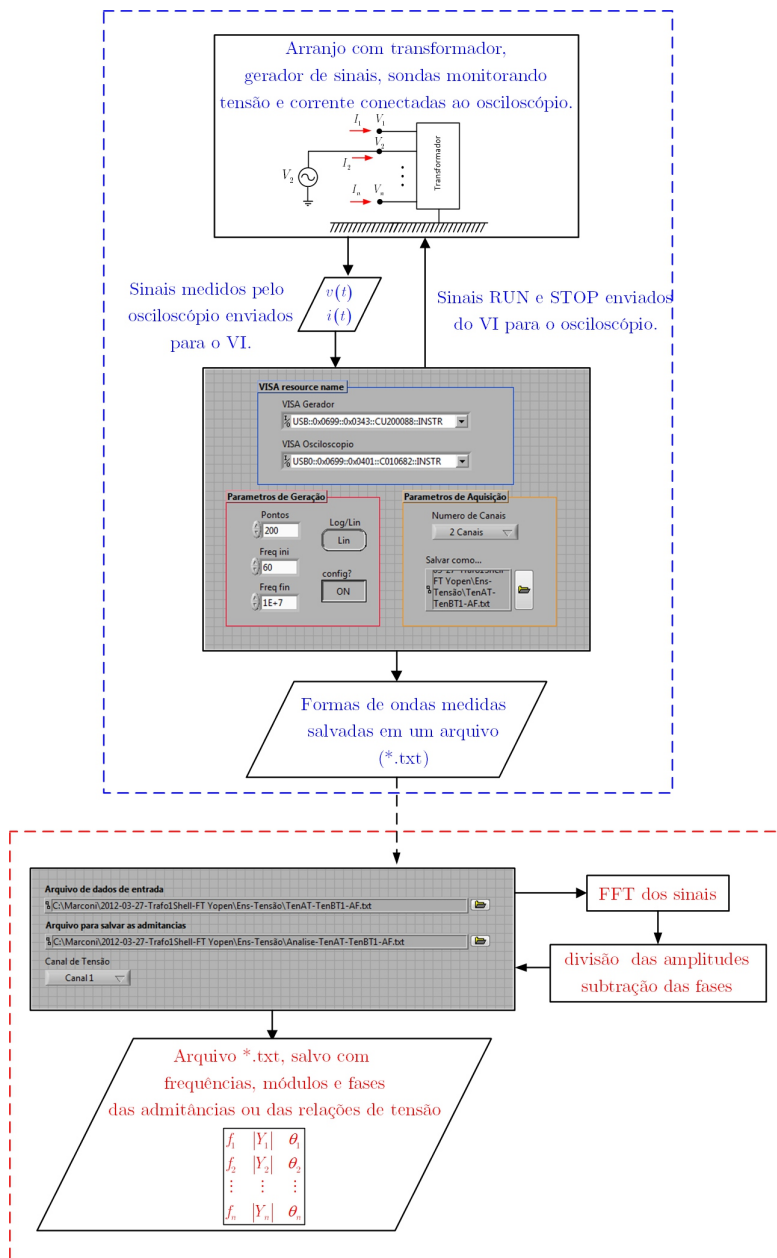


Figura C.2: Representação da sequência de operações realizadas para aquisição e análise de dados de respostas em frequência por meio dos instrumentos virtuais.

C.5 Aparato de Geração e Aplicação de Degraus de Tensão

Na Figura C.3 é ilustrado o arranjo utilizado para a aplicação de excitação em forma de onda de degrau de tensão. Na Figura C.3 é mostrado a fonte de tensão contínua com tensão v_S , o capacitor C com tensão v_C , a chave 1 (normalmente fechada) e a chave 2 (normalmente aberta), também são indicadas as tensões e a corrente nos terminais de um transformador.

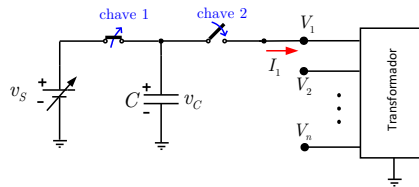


Figura C.3: Arranjo empregado para geração e aplicação de degraus de tensão.

A geração e a aplicação de forma de onda de degrau de tensão é realizada da seguinte maneira. A fonte de tensão contínua, carrega o capacitor C (capacitância equivalente de $38 \mu\text{F}$). Após o capacitor estar carregado, a chave 1 é aberta. A chave 2 é fechada e a tensão v_C do capacitor é aplicada em um dos terminais do transformador. A chave 2 é constituída por um contator e seu chaveamento é feito de maneira manual. As formas de onda de tensões e de corrente dos terminais do transformador são monitoradas e adquiridas por meio da instrumentação apresentada na Seção C.3.

A Figura C.4 mostra uma foto do aparato utilizado com um transformador protótipo de três enrolamentos e um osciloscópio para aquisição dos sinais.

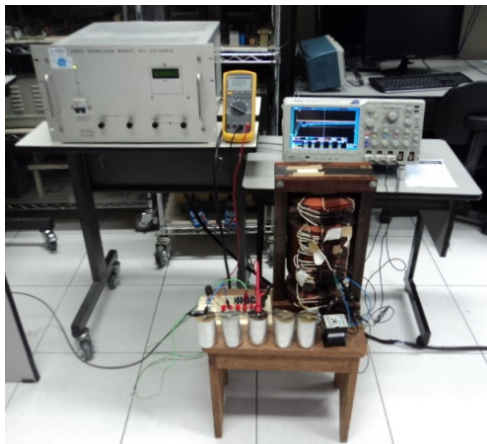


Figura C.4: Foto mostrando o aparato empregado na geração e na aplicação de degraus de tensão.

Apêndice D

Valores dos parâmetros não lineares

Valores dos parâmetros não lineares R_{bC_1} e L_{bC_1} das redes de impedâncias z_b para os transformadores modelados apresentados no Capítulo 4.

