

DIAGNÓSTICO DE TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA ATRAVÉS DE
METODOLOGIAS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Helvio Jailson Azevedo Martins

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA
ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Sandoval Carneiro Jr., Ph.D.

Prof. Carlos Manuel de Jesus Cruz de Medeiros Portela, D.Sc.

Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

Prof. Luiz Cera Zanetta Jr., D.Sc.

Prof. Washington Luiz Araújo Neves, Ph.D.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

FEVEREIRO DE 2007

MARTINS, HELVIO JAILSON AZEVEDO

Diagnóstico de Transformadores de
Potência Através de Metodologias no
Domínio da Freqüência [Rio de Janeiro]
2007

X, 224. 29,7 cm (COPPE/UFRJ,
D.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Tese - Universidade Federal do Rio
de Janeiro, COPPE

1. Resposta em Freqüência
2. Avaliação de Transformadores

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

A meus pais, Juarez (in memoriam) e Célia, por terem percebido muito cedo que a educação pode alterar caminhos.

A minha esposa Rita, meus filhos Fabiana e Daniel, pela compreensão e carinho que tiveram comigo durante estes anos.

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos ao Professor Sandoval Carneiro que tornou possível o desenvolvimento deste trabalho através de seu apoio, compreensão, e principalmente por sua orientação.

Ao professor Antonio Carlos Siqueira pelas orientações e conselhos que vez por outra tive a oportunidade de usufruir.

A Karina Herszterg pelo incentivo e ajuda em vários momentos.

A engenheira Glória Suzana Oliveira, gerente do Departamento de Instalações e Equipamentos do CEPEL, que com sua compreensão e amizade ajudou a viabilizar este trabalho.

Aos engenheiros Ítalo Foradini da Nova e Carlos Magno pela dedicação no desenvolvimento do Sistema de Medição "On-line". Ao Ítalo ressalto seu entusiasmo, decisivo na superação dos momentos difíceis.

Ao engenheiro Thiago Machado pela ajuda no desenvolvimento do classificador neural e várias outras análises no corpo da tese.

Aos colegas Vinícius de Almeida, Fábio Mariano, Luís Eduardo e Walter Cerqueira pelo auxílio na execução da parte experimental.

Aos estagiários Bruno Urbani, Leonardo Coutinho e Felipe Maia que participaram de quase todas as fases deste trabalho com muita dedicação.

Ao físico Alexandre Neves, colega de longa data, um dos pioneiros na área de avaliação e diagnóstico de equipamentos elétricos, pela ajuda em vários momentos.

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

DIAGNÓSTICO DE TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA ATRAVÉS DE METODOLOGIAS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Helvio Jailson Azevedo Martins

Fevereiro/2007

Orientador: Sandoval Carneiro Jr.

Programa: Engenharia Elétrica

Alguns defeitos em transformadores de potência não são detectáveis pelas técnicas consagradas e rotineiramente aplicadas no Setor Elétrico, trazendo como conseqüências, falhas catastróficas e muitas vezes inexplicáveis. Neste trabalho foram desenvolvidas as bases necessárias à implementação de um sistema de monitoramento de transformadores de potência utilizando a metodologia de resposta em frequência, o que possibilitará a identificação de tais defeitos na sua forma incipiente possibilitando ações de modo preditivo.

As principais fases do trabalho consistiram na implementação de um modelo analítico de enrolamento de transformador, simulações de defeitos típicos tanto em modelo quanto em experimentos laboratoriais, implementação do sistema de medição em plataforma comercial, sistema de avaliação e suporte ao diagnóstico e finalmente funcionamento do sistema de medição de resposta em frequência para o equipamento energizado.

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

FREQUENCY DOMAIN METHODOLOGIES APPLIED TO POWER TRANSFORMERS
DIAGNOSTIC

Helvio Jailson Azevedo Martins

February/2007

Advisor: Sandoval Carneiro Jr.

Department: Electrical Engineering

Some defects in power transformers are not detectable by renowned techniques and routinely applied in the Electric Sector worldwide, bringing as consequences, catastrophic and sometimes unexplained failures. In this work the necessary bases to the implementation of a monitoring system of power transformers using Frequency Response methodology has been developed, the methodology will make it possible the early identification of such defects, allowing actions in a predictive way.

The main steps of the work has consisted on the implementation of an analytical model of transformer winding, simulation of typical defects using this model and laboratory experiments, implementation of a measuring system in a commercial platform, development of an evaluation and support system to assist in the diagnosis and finally a new on-line Frequency Response measurement system.

ÍNDICE

Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Objetivo	3
1.2 Estrutura da Tese	5
Capítulo 2 Revisão da Literatura	7
2.1 Publicações Recentes	7
Capítulo 3 Métodos Disponíveis	14
3.1 Medição de Impedância Vista dos Terminais	14
3.2 Análise da Resposta em Frequência	16
3.3 Método CEPEL	20
3.4 Interferências na Medição da Impedância Terminal	23
3.5 Relação entre Impedância Terminal e Resposta em Frequência	24
3.6 Resumo	26
Capítulo 4 Modelo Matemático do Enrolamento Transformador	28
4.1 Histórico	28
4.2 Situação Atual	29
4.2.1 Modelo "Caixa Preta"	29
4.2.2 Modelo do Enrolamento	30
4.3 Modelo Matemático do Enrolamento	31
4.3.1 Condições de Contorno	34
4.3.2 Representação Matricial	36
4.3.3 Considerações na Aplicação do Modelo	39
4.4 Implementação do Modelo	44
4.4.1 Simulação da Resposta em Frequência	47
4.4.2 Comportamento de Autovalores e Autovetores	50
4.5 Resumo	51
Capítulo 5 Simulações de Defeitos	52
5.1 Introdução	52
5.2 Defeitos Estudados	53
5.2.1 Alterações nos Materiais Isolantes	53
5.2.1.2 Efeito da Frequência	54
5.2.1.3 Efeito da Temperatura	57

5.2.2	Defeitos de Natureza Elétrica	59
5.2.3	Defeitos de Natureza Mecânica	61
5.3	Correlação para Defeitos Geométricos	69
5.4	Evolução dos Defeitos	71
5.5	Resumo	72
	Capítulo 6 Inserção de Defeitos em Laboratório	74
6.1	Introdução	74
6.2	Transformador de 112,5 kVA	74
6.2.1	Defeitos de Origem Elétrica	75
6.2.2	Defeitos de Origem Mecânica	79
6.3	Transformador de 750 kVA	84
6.4	Transformador Elevador de 405 MVA	86
6.5	Relação entre Impedância de Circuito Aberto e Impedância em Curto-Circuito	87
6.6	Resumo	89
	Capítulo 7 Comparação de Funções de Transferência	90
7.1	Introdução	90
7.2	Obtenção de Dados e Padrões	90
7.3	Procedimento para Obtenção de Funções de Transferência de Equipamentos	99
7.4	Comparação de Funções de Transferência	100
7.5	Crerios para Diagnóstico	102
7.6	Resumo	104
	Capítulo 8 Sistema de Medição para Equipamento Energizado	105
8.1	Introdução	105
8.2	Metodologias	106
8.2.1	Convencional	107
8.2.2	Entre Terminais Energizados	107
8.2.3	Entre Terminais Energizados e Terminal de Neutro	108
8.2.2	Entre <i>Taps</i> das Buchas	108
8.3	Investigações Iniciais	111
8.4	Implementação do Método "On-line"	113
8.4.1	Condicionamento do Sinal Aplicado	114
8.4.2	Condicionamento do Sinal Medido	115
8.4.3	Efeito da Carga do Transformador na Resposta em Freqüência	120
8.5	Instrumentação	124