Tabela D.1: Valores utilizados para a resistência não linear R_{bC_1} da rede de impedância z_b

	Transformador A		Transformador B	
	Corrente [mA]	Tensão [V]	Corrente [mA]	Tensão [kV]
1	5,070	2,080	0,411	2,592
2	12,14	7,071	0,771	5,185
3	21,58	14,48	1,122	7,778*
4	29,96	22,13	1,452	10,37
5	38,09	29,21	1,605	11,67
6	52,89	42,72	1,773	12,96
7	78,88	71,30	1,928	14,2
8	107,3	107,6	2,128	15,55
9	131,5	142,1	2,618	18,14
10	155,0	177,1	3,086	20,7
11	180,0	214,9	3,703	23,33
12	203,1	251,4	4,937*	31,11*
13	226,5	284,8		
14	234,8	297,9		
15	243,5*	311,2*		
16	249,0	319,3		
17	253,3	325,7		
18	264,4	341,3		
19	281,4	365,6		

*Valores para a condição nominal

Tabela D.2: Valores utilizados para a indutância não linear L_{bC_1} da rede de impedância z_b

	Transformador A		Transformador B	
	Corrente [mA]	Fluxo [mV.espira]	Corrente [mA]	Fluxo [V.espira]
1	10,45	5,529	0,613	8,252
2	18,45	18,73	0,935	16,50
3	26,91	38,37	1,178	24,75
4	33,90	58,67	1,455	33,01
5	36,95	77,49	1,607	37,13
6	41,57	113,3	1,818	41,26
7	50,71	189,1	2,000	45,69
8	57,82	285,4	2,311	49,51
9	65,56	376,9	3,618	57,02
10	77,01	470,0	6,044	66,02
11	89,02	570,1	9,821	74,27
12	105,3	666,9	15,92*	99,03*
13	132,6	755,6		
14	148,9	790,2		
15	169,0*	825,7*		
16	182,7	847,1		
17	194,8	864,0		
18	227,1	905,5		
19	277,0	970,0		

*Valores para a condição nominal

Apêndice E

Valores das componentes harmônicas de tensão

Valores da ordem, da tensão de pico e da fase das componentes harmônicas utilizados na fonte de tensão simulada no exemplo da Seção 4.3.4 e 4.6.4.

Tabela E.1: Valores das componentes harmônicas

Ordem	Amplitude [V]	Ângulo [°]	Ordem	Amplitude [V]	Ângulo [°]
1	311,4	6,11	2	0,308	-121,0
3	5,014	-98,9	4	0,102	-38,70
5	6,353	-132,0	6	0,085	21,35
7	2,684	-168,7	8	0,189	174,76
9	0,856	-159,8	10	0,157	-143,9
11	0,622	22,69	12	0,108	-142,1
13	1,208	-98,47	14	0,272	82,925
15	0,776	136,05	16	0,199	17,469
17	1,905	78,226	18	0,085	-98,75
19	0,540	-63,22	20	0,151	-74,92
21	0,660	-97,06	22	0,047	-120,2
23	0,263	-83,49	24	0,083	132,4
25	0,370	83,857	26	0,123	131,69
27	0,281	116,78	28	0,127	7,263
29	0,180	-21,89	30	0,132	-132,9
31	0,181	-115,2	32	0,053	-2,106
35	0,127	142,27	36	0,073	118,4

Apêndice F

Vector Fitting e Rede de Impedâncias

O método *Vector Fitting* [52] vem sendo utilizado na última década na aproximação de respostas em frequências. A fundamentação teórica do método *Vector Fitting* está descrita em [52, 53, 82]. A partir do método *Vector Fitting*, foi desenvolvida a rotina *Matrix Fitting*, a qual está relacionada com a aproximação numérica de respostas em frequência de abordagens que utilizam a denominada matriz admitância [55]. O programa da rotina *Matrix Fitting* está disponível na página eletrônica do instituto de pesquisa SINTEF [83] e é executado na plataforma Matlab.

A determinação numérica de respostas em frequência é realizada pelo método *Vector Fitting* através do cálculo de valores de coeficientes de uma função racional representada por frações parciais, conforme a dada na Equação F.1.

$$f(s) \approx \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + s.e \quad (\text{F.1})$$

Na Equação F.1, N é a quantidade de polos da função, a_n são os valores de cada polo n real ou complexo conjugado, c_n são os resíduos oriundos da expansão da função em frações parciais para cada polo n . O parâmetro d é um termo constante, s a frequência e e um valor constante.

Na Seção 4.5, as respostas em frequência de impedância do modelo foram modeladas por meio de redes de impedância CRLG, onde valores

de coeficientes de funções racionais equivalentes as funções impedâncias foram determinados utilizando a rotina Matrix Fitting. A função racional utilizada na modelagem é expressa na Equação F.2.

$$z(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} \quad (\text{F.2})$$

A função da Equação F.2 é convertida em parâmetros elétricos equivalentes [55], semelhantes aos mostrados na Figura F.1.

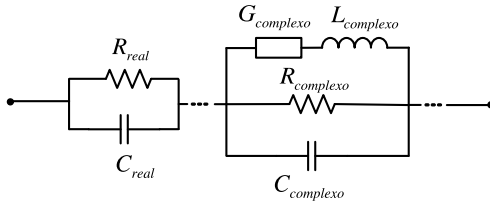


Figura F.1: Função impedância $z(s)$ convertida em parâmetros elétricos.

O ramo com parâmetros CR (Figura F.1) está relacionado com polos reais da função $z(s)$. Supondo que a função $z(s)$ (Equação F.2) possua um polo real, os elementos C_{real} e R_{real} (Figura F.1) são determinados, respectivamente, pelas Equações F.3 e F.4. O processo de cálculo é repetido para os demais polos reais da função $z(s)$.

$$C_{real} = \frac{1}{c} \quad (\text{F.3})$$

$$R_{real} = -\frac{a}{c} \quad (\text{F.4})$$

Caso a função $z(s)$ possua polos complexos, sabe-se que estes apresentam-se em pares e são conjugados. Um par de polos complexos pode ser descrito por frações parciais dada pela Equação F.5.

$$\frac{c' + jc''}{s - (a' + ja'')} + \frac{c' - jc''}{s - (a' - ja'')} \quad (\text{F.5})$$

O ramo com os parâmetros CRLG (Figura F.1) está relacionado com o par de polos complexos da função $z(s)$. Supondo um par de polos complexos (Equação F.5), o cálculo da capacitância $C_{complexo}$ e do resistor $R_{complexo}$ são feitos, respectivamente, pelas Equações F.6 e F.7. Ainda, o valor da indutância $L_{complexo}$ e da condutância $G_{complexo}$

são determinados, respectivamente, pelas Equações F.8 e F.9.

$$C_{complexo} = \frac{1}{2c'} \quad (\text{F.6})$$

$$R_{complexo} = \frac{1}{[-2a' + 2(c'a' + c''a'')]C_{complexo}}C_{complexo} \quad (\text{F.7})$$

$$L_{complexo} = \frac{1}{C_{complexo}[(a')^2 + (a'')^2 + \frac{2(c'a' + c''a'')}{R_{complexo}}]} \quad (\text{F.8})$$

$$G_{complexo} = \frac{1}{-2(c'a' + c''a'')]C_{complexo}L_{complexo} \quad (\text{F.9})$$

Apêndice G

Valores dos Parâmetros das redes CRLG

G.1 Transformador A

Na rotina *Matrix Fitting* foram especificados os critérios apresentados na Tabela G.1 para a determinação dos valores dos parâmetros das respostas modeladas $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ para o Transformador A [55] [83]. A função peso utilizada na rotina é dada pela Equação G.1.

Tabela G.1: Critérios definidos na rotina Matrix Fitting para a determinação dos valores dos parâmetros para o Transformador A

	Número de polos	Tipo de distribuição de polos iniciais	Número de iterações
$z_{b_{Fit}}$	40	logarítmica	15
$z_{1_{Fit}}$	15	logarítmica	15
$z_{2_{Fit}}$	15	logarítmica	15
$z_{3_{Fit}}$	30	logarítmica	15

$$weight(i, j, k) = \frac{1}{\sqrt{abs(H(i, j, k))}} \quad (G.1)$$

Na Tabela G.2 são mostrados os valores dos parâmetros CR (rede de parâmetros com polos reais) determinados para as respostas em frequência modeladas $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ para o Transformador A.

Nas Tabelas G.3 e G.4 são expostos os valores dos parâmetros CRLG (rede de parâmetros com polos complexos) calculados para as respostas em frequência modeladas $z_{b_{Fit}}$, $z_{1_{Fit}}$, $z_{2_{Fit}}$ e $z_{3_{Fit}}$ para o Transformador A (Seção 4.6).

Tabela G.2: Valores dos parâmetros CR (polos reais) do circuito com redes de impedância CRLG para o Transformador A

	z_{bFit}		z_{3Fit}	
	C [μ F]	R [Ω]	C [μ F]	R [Ω]
1	$-1,193 \times 10^1$	$-1,048 \times 10^2$	-4,629	$-4,205 \times 10^2$
2	2,652	$1,948 \times 10^2$	3,450	$4,312 \times 10^2$
3	-5,942	$-2,781 \times 10^1$	$-4,680 \times 10^{-2}$	$-3,024 \times 10^3$
4	$-4,543 \times 10^{-1}$	$-2,923 \times 10^2$	$3,380 \times 10^{-2}$	$3,754 \times 10^3$
5	$9,174 \times 10^{-2}$	$4,525 \times 10^2$	$-1,074 \times 10^{-1}$	$-8,438 \times 10^2$
6	$1,859 \times 10^{-2}$	$1,208 \times 10^3$	$4,170 \times 10^{-2}$	$5,341 \times 10^2$
7	$-1,175 \times 10^{-2}$	$-1,404 \times 10^3$	$2,021 \times 10^{-4}$	$3,879 \times 10^3$
8	$-1,618 \times 10^{-3}$	$-2,818 \times 10^3$	$-9,723 \times 10^{-5}$	$-2,445 \times 10^2$
9	$1,940 \times 10^{-4}$	$2,845 \times 10^3$		
10	$1,848 \times 10^{-5}$	$6,579 \times 10^2$		
	z_{1Fit}		z_{2Fit}	
	C [μ F]	R [Ω]	C [μ F]	R [Ω]
1	$4,555 \times 10^{-7}$	$1,017 \times 10^4$	$2,019 \times 10^{-8}$	$1,294 \times 10^4$

Tabela G.3: Valores dos parâmetros do circuito com rede CRLG (polos complexos) para o Transformador A

	C [μ F]	R [Ω]	z_{bFit}	
			L [mH]	G [S]
1	$-5,054 \times 10^3$	$2,476 \times 10^{-1}$	$-8,061 \times 10^{-2}$	$-1,469 \times 10^1$
2	$-2,107 \times 10^3$	$1,421 \times 10^{-1}$	$-3,180 \times 10^{-2}$	-8,998
3	$-8,276 \times 10^1$	$8,466 \times 10^{-1}$	$-3,695 \times 10^{-2}$	-1,791
4	$-2,590 \times 10^{-4}$	$-3,884 \times 10^3$	-4,687	$8,246 \times 10^{-4}$
5	$4,075 \times 10^{-4}$	$-3,089 \times 10^4$	1,864	$7,069 \times 10^{-4}$
6	$3,593 \times 10^{-2}$	-3,165	$3,359 \times 10^{-4}$	$3,291 \times 10^{-1}$
7	$6,901 \times 10^{-4}$	$5,676 \times 10^1$	$2,396 \times 10^{-3}$	$-1,819 \times 10^{-2}$
8	$-6,059 \times 10^{-5}$	$5,772 \times 10^3$	$-2,64 \times 10^{-1}$	$-8,912 \times 10^{-4}$
9	$-3,398 \times 10^{-2}$	$1,697 \times 10^{-1}$	$-9,735 \times 10^{-7}$	-5,905
10	$8,374 \times 10^{-3}$	1,223	$1,248 \times 10^{-5}$	$-8,253 \times 10^{-1}$
11	$-2,443 \times 10^{-4}$	$-5,187 \times 10^2$	$-1,581 \times 10^{-2}$	$9,945 \times 10^{-3}$
12	$-5,576 \times 10^{-5}$	$-4,898 \times 10^3$	$-7,880 \times 10^{-2}$	$-9,618 \times 10^{-4}$
13	$-2,275 \times 10^{-4}$	$1,402 \times 10^4$	$-3,610 \times 10^{-3}$	$-1,488 \times 10^{-1}$
14	$-3,076 \times 10^{-4}$	$-3,633 \times 10^2$	$-1,760 \times 10^{-3}$	$9,797 \times 10^{-2}$
15	$7,099 \times 10^{-4}$	$-6,876 \times 10^1$	$5,387 \times 10^{-4}$	$7,581 \times 10^{-2}$
	C [μ F]	R [Ω]	z_{1Fit}	
			L [mF]	G [S]
1	$-2,950 \times 10^{-4}$	$1,859 \times 10^2$	$-8,317 \times 10^{-3}$	$-6,007 \times 10^{-3}$
2	$1,941 \times 10^{-6}$	$8,405 \times 10^4$	9,617	$-4,491 \times 10^{-3}$
3	$-1,271 \times 10^{-4}$	$-4,874 \times 10^2$	$-2,521 \times 10^{-2}$	$2,726 \times 10^{-3}$
4	$1,818 \times 10^{-5}$	$5,680 \times 10^4$	$6,773 \times 10^{-1}$	$1,337 \times 10^{-2}$
5	$1,306 \times 10^{-4}$	$2,246 \times 10^2$	$5,753 \times 10^{-3}$	$-5,212 \times 10^{-3}$
6	$8,614 \times 10^{-6}$	$3,947 \times 10^3$	$6,287 \times 10^{-2}$	$-8,196 \times 10^{-4}$
7	$1,042 \times 10^{-5}$	$2,938 \times 10^2$	$9,650 \times 10^{-4}$	$-3,551 \times 10^{-3}$