8.5.1	Instrumentação Autônoma	124
8.5.2	Instrumentação Modular	125
8.5.2.1	VXI	126
8.5.2.2	PXI	126
8.5.3	Comparação entre Tecnologias	128
8.6	Resumo	129
Capítulo 9 Avaliação e Diagnóstico		131
9.1	Introdução	131
9.2	Faixas de Interesse	131
9.3	Definição de Limites	132
9.4	Avaliação	133
9.5	Identificação do Defeito	136
9.5.1	Classificador Neural	136
9.6	Exemplos de Avaliação e Diagnóstico	138
9.6.1	Deslocamento Geométrico de Enrolamentos	138
9.6.2	Deslocamento de Conexão à Bucha	141
9.6.3	Danos no Núcleo Magnético	143
9.7	Resumo	146
Capítulo 10 Conclusões e Sugestões		147
Anexo 1 Modelagem no Domínio Modal		152
A1.1	Cálculo da Matriz Parcial [A]	155
A1.2	Cálculo da Matriz Parcial [B]	156
Anexo 2 Cálculo de Parâmetros do Enrolamento		158
A2.1	Introdução	158
A2.2	Matriz de Indutâncias [L]	159
A2.3	Relutâncias Parciais	162
A2.3.1	Relutância entre Espiras	162
A2.3.2	Relutância entre Bobinas	164
A2.3.3	Relutância entre Enrolamentos	165
A2.3.4	Relutância entre Enrolamento e Tanque	166
A2.4	Matriz de Capacitâncias	168
A2.5	Capacitância Paralela	170
A2.5.1	Capacitância entre Enrolamentos	170
A2.5.2	Capacitância entre Enrolamento e Tanque	173

A2.6 Capacitância Série	175
A2.6.1 Enrolamento Tipo Contínuo	175
A2.6.2 Enrolamento Tipo Entrelaçado	180
Anexo 3 Dados de Transformadores	183
Anexo 4 Redes Neurais Artificiais	186
A4.1 Introdução	186
A4.2 Aplicações de RNAs	187
A4.3 Redes Neurais Artificiais: Conceitos Básicos	190
A4.3.1 Neurônios Artificiais: Modelo McCulloch-Pitts	190
A4.3.2 Funções de Ativação	191
A4.3.3 Estrutura da Rede	192
A4.3.4 Formas de Aprendizagem de RNAs	194
A4.4 Perceptron	196
A4.4.1 Algoritmo de Aprendizagem do Perceptron	197
A4.4.2 Exemplo: Separação Linear de Classes	200
A4.5 Redes Multi-Layers Perceptron (MLP)	201
A4.5.1 Arquitetura das MLPs	202
A4.5.2 Funcionalidade das MLPs	203
A4.5.3 Backpropagation	205
A4.5.3.1 Equações do Backpropagation	207
A4.5.3.2 Dificuldades de Treinamento do Backpropagation	208
Referências Bibliográficas	211

Capítulo 1

Introdução

Em vários países, em particular no Brasil o controle de algumas empresas de geração e distribuição de energia elétrica, no início da década de 90, passou à iniciativa privada. Do ponto de vista dos novos investidores, como não poderia deixar de ser, a energia elétrica é vista como um negócio, aplicando-se premissas básicas no seu gerenciamento como: racionalização de custos de investimentos, otimização no uso dos equipamentos, custo do investimento e prazo de retorno do capital investido.

Entidades até então inexistentes no Brasil, como Agências Reguladoras (ANEEL e agências estaduais) e o Operador Nacional do Sistema (ONS), dentro de suas atribuições passam a ter o poder de impor multas às concessionárias, quando identificada a perda na qualidade do fornecimento de energia elétrica e/ou na indisponibilidade de equipamentos pertencentes à Rede Básica.

Neste cenário, a Área de Manutenção das concessionárias passa a ter um papel de destaque, sendo que em algumas delas, há investimento e adoção de filosofias de manutenção, como TPM (Total Production Maintenance), MBC (Manutenção Baseada na Confiabilidade), etc., Como apoio a estes sistemas de gestão da manutenção, que passam de sistemas preventivos para preditivos, o desenvolvimento de técnicas de monitoração e diagnóstico que possam avaliar a integridade dos equipamentos, ao longo de sua vida útil, torna-se de grande utilidade.

Dentre as várias técnicas disponíveis aplicáveis a monitoramento e diagnóstico de equipamentos, a obtenção da resposta em frequência tem sido utilizada de forma ampla, em particular para os transformadores de potência, focando principalmente os

seguintes pontos:

- Avaliação durante ensaios de tipo;
- Identificação de ressonâncias e anti-ressonâncias naturais do equipamento;
- Auxílio à modelagem do equipamento para estudos de transitório eletromagnético, modelos tipo “caixa-preta”;
- Avaliação de deslocamentos geométricos dos enrolamentos.

Embora o ensaio de resposta em frequência seja mais apropriado a equipamentos novos ou reformados que estejam entrando em serviço, ele pode e deve ser aplicado em equipamentos de posição estratégica em operação no sistema, visto que é possível identificar que tipo de interação pode existir entre o transformador e as excitações provenientes de equipamentos de manobra na subestação (capacitores, reatores, alimentadores, etc.). Em 2005 foi criado no Brasil o Grupo de Trabalho do Cigré, C 4.4, denominado “Interação Elétrica Transformadores / Sistema de Potência, Transitórios Gerados e seus Impactos”.

A aplicação da técnica em fases distintas, ao longo da vida do transformador é também capaz de identificar possíveis alterações geométricas dos enrolamentos, causadas por esforços eletromecânicos devido a curtos-circuitos que ocorrem nas vizinhanças da subestação onde o equipamento encontra-se instalado. Uma causa comum refere-se a falha fase-terra resultante de uma descarga atmosférica (LAPWORTH, 1995).

Estas alterações são cumulativas, ou seja, deslocamentos geométricos podem ocorrer ao longo da vida útil do transformador, sem que seja caracterizado um defeito. Assim, o transformador permanece em operação até que esta condição ocasione uma

falha em seu dielétrico.

Um outro fato é que transformadores são especificados e projetados para suportarem os efeitos de curtos-circuitos de curta duração em seus terminais, porém, no caso de grandes transformadores o desempenho a curtos-circuitos raramente é testado (LAPWORTH,1995).

À medida que os transformadores envelhecem, os efeitos da vibração associada ao envelhecimento natural da isolação sólida atuam no “encolhimento” do enrolamento, havendo uma redução significativa da pressão de compressão, conseqüentemente um afrouxamento e a diminuição à suportabilidade a curtos-circuitos (LAPWORTH,1995). É sabido que transformadores em fim de vida útil por critério de grau de polimerização (por ex. GP <150), embora mantenham sua suportabilidade dielétrica, não são capazes de suportarem solicitações mecânicas, como um ensaio ao rasgo do papel.

Outro aspecto relevante diz respeito ao transporte do equipamento, estando sujeito a vibrações excessivas, devido à precariedade das rodovias ou mesmo quedas ou “trancos” nas operações de carga e descarga, e estas situações nem sempre são reavaliadas antes de pôr-se o equipamento em operação.

Atualmente, a metodologia de resposta em frequência está sendo muito utilizada na avaliação de transformadores de potência objetivando identificação de causas prováveis relativas a falhas de natureza mecânica ou elétrica.

1.2 Objetivo

As principais e mais eficazes técnicas usadas para avaliação preditiva de grandes transformadores consistem na associação de:

- Quantificação de gases dissolvidos por cromatografia de gases dissolvidos em óleo isolante;
- Quantificação do nível de descargas parciais por método elétrico;
- Localização de atividades elétricas (descargas parciais) e mecânicas (vibrações excessivas) por método de emissão acústica.

Entretanto a utilização destas técnicas em conjunto é ineficaz para diagnosticar movimentos de bobinas de enrolamentos de grandes transformadores. Isto porque os deslocamentos ocorridos, desde que mantida a integridade elétrica do papel, não provocam qualquer tipo de alteração que possa ser identificado por estas técnicas.

Até mesmo um defeito incipiente relativo a região de baixas frequências, em boa parte dos casos não chega a interferir na relação nominal de transformação entre enrolamentos, quando avaliado pelo instrumento TTR [turn-to-turn ratio].

Portanto, a explosão de grandes transformadores e reatores, com histórico de acompanhamento por técnicas de manutenção preditivas modernas, não é uma situação incomum no Brasil e a nível mundial.

O presente trabalho visa propor metodologias para o diagnóstico de transformadores e reatores que poderão preencher esta lacuna, sem a necessidade de desligamentos dos equipamentos. Será apresentada uma abordagem analítica, baseada na resposta em frequência obtida a partir de modelo matemático de transformadores e reatores. Considerando as dificuldades (e penalidades) interpostas ao desligamento do equipamento, foi desenvolvida uma aparelhagem capaz de realizar medições da resposta em frequência em equipamentos energizados. Serão ainda discutidos métodos para tratamento dos dados de forma a assistir no diagnóstico.