Tabela G.4: Valores dos parâmetros do circuito com rede CRLG (polos complexos) para o Transformador A

	C [μF]	R [Ω]	z_{2Fit} L [mH]	G [S]
1	$4,171 \times 10^{-5}$	$7,278 \times 10^3$	1,636	$-4,474 \times 10^{-4}$
2	$3,291 \times 10^{-6}$	$1,907 \times 10^5$	6,763	$1,734 \times 10^{-3}$
3	$3,547 \times 10^{-6}$	$6,903 \times 10^4$	2,785	$-1,466 \times 10^{-4}$
4	$8,549 \times 10^{-5}$	$-7,170 \times 10^2$	$2,072 \times 10^{-2}$	$2,717 \times 10^{-3}$
5	$1,504 \times 10^{-5}$	$2,046 \times 10^3$	$3,172 \times 10^{-2}$	$-1,123 \times 10^{-3}$
6	$4,857 \times 10^{-5}$	$4,741 \times 10^2$	$5,355 \times 10^3$	$-4,448 \times 10^{-3}$
7	$-6,225 \times 10^{-5}$	$5,504 \times 10^1$	$-1,766 \times 10^{-4}$	$-1,885 \times 10^{-2}$

	C [μF]	R [Ω]	z_{31Fit} L [mH]	G [S]
1	$-4,147 \times 10^{-2}$	$-6,822 \times 10^2$	$-5,960 \times 10^1$	$-4,467 \times 10^{-4}$
2	$2,494 \times 10^{-4}$	$1,691 \times 10^3$	1,031	$-8,684 \times 10^{-4}$
3	$-6,216 \times 10^{-2}$	$1,682 \times 10^1$	$-5,891 \times 10^{-3}$	$-1,695 \times 10^{-1}$
4	$3,345 \times 10^{-4}$	$-2,738 \times 10^4$	$2,187 \times 10^{-1}$	$3,017 \times 10^{-3}$
5	$4,241 \times 10^{-5}$	$4,712 \times 10^4$	$4,940 \times 10^{-1}$	$1,838 \times 10^{-3}$
6	$-3,344 \times 10^{-5}$	$-5,022 \times 10^4$	$-3,262 \times 10^{-2}$	$-1,645 \times 10^{-3}$
7	$1,668 \times 10^{-4}$	$7,250 \times 10^2$	$2,272 \times 10^{-2}$	$-6,472 \times 10^{-3}$
8	$7,824 \times 10^{-4}$	$1,120 \times 10^3$	$2,695 \times 10^{-3}$	1,703
9	$2,220 \times 10^{-4}$	$-1,825 \times 10^3$	$3,659 \times 10^{-3}$	$6,830 \times 10^{-2}$
10	$2,925 \times 10^{-4}$	$2,283 \times 10^2$	$1,758 \times 10^{-3}$	$-4,463 \times 10^{-2}$
11	$-2,624 \times 10^{-3}$	1,818	$-8,118 \times 10^{-6}$	$-5,778 \times 10^{-1}$

G.2 Transformador B

Os critérios definidos para o Transformador B na rotina Matrix Fitting na determinação dos valores dos parâmetros das respostas z_{bFit} , z_{1Fit} e z_{2Fit} são apresentados na Tabela G.5 [55] [83]. A função peso utilizada na rotina é dada pela Equação G.1.

Tabela G.5: Critérios definidos na rotina Matrix Fitting para a determinação dos valores dos parâmetros para o Transformador A

	Número de polos	Tipo de distribuição de polos iniciais	Número de iterações
z_{bFit}	50	linear e logarítmica	5
z_{1Fit}	50	logarítmica	5
z_{2Fit}	50	logarítmica	5

Na Tabela G.6 são apresentados os valores dos parâmetros CR (rede de parâmetros com polos reais) calculados para as respostas em frequência modeladas z_{bFit} , z_{1Fit} e z_{2Fit} para o Transformador B.

Tabela G.6: Valores dos parâmetros CR (polos reais) do circuito com redes de impedância CRLG para o Transformador B

	z_{bFit}		z_{1Fit}		z_{2Fit}	
	C [μ F]	R [Ω]	C [μ F]	R [Ω]	C [μ F]	R [Ω]
1	$-2,501 \times 10^{-3}$	$-1,730 \times 10^6$	$1,182 \times 10^{-3}$	$4,754 \times 10^3$	$-4,525 \times 10^{-3}$	$-2,667 \times 10^5$
2	$1,415 \times 10^{-3}$	$1,391 \times 10^6$	$-2,239 \times 10^{-4}$	$-1,851 \times 10^3$	$-1,855 \times 10^{-7}$	$-7,574 \times 10^5$
3	$-6,297 \times 10^{-5}$	$-2,896 \times 10^4$				
4	$4,816 \times 10^{-5}$	$2,433 \times 10^4$				

Nas Tabelas G.7, G.8 e G.9 são mostrados os valores dos parâmetros CRLG (rede de parâmetros com polos complexos) definidos para as respostas em frequência modeladas z_{bFit} , z_{1Fit} e z_{2Fit} para o Transformador B (Seção 4.6).

Tabela G.7: Valores dos parâmetros do circuito com rede CRLG (polos complexos) para o Transformador B

	C [μ F]	R [Ω]	z_{bFit}	L [mH]	G [S]
1	$-3,546 \times 10^{-2}$	$-9,655 \times 10^4$		$-6,422 \times 10^4$	$8,678 \times 10^{-5}$
2	$1,573 \times 10^{-1}$	$2,226 \times 10^3$		$7,446 \times 10^2$	$-4,930 \times 10^{-4}$
3	$-7,691 \times 10^{-2}$	$-5,857 \times 10^4$		$-1,480 \times 10^4$	$6,544 \times 10^{-4}$
4	$-8,313 \times 10^{-2}$	$-4,000 \times 10^4$		$-7,781 \times 10^3$	$6,658 \times 10^{-4}$
5	$-4,604 \times 10^{-3}$	$1,819 \times 10^6$		$-4,390 \times 10^4$	$-7,590 \times 10^{-6}$
6	$1,755 \times 10^{-1}$	$-4,380 \times 10^2$		$3,021 \times 10^1$	$2,390 \times 10^{-3}$
7	$-1,540 \times 10^{-1}$	$-2,070 \times 10^3$		$-1,218 \times 10^2$	$3,292 \times 10^{-3}$
8	$4,593 \times 10^{-1}$	$-5,704 \times 10^1$		1,168	$2,206 \times 10^{-2}$
9	$8,967 \times 10^{-2}$	$4,357 \times 10^2$		$1,072 \times 10^1$	$-3,901 \times 10^{-3}$
10	$-7,120 \times 10^{-2}$	$-4,676 \times 10^2$		-8,567	$4,115 \times 10^{-3}$
11	$-1,704 \times 10^{-2}$	$7,149 \times 10^3$		$-3,416 \times 10^1$	$-2,704 \times 10^{-3}$
12	$1,300 \times 10^{-2}$	$-1,444 \times 10^4$		$4,034 \times 10^1$	$2,781 \times 10^{-3}$
13	$2,336 \times 10^{-3}$	$-1,570 \times 10^3$		4,490	$7,765 \times 10^{-4}$
14	$-3,332 \times 10^{-3}$	$9,378 \times 10^2$		-2,433	$-1,239 \times 10^{-3}$
15	$5,692 \times 10^{-1}$	-1,385		$1,070 \times 10^{-3}$	$7,330 \times 10^{-1}$
16	$1,124 \times 10^{-1}$	$-2,931 \times 10^1$		$6,830 \times 10^{-2}$	$4,532 \times 10^{-2}$
17	$-4,702 \times 10^{-3}$	$1,074 \times 10^3$		-2,103	$-2,050 \times 10^{-3}$
18	$-2,985 \times 10^{-3}$	$-1,293 \times 10^3$		-2,747	$1,515 \times 10^{-3}$
19	$9,800 \times 10^{-4}$	$-1,005 \times 10^4$		$1,213 \times 10^1$	$5,700 \times 10^{-4}$
20	$-3,515 \times 10^{-3}$	$3,475 \times 10^3$		-3,594	$-2,678 \times 10^{-3}$
21	$4,563 \times 10^{-2}$	$5,852 \times 10^1$		$9,673 \times 10^{-2}$	$-2,899 \times 10^{-2}$
22	$-7,525 \times 10^{-1}$	$2,821 \times 10^{-1}$		$-5,933 \times 10^{-5}$	-3,572
23	$-3,108 \times 10^{-2}$	$-3,499 \times 10^1$		$-3,220 \times 10^{-2}$	$3,448 \times 10^{-2}$

Tabela G.8: Valores dos parâmetros do circuito com rede CRLG (polos complexos) para o Transformador B

	C [μF]	R [Ω]	z_{1Fit} L [mH]	G [S]
1	$1,082 \times 10^{-2}$	$9,371 \times 10^5$	$1,232 \times 10^6$	$8,622 \times 10^{-4}$
2	$-2,266 \times 10^{-1}$	$2,253 \times 10^3$	$-1,034 \times 10^3$	$-4,828 \times 10^{-4}$
3	$-8,982 \times 10^{-2}$	$-3,059 \times 10^4$	$-2,295 \times 10^4$	$1,606 \times 10^{-4}$
4	$1,647 \times 10^{-3}$	$3,240 \times 10^5$	$1,872 \times 10^5$	$-3,642 \times 10^{-6}$
5	$-6,255 \times 10^{-3}$	$-2,751 \times 10^4$	$-5,642 \times 10^3$	$3,718 \times 10^{-5}$
6	$-2,790 \times 10^{-1}$	$-2,833 \times 10^3$	$-1,482 \times 10^3$	$5,703 \times 10^{-4}$
7	-1,003	$-8,530 \times 10^2$	$-3,830 \times 10^2$	$2,294 \times 10^{-3}$
8	$-1,327 \times 10^{-1}$	$-4,240 \times 10^4$	$-4,115 \times 10^3$	$4,086 \times 10^{-3}$
9	1,210	$7,314 \times 10^2$	$2,615 \times 10^2$	$-3,783 \times 10^{-3}$
10	$-1,349 \times 10^{-1}$	$2,280 \times 10^3$	$-3,611 \times 10^2$	$-7,122 \times 10^{-4}$
11	$-7,915 \times 10^{-2}$	$2,456 \times 10^3$	$-1,792 \times 10^2$	$-8,999 \times 10^{-4}$
12	$-3,357 \times 10^{-1}$	$-1,248 \times 10^2$	-4,926	$8,731 \times 10^{-3}$
13	$1,504 \times 10^{-1}$	$3,512 \times 10^3$	$1,668 \times 10^1$	$-5,238 \times 10^{-2}$
14	$-4,776 \times 10^{-2}$	$1,167 \times 10^3$	$-2,512 \times 10^1$	$-1,885 \times 10^{-3}$
15	$5,901 \times 10^{-2}$	$8,810 \times 10^2$	$1,496 \times 10^1$	$-3,753 \times 10^{-3}$
16	-1,004	-1,029	$-1,067 \times 10^{-3}$	$9,732 \times 10^{-1}$
17	$1,502 \times 10^{-2}$	$1,714 \times 10^3$	$2,090 \times 10^1$	$-1,343 \times 10^{-3}$
18	$-3,455 \times 10^{-1}$	$-5,474 \times 10^1$	$-6,342 \times 10^{-1}$	$3,019 \times 10^{-2}$
19	$1,632 \times 10^{-2}$	$-1,589 \times 10^3$	3,287	$6,579 \times 10^{-3}$
20	$-1,173 \times 10^{-2}$	$2,541 \times 10^2$	$-6,209 \times 10^{-1}$	$-4,549 \times 10^{-3}$
21	$-3,921 \times 10^{-2}$	$1,219 \times 10^2$	$-3,591 \times 10^{-1}$	$-1,221 \times 10^{-2}$
22	$-1,681 \times 10^{-3}$	$1,113 \times 10^4$	-9,032	$-1,458 \times 10^{-3}$
23	$8,865 \times 10^{-2}$	$4,967 \times 10^1$	$8,797 \times 10^{-2}$	$-5,517 \times 10^{-2}$
24	$1,305 \times 10^{-2}$	$9,676 \times 10^2$	$4,200 \times 10^{-1}$	$-5,226 \times 10^{-2}$

Tabela G.9: Valores dos parâmetros do circuito com rede CRLG (polos complexos) para o Transformador B