1.3 Estrutura da Tese

No Capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica do tema, descrevendo a evolução do ensaio de resposta em frequência ao longo dos anos e apresentando as mais recentes publicações.

No Capítulo 3, são mostrados as metodologias e instrumentos rotineiramente utilizados para caracterizar o equipamento no domínio da frequência. Neste capítulo enfatiza-se a necessidade de esclarecimento do que cada metodologia/instrumento é capaz, visto que no Brasil ainda há uma grande confusão tanto no uso quanto na interpretação a respeito do assunto.

A necessidade de se conhecer os efeitos dos defeitos mais significativos nas “assinaturas” de resposta em frequência, levou ao aprimoramento descrito no Capítulo 4, de um modelo de enrolamento de transformador com a inserção dos acoplamentos indutivos.

A partir do modelo analítico desenvolvido no capítulo anterior, no Capítulo 5 são inseridas alterações nos parâmetros, representativas de defeitos típicos com o objetivo de buscar padrões de defeito para o equipamento.

No Capítulo 6 é realizada uma parte experimental em laboratório utilizando um transformador (112,5 kVA), com inserção de defeitos típicos no equipamento.

No Capítulo 7 procura-se estabelecer critérios para comparação de funções de transferência de forma a obter-se indicações quanto ao diagnóstico do equipamento.

O Capítulo 8 descreve um sistema de monitoramento “on-line”, desenvolvido para caracterização do equipamento no domínio da frequência. O sistema de medição desenvolvido é descrito ressaltando-se a possibilidade de realizá-lo com componentes

adquiridos no mercado, livrando-se assim da sistemática dependência tecnológica exterior na área de instrumentação.

No Capítulo 9 o sistema de monitoramento desenvolvido é utilizado para realizar o diagnóstico de casos reais de defeitos. É também discutida a utilização de redes neurais artificiais para classificação dos defeitos.

No Capítulo 10, são apresentadas algumas conclusões deste trabalho, e principalmente algumas recomendações para trabalhos futuros.

Quando da resolução de alguns sistemas de equações representados por suas grandezas de fase (Z_{fase} e Y_{fase}), os mesmos podem apresentar problemas de ordem numérica, principalmente, quando da inserção de defeitos que levem a um mau condicionamento das matrizes. No Anexo 1 estes sistemas são desenvolvidos no domínio modal possibilitando a superação desta dificuldade.

No Anexo 2 são desenvolvidas as fórmulas para cálculo de parâmetros de enrolamentos tipo contínuo e entrelaçado de transformadores de potência. Estes parâmetros são as relutâncias, indutâncias, capacitâncias entre enrolamentos e entre enrolamento e tanque.

Para as simulações utilizando o modelo desenvolvido foram utilizados dados de equipamentos reais que constam no Anexo 3.

No Anexo 4 consta uma síntese sobre a evolução e aplicação de Redes Neurais na solução de vários tipos de problemas na área de engenharia, no caso específico deste trabalho como um classificador.

Capítulo 2

Revisão da Literatura

As falhas em transformadores de potência, além do expressivo prejuízo material e às vezes humano, levam à perda de confiabilidade no sistema elétrico. Entretanto, técnicas de monitoramento possibilitam antecipar uma falha, atuando preditivamente no equipamento, em estágio de defeitos incipientes, evitando-se desligamentos não programados.

Entre as técnicas de monitoramento existentes, a resposta em frequência ou função de transferência é uma ferramenta inovadora. Ela pode ser utilizada para avaliar a integridade de transformadores, pois é capaz de detectar falhas mecânicas e elétricas de seus enrolamentos, como deslocamentos de bobinas, curtos-circuitos entre condutores, envelhecimento da isolação e etc.

Visando um melhor entendimento da técnica e de sua importância no contexto da manutenção preditiva, são apresentados a seguir os históricos da evolução do ensaio de resposta em frequência ao longo dos anos e das mais recentes publicações sobre este tema, focando também a modelagem de transformadores para fins de diagnóstico, assim como, modos de execução dos ensaios e critérios aplicáveis a tratamento dos resultados.

2.1 Publicações recentes

Em 1991, SOYSAL propôs um modelo para transformadores de potência e máquinas rotativas, no domínio da frequência, para estudos de transitórios eletromagnéticos baseado em uma formulação completamente dependente dos dados obtidos a partir da medição da impedância terminal, isto é, os parâmetros eram

calculados através de um método numérico diretamente a partir das características da curva obtida no ensaio (SOYSAL, 1991).

SOYSAL considerou que a impedância terminal oferecia informações suficientes sobre os enrolamentos de transformadores de potência e máquinas rotativas e realizou simulações em uma ampla faixa de frequência. O modelo proposto ofereceu vantagens relacionadas à redução do esforço computacional na transição para o domínio do tempo. Ressalta-se que o modelo desconsiderou totalmente a estrutura interna do enrolamento e por isso não pode ser utilizado para verificação da integridade do transformador (SOYSAL, 1991).

Também em 1991, HEINEMANN propôs um modelo no qual os parâmetros eram calculados a partir da geometria do transformador, através da associação do núcleo, enrolamentos e meio isolante. Entretanto, não considerou em seu modelo, o efeito da permeabilidade em toda faixa de frequência, o efeito da propagação de ondas e desprezou as perdas dielétricas, bem como as capacitâncias parasitas.

Em 1992, VAESSEN e HANIQUE apresentaram a resposta em frequência como ferramenta de diagnóstico e estudaram o ensaio através da utilização de um gerador de sinais com ondas do tipo impulso atmosférico.

Em 1993, MIKKELSEN estudou as alterações no comportamento da resposta em frequência de transformadores, obtida através do ensaio de impedância terminal. A partir de inúmeros testes, concluiu que as falhas mecânicas e o envelhecimento de materiais estão associados com a alteração dos parâmetros capacitivos do enrolamento, as perdas totais e o efeito das relutâncias (MIKKELSEN, 1993).

Ainda em 1993, SOYSAL E SEMLYEN propõem uma metodologia para estimar os parâmetros da função de transferência a partir da resposta em frequência medida através de um sinal de impulso atmosférico. A extensa aplicação na prática

considerando os erros de medição e a técnica de estimação a partir do método iterativo de Gauss-Seidel, foram desenvolvidos neste artigo (SOYSAL,1993).

HANIQUE em 1994 estabeleceu uma comparação entre a resposta em frequência obtida a partir da aplicação do sinal de impulso atmosférico e do impulso atmosférico cortado. Observou que no teste de impulso atmosférico, o transformador não respondia para frequências acima de 500kHz e a curva é suave apenas entre 300 e 500kHz, enquanto a resposta ao impulso atmosférico cortado possui mais informações e a curva é suave entre 300 e 800kHz. Em suas conclusões sugeria que no futuro fossem investigadas as possíveis alterações nas funções de transferências visando compreender as ocorrências internas ao transformador (HANIQUE,1994).

Em 1994, LEIBFRIED propõe realizar o ensaio de resposta em frequência com o transformador energizado, o que seria realmente uma revolução tecnológica, visto que até hoje a medição em campo é realizada com o transformador fora de serviço. Segundo LEIBFRIED, a curva seria obtida através do monitoramento dos sinais de tensão e corrente dos transformadores de potencial (TPs) e transformadores de corrente (TCs) das subestações, a partir de medições de sinais transitórios gerados por manobras em equipamentos. Entretanto a interpretação dos resultados medidos foi inconsistente, pois o sistema elétrico ao redor do transformador influenciava na medição, logo uma pesquisa adicional seria necessária para avaliar a influência na função de transferência, causada por alterações na configuração do sistema (LEIBFRIED,1994).

Em 1995, BAK-JENSEN estudou experimentalmente a detecção de falhas e o envelhecimento de transformadores através da resposta em frequência. Nos ensaios utilizou um gerador senoidal de frequência variável, onde os sinais de entrada e saída eram medidos de forma discreta. Verificou alterações na função de transferência quando o enrolamento estava deformado ou com algum deslocamento, curtos-circuitos e alterações na permissividade do óleo (BAK-JENSEN,1995).

Em 1996, LEIBFRIED novamente propõe o monitoramento de transformadores em serviço através da função de transferência, determinada a partir da aplicação de um sinal de impulso. Para LEIBFRIED, todas as faltas internas poderiam ser comparadas a partir da aplicação de diferentes impulsos. Além disso, o método permitiria uma comparação direta entre formas de ondas obtidas através de impulsos atmosféricos e impulsos atmosféricos cortados.

Em transformadores energizados, a função de transferência seria obtida através de transitórios de manobras no lado de baixa tensão do transformador. A discordância entre as funções de transferência adquiridas indica uma falha no transformador. A desvantagem seria a espera entre operações de manobras que podem levar um longo tempo (LEIBFRIED,1996).

Em 1996, SYED ISLAM, estudou a localização de defeitos em transformadores através de análises da função de transferência em altas frequências. Realizou ensaios através da aplicação do sinal de impulso no terminal de baixa tensão e medição da corrente no neutro do transformador. SYED ISLAM utilizou a resposta transitória analisada através da transformada de Fourier para identificar defeitos e caracterizar a influência das alterações dos parâmetros na função de transferência.

Em 1997, SYED ISLAM, continuou seu trabalho fazendo ensaios através da aplicação do sinal de impulso até 200kHz e estabeleceu critérios para relacionar o tipo de falha com o parâmetro alterado. Conclui que as falhas de origem indutivas estão relacionadas com curtos-circuitos ou pequenas deformações no enrolamento, as falhas de origem capacitivas estão relacionadas com defeitos mecânicos e ingresso de umidade, e as falhas de origem resistiva compreendem discos quebrados e descargas parciais (ISLAM,1997).

Em 1998, GUSTAVSEN, apresentou uma eficiente metodologia de modelagem de transformadores de potência para estudos de transitórios eletromagnéticos. Os dados eram adquiridos através das medições do ensaio de impedância terminal. As

curvas eram aproximadas por funções racionais através do método de ajuste vetorial (“Vector Fitting”). Este método produz uma realização de equação de estados resolvendo um conjunto sobredeterminado de equações como um problema de mínimos quadrados. Para que o modelo resultante seja dinamicamente estável, é necessário que somente pólos com partes reais negativas sejam utilizados e que os autovalores da matriz admitância permaneçam no semi-plano direito, assegurando assim, a estabilidade da entrada e saída do sistema (relevante no caso de transformadores) (GUSTAVSEN,1998).

Em 1999, LEIBFRIED confirma os seus estudos realizados em 1996, concluindo que o ensaio com o transformador desligado apresenta algumas limitações, tais como, as funções de transferências podem ser comparadas desde que representem o enrolamento no mesmo *tap* e não há influência da temperatura. Entretanto, no monitoramento em serviço, a medição proposta será válida se a excitação ocorrer somente em um terminal e também, a posição do *tap* para medições comparativas deve ser a mesma (LEIBFRIED,1999).

Em 2000, SYED ISLAM, desenvolveu um modelo matemático para o enrolamento do transformador visando a definição de defeitos mecânicos e elétricos. A resposta em frequência foi simulada, utilizando um gerador senoidal com $2V_{ef}$ (ISLAM, 2000).

SYED ISLAM trata a resposta em frequência como uma ferramenta no diagnóstico de falhas e particiona a faixa de frequência utilizada na definição do modelo matemático, visando mostrar como a sensibilidade dos parâmetros pode ser relacionada com o defeito. As admitâncias do circuito equivalente foram calculadas para três faixas de frequência (baixa, média e alta) utilizando uma análise nodal para cada faixa e conseqüentemente, calculando três funções de transferência distintas.

Em 2002, SIMON RYDER propôs um método para analisar e comparar funções de transferência medidas em transformadores de distribuição utilizando o coeficiente de correlação para quantificar as alterações entre as curvas.

Em 2002, PLEITE analisou a resposta em frequência subdividindo o espectro em pontos ressonantes e anti-ressonantes, representados por três conjuntos de células. O primeiro conjunto correspondia aos efeitos no núcleo e abrange as frequências mais baixas, o segundo conjunto correspondia aos grandes efeitos no enrolamento e atua nas médias frequências e o terceiro conjunto representando as altas frequências, correspondia a pequenos efeitos no enrolamento (PLEITE,2002).

Em 2002, SATISH propôs um método para aquisição de dados a partir da função de transferência durante testes de impulso, especialmente para enrolamentos entrelaçados onde há um acréscimo na capacitância série. Demonstrou tanto nas aproximações numéricas quanto nas aproximações analíticas que o cancelamento de pólos e zeros e os efeitos das perdas são instrumentos para determinação da função de transferência (SATISH,2002).

Em 2004, GUSTAVSEN apresentou técnicas de modelagem das medições realizadas visando à obtenção de um modelo “caixa-preta” linear dependente da frequência. A consistência dos resultados é demonstrada com a eliminação do efeito dos cabos na medição (parâmetros previamente conhecidos).

Em 2003 GUI *et al.* apresentam um critério para diagnóstico de deslocamentos geométricos, seguido em 2004 por uma norma sobre o assunto (COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA, 2004). No ocidente entidades tradicionais como IEEE (FRA Task Force C.57.149, 2005) e CIGRÉ (WG A2.26, 2006) criam forças tarefas objetivando padronizar métodos de medição para Impedância Terminal e Resposta em Frequência, bem como, aprimoramento de critérios qualitativos.

Em 2006, ABEYWICKRAMA *et al.* e WG A2.26 publicam modelo baseado na estrutura do enrolamento, reproduzindo com razoável precisão os valores de impedância terminal medidos.

Para a utilização de parâmetros estatísticos para comparação de curvas destaca-se o trabalho de KIM (2005).

Da revisão na literatura nota-se que a modelagem de transformadores visando sua avaliação e diagnóstico é um campo recente, permitindo desenvolvimento de trabalhos em vários aspectos relativos ao tema: metodologias para medições em campo, sistemas para análise de dados, experimentos em laboratórios e a modelagem de equipamentos onde seja possível variar parâmetros de interesse objetivando antecipar futuros comportamentos do equipamento.

Capítulo 3

Métodos Disponíveis

3.1 Medição da Impedância Vista dos Terminais

Esta técnica baseia-se na medição da impedância vista dos terminais do transformador de potência em diversas frequências, através da utilização de uma ponte de medição de impedâncias com frequência variável. Normalmente a faixa de frequência está compreendida entre 10Hz e 1MHz, obtendo-se uma precisão razoável com a utilização de pelo menos 200 pontos de medição. Os intervalos de frequência podem ser escolhidos manualmente ou automaticamente, o que dependerá da ponte de medição a ser utilizada. No mercado existem vários tipos de pontes de medição de impedância de diversos fabricantes.

O número de medições a ser realizado será função do número de enrolamentos do transformador. No caso de um transformador trifásico com ligações delta e estrela deve-se realizar um total de seis medições de impedância terminal (uma medição para cada enrolamento). A Figura 3.1 mostra um exemplo típico deste transformador.

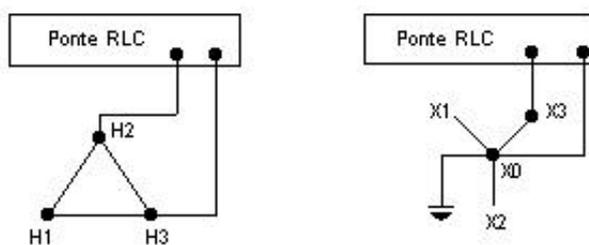


Figura 3.1 - Transformador trifásico medições terminais H e X.

Conecta-se a ponte de impedância aos terminais externos do transformador referente ao enrolamento sob análise e mede-se a impedância, variando-se a

freqüência (normalmente limitada a 200 pontos) no intervalo de interesse obtendo-se para cada freqüência o valor da impedância em módulo e ângulo. O procedimento é repetido então para cada enrolamento do equipamento (transformador, autotransformador, reator, etc.) sendo que, normalmente os enrolamentos não envolvidos na medição ficam abertos. Nada impede que as medições sejam realizadas com os demais enrolamentos curto-circuitados, o que implicará num deslocamento à direita da parte inicial da curva na região de baixas freqüências (até pouco após a primeira anti-ressonância), preservando-se o restante da curva.