	C [μF]	R [Ω]	z^2_{Fit} L [mH]	G [S]
1	$3,666 \times 10^{-1}$	$-5,507 \times 10^3$	$6,108 \times 10^3$	$3,160 \times 10^{-4}$
2	$-6,842 \times 10^{-1}$	$8,432 \times 10^3$	$-6,253 \times 10^3$	$-7,915 \times 10^{-4}$
3	$2,729 \times 10^{-3}$	$-7,439 \times 10^5$	$4,876 \times 10^5$	$2,559 \times 10^{-6}$
4	$-1,525 \times 10^{-3}$	$-2,723 \times 10^6$	$-1,064 \times 10^6$	$-6,669 \times 10^{-6}$
5	$-7,860 \times 10^{-1}$	$5,136 \times 10^3$	$-1,227 \times 10^3$	$-2,381 \times 10^{-3}$
6	$-7,889 \times 10^{-2}$	$-1,388 \times 10^4$	$-7,039 \times 10^3$	$1,728 \times 10^{-4}$
7	$-6,830 \times 10^{-1}$	$3,354 \times 10^3$	$-4,788 \times 10^2$	$-2,628 \times 10^{-3}$
8	$2,233 \times 10^{-2}$	$9,270 \times 10^3$	$2,197 \times 10^3$	$-1,245 \times 10^{-4}$
9	-1,963	$3,577 \times 10^1$	-2,346	$-2,915 \times 10^{-2}$
10	$2,218 \times 10^{-1}$	$1,944 \times 10^4$	$4,987 \times 10^2$	$9,799 \times 10^{-2}$
11	$-8,509 \times 10^{-1}$	$1,291 \times 10^2$	$-1,036 \times 10^1$	$-1,039 \times 10^{-2}$
12	$8,879 \times 10^{-1}$	$1,155 \times 10^2$	7,835	$-1,376 \times 10^{-2}$
13	$-5,067 \times 10^{-2}$	$-3,289 \times 10^3$	$-2,190 \times 10^2$	$1,484 \times 10^{-3}$
14	$-1,886 \times 10^{-1}$	$-2,461 \times 10^2$	-6,107	$7,992 \times 10^{-3}$
15	$4,379 \times 10^{-2}$	$5,861 \times 10^2$	$1,055 \times 10^1$	$-2,661 \times 10^{-3}$
16	$-1,544 \times 10^{-1}$	$3,209 \times 10^1$	$-1,503 \times 10^{-1}$	$-3,245 \times 10^{-2}$
17	$3,489 \times 10^{-1}$	$1,997 \times 10^1$	$7,916 \times 10^{-2}$	$-8,820 \times 10^{-2}$
18	$1,318 \times 10^{-4}$	$5,169 \times 10^5$	$4,618 \times 10^2$	$-1,957 \times 10^{-3}$
19	$6,524 \times 10^{-2}$	$1,912 \times 10^1$	$2,332 \times 10^{-2}$	$-5,369 \times 10^{-2}$
20	$7,608 \times 10^{-3}$	$-1,220 \times 10^3$	4,232	$2,054 \times 10^{-3}$
21	$9,926 \times 10^{-5}$	$9,657 \times 10^4$	$1,583 \times 10^2$	$-1,221 \times 10^{-4}$
22	$-5,536 \times 10^{-3}$	$-1,947 \times 10^4$	-2,985	$-1,092 \times 10^1$
23	$3,584 \times 10^{-4}$	$9,515 \times 10^3$	$1,323 \times 10^1$	$-3,290 \times 10^{-4}$
24	$4,788 \times 10^{-8}$	$1,491 \times 10^7$	$1,923 \times 10^3$	$1,218 \times 10^{-6}$

Referências Bibliográficas

- [1] L. C. ZANETTA Jr., *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. São Paulo, Brasil: EDUSP, Editora da Universidade de São Paulo, 2003.
- [2] A. E. A. Araújo and W. L. A. Neves, *Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia*. Editora UFMG, 2005, 2005.
- [3] A. Greenwood, *Electrical transients in power systems*, 2nd ed. Wiley Interscience, 1991, 1991.
- [4] C. Álvarez Mariño, X. M. Lopez-Fernandez, A. J. J. Ramos, R. A. C. Lopes, and J. M. D. Couto, “Time domain severity factor (TDSF): Induced transient voltage between transformer and vacuum circuit breakers,” *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 31, no. 2, pp. 670–681, 2012.
- [5] J. Martinez and B. Mork, “Transformer Modeling for Low and Mid Frequency Transients A Review,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1625–1632, Apr. 2005.
- [6] B. Gustavsen, “A Hybrid Measurement Approach for Wideband Characterization and Modeling of Power Transformers,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1932–1939, Jul. 2010.
- [7] C. Andrieu, E. Dauphant, and D. Boss, “A Frequency-Dependant Model For a MV/LV Transformer,” in *IPSTÁ '99 - International Conference on Power Systems Transients.*, Budapest, Hungary, 1999.

- [8] J. A. Martinez-Velasco, *Power System Transients: Parameter Determination*, J. A. Martinez-Velasco, Ed. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2009.
- [9] M. Popov, L. van der Sluis, R. Smeets, J. Lopez-Roldan, and V. Terzija, "Modelling, simulation and measurement of fast transients in transformer windings with consideration of frequency-dependent losses," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 1, p. 29, 2007.
- [10] A. Soysal, "A method for wide frequency range modeling of power transformers and rotating machines," in *Proceedings of the 1991 IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference*. IEEE, pp. 560–566.
- [11] C. Brozio and H. Vermeulen, "Wideband equivalent circuit modelling and parameter estimation methodology for two-winding transformers," *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 150, no. 4, p. 487, 2003.
- [12] L. Van der Sluis, *Transients in power systems*. Wiley, 2001, 2001.
- [13] D. Povh, O. Volcker, G. Bizjak, and P. Zunko, "Calculation of Transient Phenomena," in *Proceedings. Joint International Power Conference Athens Power Tech.*, vol. 2. IEEE, pp. 738–743.
- [14] L. A. F. Oliveira, "Estudo de Modelos de Transformadores para Altas Frequências," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.
- [15] A. B. Fernandes and A. C. S. Lima, "Modelagem de Transformadores para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos de Altas Frequências com Base em Medições de Campo," in *SBSE Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos 2006*, Campina Grande, Paraíba, Brasil, 2006.
- [16] E. Bjerkan, "High Frequency Modeling of Power Transformers," Ph.D. dissertation, NTNU Norwegian University of Science and Technology, 2005.
- [17] M. Popov, "Switching Three-Phase Distribution Transformers with a Vacuum Circuit Breaker Analysis of Overvoltages and the Protection of Equipment," Ph.D. dissertation, Delft University of Technology, 2002.