A título de exemplo a Figura 3.2 mostra uma medição típica do módulo da impedância vista dos terminais do terciário de três transformadores trifásicos de mesma família, sendo que um deles (#59769), encontra-se com o enrolamento terciário com algumas espiras curto-circuitadas.

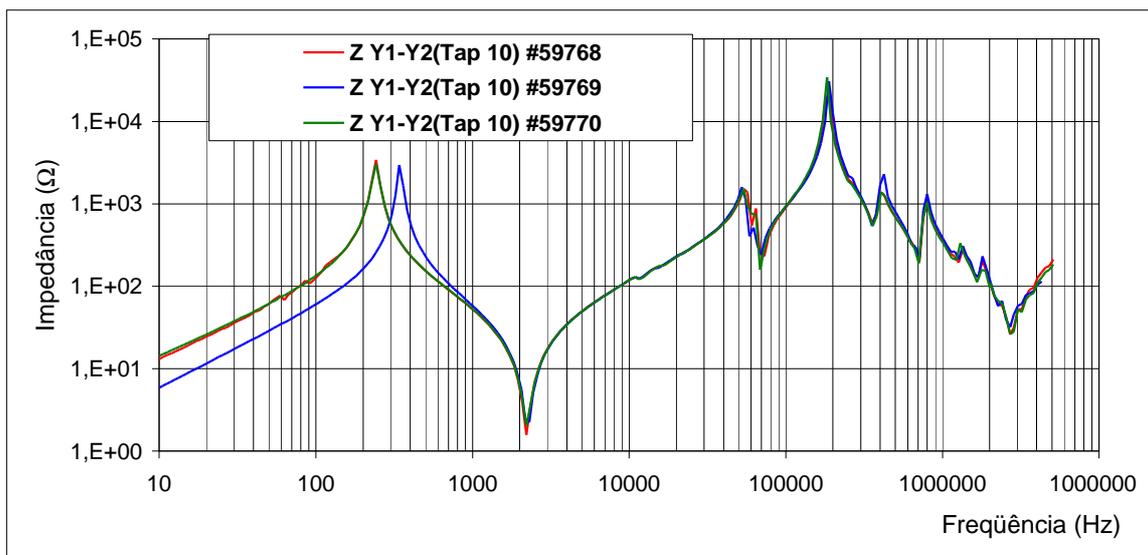


Figura 3.2 – Módulo de impedância terminal.

No mercado existem vários fabricantes de instrumentos dedicados a medição de impedância vista dos terminais, a título de exemplo, na Figura 3.3 são mostrados instrumentos comerciais típicos comumente utilizados em laboratório ou no campo com esta finalidade.



Figura 3.3 - Pontes RLC Quadtech™ e HP utilizadas para medição da impedância.

3.2 Análise da Resposta em Frequência

É uma técnica de diagnóstico muito sensível a alterações nas características elétricas dos enrolamentos oriundas de vários tipos de esforços elétricos e/ou mecânicos (transporte, terremotos, perda de força de compressão, curtos-circuitos, etc.). O teste é não-destrutivo e não-invasivo, podendo ser usado sozinho para identificar danos em enrolamentos ou como complemento a outros métodos como: fator de potência do isolamento, análise cromatográfica de gases dissolvidos em óleo isolante, teste de impedância de curto-circuito.

No momento existe uma força tarefa do IEEE envolvida na elaboração de um procedimento para execução deste ensaio, o qual encontra-se em forma de “draft” para contribuições (IEEE Task Force C.57.149, 2005) dos principais usuários no mundo.

A técnica consiste na aplicação de um sinal de tensão numa das extremidades de um enrolamento e a medição do efeito desta excitação num outro ponto qualquer acessível do transformador, podendo ser na outra extremidade deste mesmo enrolamento ou de um outro qualquer. O sinal medido poderá ser em forma de tensão ou corrente, sendo que quando da medição de corrente, é possível obter-se tanto a

impedância quanto a admitância entre estes pontos.

Existem duas maneiras de aplicação dos sinais no enrolamento na faixa de frequência desejada: através de um impulso de tensão de baixa amplitude ou aplicação de sinais senoidais na faixa de frequência desejada. Na Figura 3.4 é mostrado como são efetuadas as ligações para a realização dos ensaios.

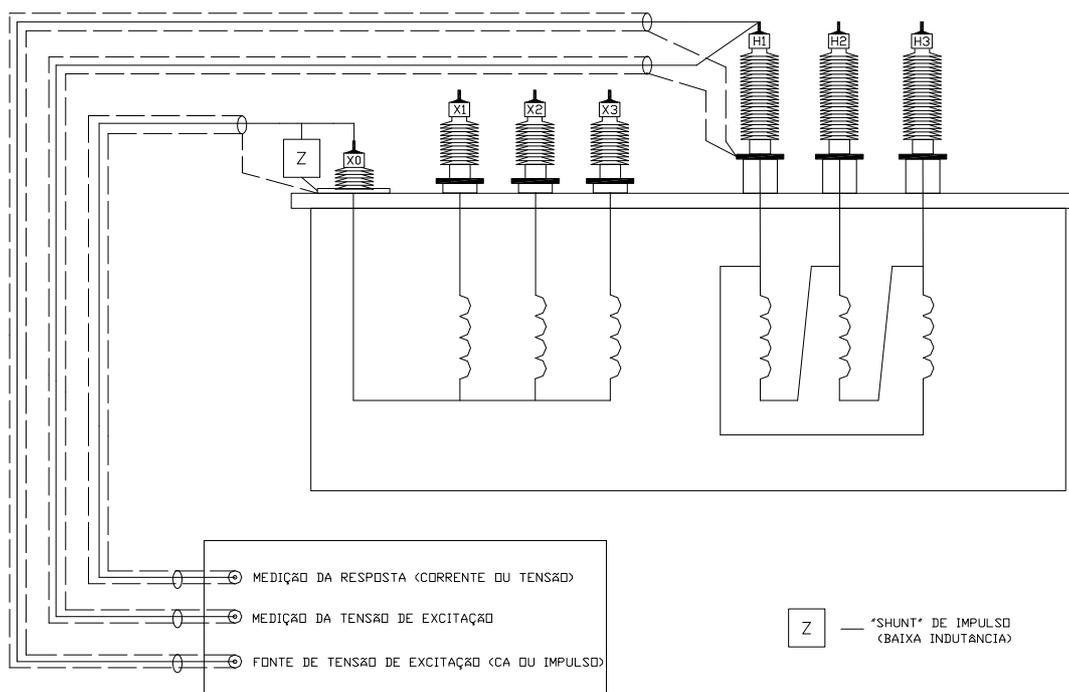


Figura 3.4 – Arranjo típico para medição de admitância própria e de transferência (IEEE, 2005).

Para melhor esclarecer como a seqüência de testes é realizada a Tabela 3.1 mostra os terminais envolvidos no caso de ensaio em transformadores trifásicos. Na metodologia IEEE as impedâncias de transferência também são medidas.

Tabela 3.1 – Seqüência de ensaios para equipamentos trifásicos.

Ligação	Teste #1	Teste #2	Teste #3	Teste #4	Teste #5	Teste #6	Teste #7	Teste #8	Teste #9
? – Y	H_1-H_2	H_2-H_3	H_3-H_1	H_1-X_0	H_2-X_0	H_3-X_0	X_1-X_0	X_2-X_0	X_3-X_0
? – ?	H_1-H_2	H_2-H_3	H_3-H_1	H_1-X_1	H_2-X_2	H_3-X_3	X_1-X_2	X_2-X_3	X_3-X_1
	Admitâncias/Impedâncias Próprias			Admitâncias/Impedâncias de Transferência			Admitâncias/Impedâncias Próprias		

No mundo, se destacam dois grupos que aplicam esta técnica: a Universidade

de Stuttgart (LEIBFRIED, 1994) e a empresa Starlogic Instrument Development com sede na África do Sul, a qual comercializa o instrumento FRAMIT™ (Frequency Response Analysis Measurement & Investigation Tool), mostrado na Figura 3.5.

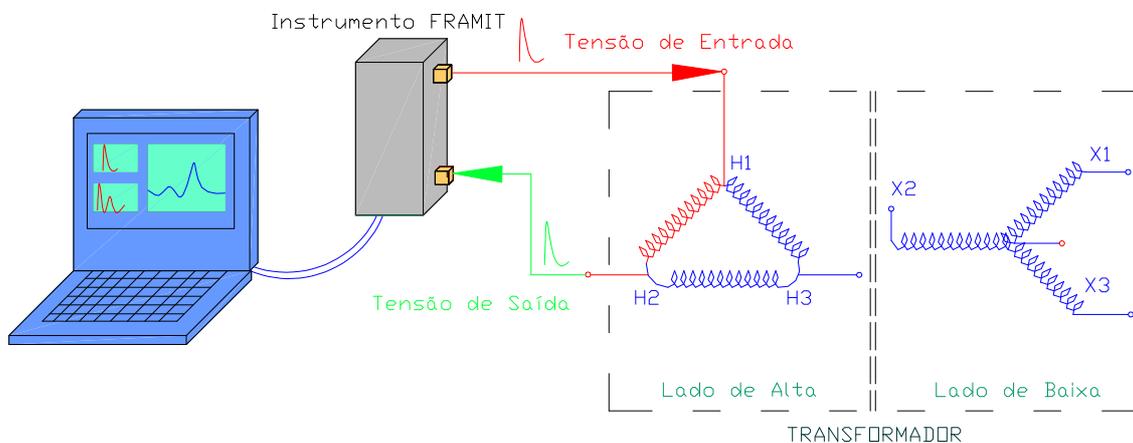


Figura 3.5 – Uso do instrumento FRAMIT.

Na Figura 3.6 mostram-se resultados da aplicação do método impulsivo com alguns quilovolts para obtenção da admitância e da resposta em frequência entre dois pontos (CHRISTIAN, 2004).

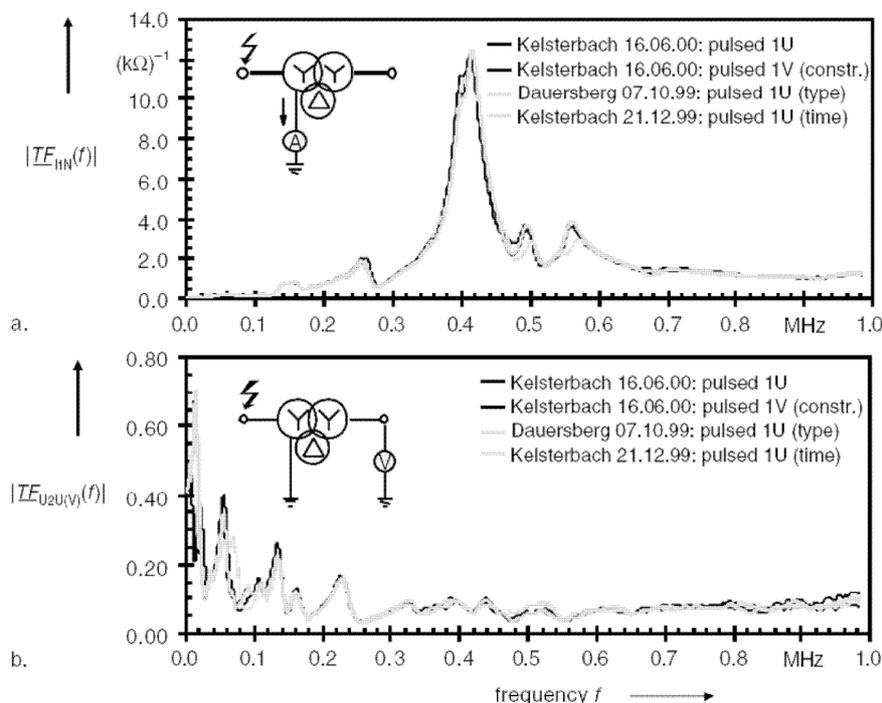


Figura 3.6 – Medições de funções de transferência com impulso de tensão reduzido.

Quando se utiliza sinal impulsivo para a obtenção da função de transferência é necessário transformar tanto o sinal aplicado quanto o medido para o domínio da frequência aplicando-se a transformada de Fourier.

Uma comparação quanto as vantagens e desvantagens apresentadas pelos tipos de sinais aplicados é mostrada na Tabela 3.2, ressaltando-se que qualquer dos métodos tem como inconveniente o desligamento do equipamento.

Tabela 3.2 – Comparação entre métodos: Impulso Reduzido e Resposta Frequência

IMPULSO REDUZIDO	RESPOSTA EM FREQUÊNCIA
VANTAGENS	
	▪ Não é necessário um técnico experiente
	▪ Instrumento portátil
	▪ Sistema automatizado
	▪ Sensível aos menores desvios nos enrolamentos
	-Possibilidade de obtenção de espectros de frequência até 10 MHz.
	-Resultado direto no domínio da frequência
	-Além das medições de tensão transferida entre enrolamentos, é possível a medição de impedâncias terminais
	-Mesma tensão para cada componente de frequência
DESVANTAGENS	
-Limitado a frequências até 2,5 MHz	
-A forma do sinal de saída é diferente da forma do sinal aplicado	
-Usa somente as medições de transferência de tensões	
-Efeito das ligações no ajuste da forma de onda (repetibilidade)	
	▪ Necessário desligamento da unidade
	▪ A unidade tem que ser desconectada e reconectada ao barramento

Na Figura 3.7 são mostrados alguns instrumentos disponíveis no mercado que são comumente empregados para medição da impedância aos terminais e a resposta em frequência através de enrolamento(s).

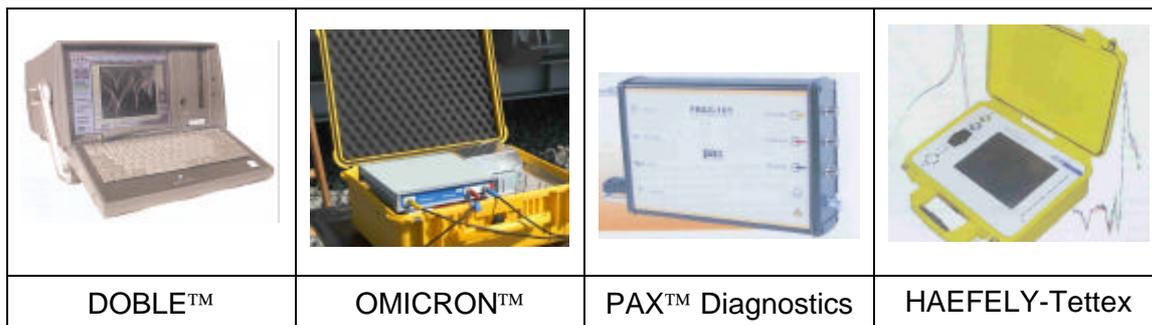


Figura 3.7 – Instrumentos para medição da impedância terminal e resposta em frequência.

3.3 Método CEPEL

A medição da resposta em frequência, é realizada aplicando-se um sinal senoidal (normalmente entre $5V_{ef}$ e $10V_{ef}$), com frequência variável na faixa de 10Hz a 10MHz, a um dos enrolamentos do transformador de potência, medindo-se a transferência deste sinal para outro enrolamento, caracterizando uma medição da relação de transformação em frequências distintas de 60Hz. A medição é realizada entre enrolamentos correspondentes, ou seja, as conexões dos enrolamentos são consideradas. Assim como na medição de impedância dos terminais, o número de medições será função do modelo do transformador. Uma foto da instrumentação típica utilizada é mostrada na Figura 3.8.



Figura 3.8 – Instrumentação típica para obtenção da resposta em frequência.

Um diagrama simplificado do circuito de medição para transformador trifásico para dois tipos de ligação, em duas situações, é mostrado na Figura 3.9.