- [18] U. G. EEUG, “EMTP Course on Overvoltages and Insulation Coordination Studies,” Barcelon, Spain, pp. 12–14, 1997. [Online]. Available: <http://www.ece.mtu.edu/atp/eeug/course97.htm>
- [19] A. Oguz Soysal, “A method for wide frequency range modeling of power transformers and rotating machines,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 4, pp. 1802–1810, 1993.
- [20] C. Brozio, “Wideband modelling and parameter estimation of two winding transformers,” Ph.D. dissertation, University of Stellenbosch, 1999.
- [21] M. Popov, L. van der Sluis, and G. C. Paap, “Investigation of the circuit breaker reignition overvoltages caused by no-load transformer switching surges,” *European Transactions on Electrical Power*, vol. 11, no. 6, pp. 413–422, Nov. 2001.
- [22] M. Popov, L. van der Sluis, and G. Paap, “A simplified transformer model for the simulation of fast surges and adequate protection measures,” in *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.01CH37194)*, vol. 1. IEEE, pp. 323–328.
- [23] J. Pleite, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro, and J. Vazquez, “Transformer modeling for FRA techniques,” in *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, vol. 1. IEEE, pp. 317–321.
- [24] G. Aponte, W. Herrera, C. González, and J. Pleite, “Implementación de un Modelo de un Transformador Eléctrico para el Análisis de su Respuesta en Frecuencia,” 2011. [Online]. Available: http://www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0718-07642011000400008&script=sci_arttext
- [25] B. Gustavsen, “Wide Band Modeling of Power Transformers,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 1, pp. 414–422, Jan. 2004.
- [26] A. Kanashiro, A. Piantini, and G. Burani, “Modelo de Transformador de Distribución Trifásico para Estudios de Máximos de Tensión (Peaks) Ocasionados por Descargas Atmosféricas,” *Información tecnológica*, vol. 15, no. 1, 2004. [Online]. Available: http://www.scielo.cl/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0718-07642004000100011&lng=en&nrm=iso&tlng=en

- [27] N. A. Sabiha, "Lightning-Induced Overvoltages in Medium Voltage Distribution Systems and Customer Experienced Voltage Spikes," Ph.D. dissertation, Aalto University School of Science and Technology, 2010.
- [28] D. Aguglia, P. Viarouge, and C. A. Martins, "Frequency domain non-linear identification method for high voltage pulse transformers," in *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. IEEE, Sep. 2012, pp. 1977–1983.
- [29] A. B. Fernandes and A. C. S. Lima, "Modelagem de Transformadores para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos de Altas Frequências com Base em Medições de Campo," in *XII ERIAC - Encontro Regional Ibero-americano do CIGRÉ*, Foz do Iguaçu, 2007.
- [30] P. Vaessen, "Transformer model for high frequencies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 3, no. 4, pp. 1761–1768, 1988.
- [31] A. Morched, L. Marti, and J. Ottevangers, "A high frequency transformer model for the EMTP," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 3, pp. 1615–1626, Jul. 1993.
- [32] S. Chimklai and J. Marti, "Simplified three-phase transformer model for electromagnetic transient studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1316–1325, Jul. 1995.
- [33] A. Shirvani, K. Malekian, U. Schmidt, and W. Schufft, "A new power transformer model over wide frequency rang for EMTP," in *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2010 45th International*, Cardiff, Wales, 2010.
- [34] T. Noda, H. Nakamoto, and S. Yokoyama, "Accurate modeling of core-type distribution transformers for electromagnetic transient studies," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 4, pp. 969–976, Oct. 2002.
- [35] K. S. Herszterg, "Desenvolvimento de um modelo matemático para enrolamentos de transformadores - Uma Abordagem Analítica da Resposta em Frequência," Tese, COPPE Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2004.
- [36] A. L. O. Torres, "Diagnóstico de Transformadores de Potência Através da Análise da Resposta em Frequência." Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina., 2006.

- [37] G. Grandi, M. Kazimierczuk, A. Massarini, U. Reggiani, and G. Sancineto, "Model of Laminated Iron-Core Inductors for High Frequencies," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 4, pp. 1839–1845, Jul. 2004.
- [38] E. Tarasiewicz, A. Morched, A. Narang, and E. Dick, "Frequency dependent eddy current models for nonlinear iron cores," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 2, pp. 588–597, May 1993.
- [39] F. de Leon and A. Semlyen, "Time domain modeling of eddy current effects for transformer transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 1, pp. 271–280, 1993.
- [40] —, "Detailed modeling of eddy current effects for transformer transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 2, pp. 1143–1150, Apr. 1994.
- [41] M. Januário, P. Kuo-Peng, N. J. Batistela, W. P. Carpes Jr., M. G. Vanti, and R. J. Nascimento, "Modelagem da Primeira Ressonância de Transformadores," in *Encontro Regional Ibero-americano do CIGRÉ - XII ERIAC*, 20 a 24 de maio de 2007, Foz do Iguaçu/PR., 2007, pp. vol. 1, p. 1 a 8.
- [42] M. Januário, "Modelagem de Transformadores em Função da Frequência," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2007.
- [43] P. Holmberg, M. Leijon, and T. Wass, "A wideband lumped circuit model of eddy current losses in a coil with a coaxial insulation system and a stranded conductor," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 1, pp. 50–60, Jan. 2003.
- [44] P. Holmberg, "Modelling the Transient Response of Windings, Laminated Steel Cores and Electromagnetic Power Devices by Means Lumped Circuits," Ph.D. dissertation, Uppsala University, 2000.
- [45] J. Avila-Rosales and F. Alvarado, "Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 11, pp. 4281–4288, Nov. 1982.
- [46] F. de Leon and A. Semlyen, "Complete transformer model for electromagnetic transients," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 1, pp. 231–239, 1994.

- [47] R. L. Stoll, *The Analysis of Eddy Currents*. Clarendon Press, 1974.
- [48] D. C. Meeker, E. H. Maslen, and M. D. Noh, "A wide bandwidth model for the electrical impedance of magnetic bearings," in *3rd International Symposium on Magnetic Suspension Technology*, Tallahassee, FL, USA, 1995.
- [49] W. L. A. Neves and H. W. Dommel, "Transformer Core Modeling," in *IPST 95 - International Conference on Power Systems Transients.*, Lisbon, 1995.
- [50] A. Soysal and A. Semlyen, "Practical transfer function estimation and its application to wide frequency range representation of transformers," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 3, pp. 1627–1637, Jul. 1993.
- [51] P. C. Hansen, V. Pereyra, and G. Scherer, *Least Squares Data Fitting with Applications*. Johns Hopkins University Press, 2013.
- [52] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, Jul. 1999.
- [53] D. Deschrijver, M. Mrozowski, T. Dhaene, and D. De Zutter, "Macromodeling of Multiport Systems Using a Fast Implementation of the Vector Fitting Method," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 383–385, Jun. 2008.
- [54] A. Semlyen and B. Gustavsen, "A Half-Size Singularity Test Matrix for Fast and Reliable Passivity Assessment of Rational Models," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 1, pp. 345–351, Jan. 2009.
- [55] B. Gustavsen, "Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 4, pp. 1093–1098, Oct. 2002.
- [56] B. Gustavsen and C. Heitz, "Fast Realization of the Modal Vector Fitting Method for Rational Modeling With Accurate Representation of Small Eigenvalues," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1396–1405, Jul. 2009.
- [57] —, "Modal Vector Fitting: A Tool For Generating Rational Models of High Accuracy With Arbitrary Terminal Conditions,"

- IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 31, no. 4, pp. 664–672, Nov. 2008.
- [58] A. Lima, A. Fernandes, and S. Carneiro, “Rational approximation of frequency domain responses in the S and Z planes,” in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005*. IEEE, 2005, pp. 2219–2224.
- [59] M. Januário, P. Kuo-Peng, N. J. Batistela, W. P. Carpes Jr., M. Rigoni, and M. G. Vanti, “Determinação dos Parâmetros de um Modelo de Transformador a partir da Resposta em Frequência,” in *12º Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica SBMO 7º. Coongresso Brasileiro de Eletromagnetismo. CBMag MOMAG 2006*, Belo Horizonte/MG, Brasil, 2006.
- [60] M. Januário, P. Kuo-Peng, N. J. Batistela, W. P. Carpes Jr., R. Spredemann, and M. G. Vanti, “Transformer Frequency Response Modeling Using Genetic Algorithm,” in *16th conference on the Computation of Electromagnetic Fields COMPUMAG 2007*, 24 a 28 de Junho de 2007, Aachen/Alemanha, 2007, pp. vol. II, p. 431–432.
- [61] A. K. Soares, F. N. Resmini, M. Rigoni, W. P. Carpes Jr., P. Kuo-Peng, N. J. Batistela, M. Januário, and R. J. Nascimento, “Simulação em ATP de Modelo de Resposta em Frequência de Transformador de Três Enrolamentos,” in *13º SBMO - Simpósio De Microondas e Optoeletrônica 8º. CBMAG - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, Florianópolis, SC Brasil, 2008, pp. vol.1, p. 218–222.
- [62] R. J. Nascimento, N. J. Batistela, P. Kuo-Peng, W. P. Carpes Jr., M. Januário, M. Rigoni, R. Spredemann, T. L. dos Santos, A. K. Soares, F. N. Resmini, and A. G. Furlan, “Estudo e Modelagem de Transformadores,” in *V Congresso de Inovação Tecnológica em Energia Elétrica e I Seminário de Eficiência Energética no Setor Elétrico - CITENEL*, Belém/PA, Brasil, pp. vol. 1, p. 1 a 12.
- [63] R. J. Nascimento, N. J. Batistela, P. Kuo-Peng, M. Rigoni, A. K. Soares, A. G. Furlan, and M. Januário, “Influência da Carga do Sistema na Resposta de Transformadores sob Surtos com um Enrolamento em Aberto,” in *XX SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Recife/PE, Brasi, pp. 1–8.

- [64] R. Nascimento, N. J. Batistela, P. Kuo-Peng, M. Rigoni, A. K. Soares, A. G. Furlan, and M. Januário, “Influência da Carga do Sistema na Resposta de Transformadores sob Surtos com um Enrolamento em Aberto,” *Revista EletroEvolução Sistemas de Potência, volume 1, número 59*, pp. 49–58, 2010.
- [65] Mathworks, “Matlab,” 2015. [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [66] EMTP.ORG, “Alternative Transients Program Features.” [Online]. Available: <http://www.emtp.org/about.html>
- [67] CAUE - Comet Argentino de Usuarios del EMTP/ATP, *ATP Rule Book*.
- [68] L. Prikler and H. K. Hoidalén, “ATPDRAW version 5.6 for Windows 9x/NT/2000/XP/Vista - Users’ Manual,” Tech. Rep., 2009.
- [69] J. Marti, “Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transient Simulations,” *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, no. 1, pp. 147–157, Jan. 1982.
- [70] J. Amon Filho and M. P. Pereira, “Curso Básico sobre a Utilização do ATP,” CLAUE - Comitê Latino Americano de Usuários do EMTP/ATP, Tech. Rep., 1996.
- [71] A. Morched, J. Ottevangers, and L. Marti, “Multi-port frequency dependent network equivalents for the EMTP,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 3, pp. 1402–1412, Jul. 1993.
- [72] J. Nocedal and S. J. Wright, *Numerical Optimization*, first edit ed. Springer, 1999, 1999.
- [73] P. F. Obase, F. Romero, J. M. Janiszewski, A. Piantini, A. SilVa Neton, T. O. Carvalho, and A. Araújo Filho, “Lightning Surges Transferred to the Secondary of Distribution Transformers Due to Direct Strikes on MV Lines, Considering Different LV Line Configurations,” in *X International Symposium on Lightning Protection*, Curitiba, Brasil, 2009, pp. 581–586.
- [74] A. Borghetti, A. Morched, F. Napolitano, C. A. Nucci, and M. Palolone, “Lightning-Induced Overvoltages Transferred Through Distribution Power Transformers,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 1, pp. 360–372, Jan. 2009.

- [75] B. Gustavsen, “Fast Passivity Enforcement for Pole-Residue Models by Perturbation of Residue Matrix Eigenvalues,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 4, pp. 2278–2285, Oct. 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4480136>
- [76] B. Gustavsen and A. Semlyen, “Enforcing passivity for admittance matrices approximated by rational functions,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 16, no. 1, pp. 97–104, 2001. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=910786>
- [77] M. Januario, G. Bizello, A. M. Gregolin, P. Kuo-Peng, and N. J. Batistela, “Estudo de modelo de transformador para baixas e altas frequências,” in *MOMAG 2012 - 15^o SBMO Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica e 10^o CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo*, João Pessoa, PB, 2012.
- [78] M. Januario, A. S. Nunes, P. Kuo-Peng, and N. J. Batistela, “RL frequency response modeling of air-cored reactor,” in *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, Sep. 2014, pp. 2264–2269. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6960500>
- [79] M. Januário, P. Kuo-Peng, and N. J. Batistela, “Modelling of the impedance frequency response of transformers at no load and under nominal conditions,” *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 6, pp. 412–419, Jul. 2015. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-epa.2014.0307>
- [80] J. H. Harlow, *Electric Power Transformer Engineering*, CRC Press, Ed., Florida, United States, 2004.
- [81] Tektronix, “Tektronix,” 2015. [Online]. Available: <http://www.tek.com/>
- [82] B. Gustavsen, “Improving the Pole Relocating Properties of Vector Fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1587–1592, Jul. 2006.
- [83] SINTEF, “The Vector Fitting Web Site.” [Online]. Available: <https://www.sintef.no/projectweb/vectfit/downloads/>