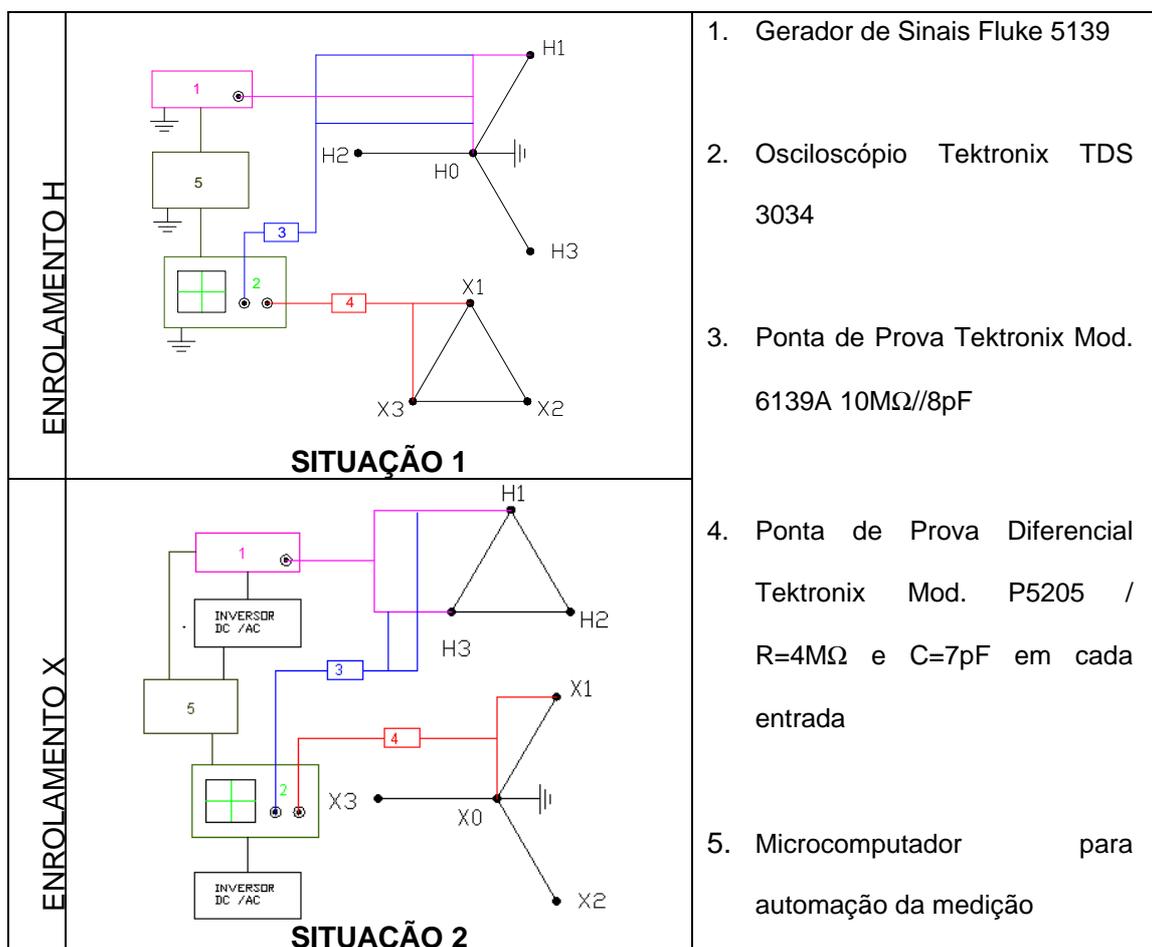


Figura 3.9 - Diagrama simplificado do circuito de medição de resposta em frequência.

Nos gráficos da resposta em frequência, é apresentada a relação entre o valor do sinal de tensão de saída e o sinal de tensão de entrada ($V_{saída}/V_{entrada}$, no eixo das ordenadas), em função da frequência (no eixo das abscissas). A relação $V_{saída}/V_{entrada}$ normalmente é normalizada tendo como base a relação nominal do transformador

No caso de um transformador trifásico com ligação delta e estrela, as tensões base utilizadas para a normalização são calculadas a partir das tensões sobre cada enrolamento.

As Figuras 3.10 e 3.11 a seguir mostram exemplos da resposta em frequência obtida para um transformador trifásico usando a metodologia descrita anteriormente.

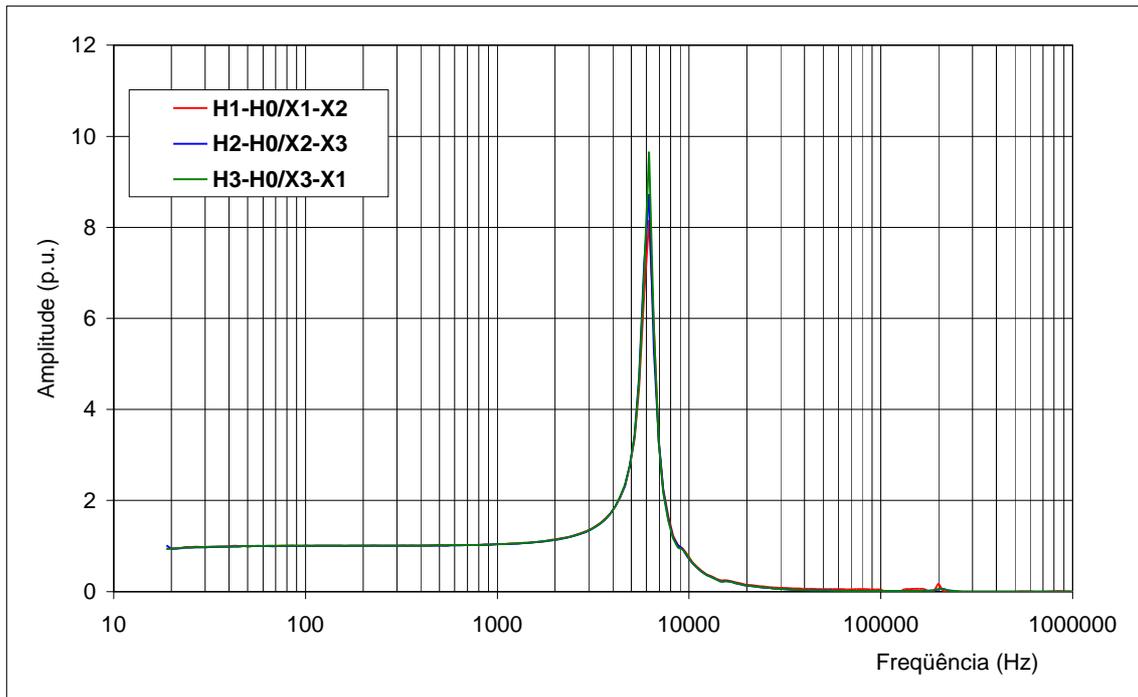


Figura 3.10 – Resposta típica para um transformador trifásico, tensões aplicadas nos enrolamentos X e medidas nos enrolamentos H correspondentes.

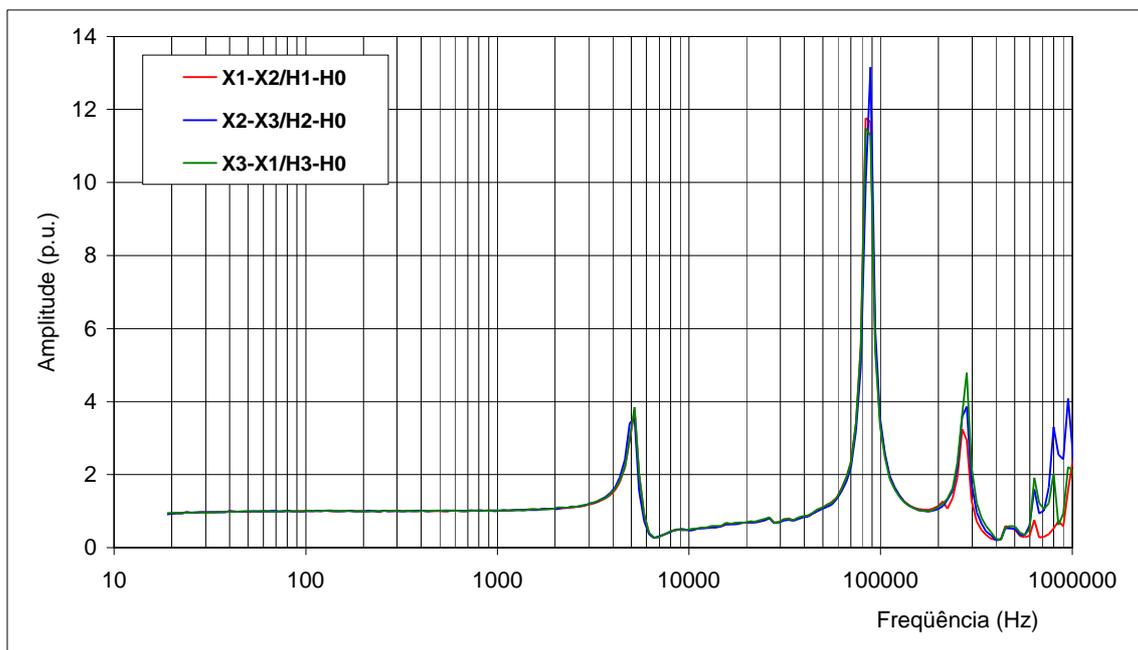


Figura 3.11 – Resposta típica para um transformador trifásico, tensões aplicadas nos enrolamentos H e medidas nos enrolamentos X correspondentes.

3.4 Interferências na Obtenção da Impedância

As medições de impedância efetuadas por pontes tipo RLC têm como princípio a aplicação de um sinal de tensão através de um oscilador no circuito e a consequente medição da corrente circulante resultante. Da relação entre a tensão aplicada e a corrente resultante obtém-se a impedância desejada (HEWLETT PACKARD, 1989).

Em algumas situações, normalmente ambientes de subestações e fabris, as medições podem sofrer interferências e no cálculo da relação tensão por corrente pode aparecer componentes de corrente provenientes de enlaces não pertencentes ao circuito de interesse, fazendo com que tanto o módulo quanto o ângulo da impedância calculada sejam afetados. Um exemplo típico desta situação é mostrado na Figura 3.12, relacionado à medição da impedância terminal vista do terciário de um determinado equipamento, sendo possível notar que tanto o módulo quanto o ângulo medido têm variações bruscas de seus valores.

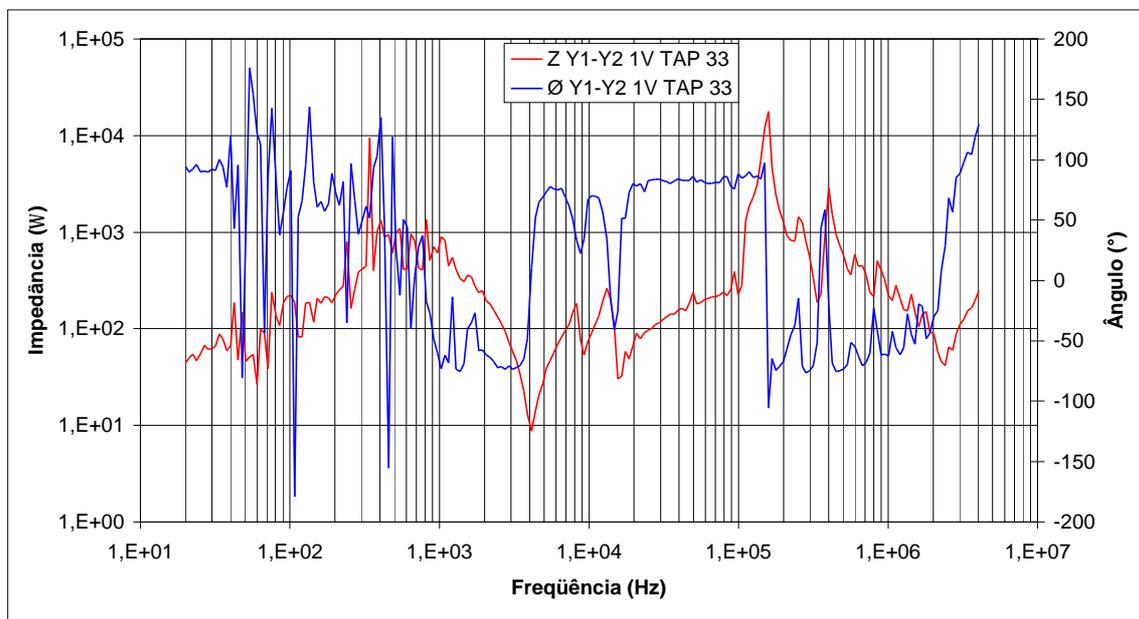


Figura 3.12 – Medição de impedância terminal corrompida por interferências.

3.5 Relação entre Impedância Terminal e Resposta em Frequência

Numa primeira aproximação os pólos das curvas de resposta em frequência são zeros correspondentes nas curvas de impedância como pode ser visto nas Figuras 3.13 e 3.14, para um transformador elevador trifásico, ligação Δ -Y.

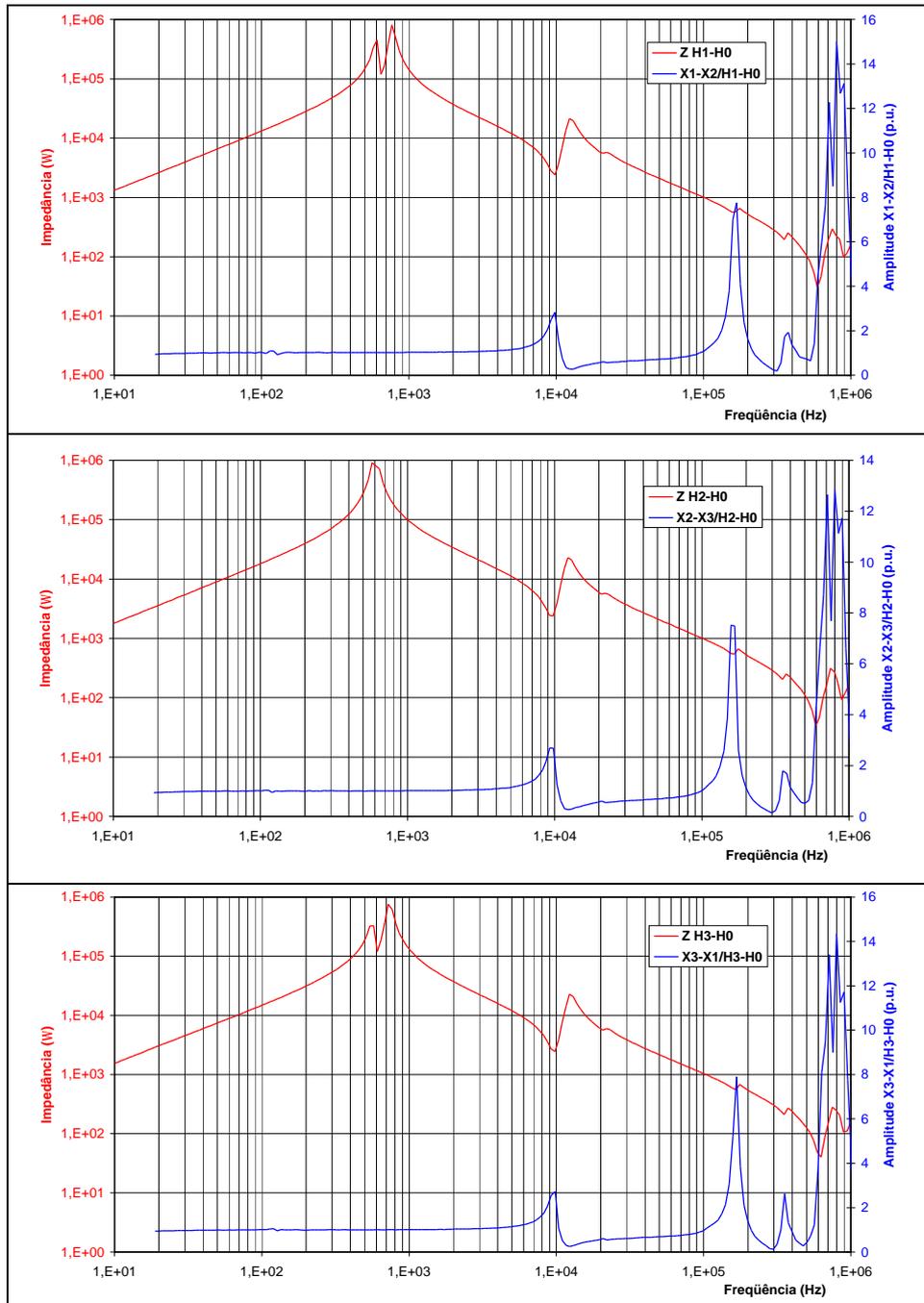


Figura 3.13 – Relação entre impedância terminal H_x-H_0 e a resposta em frequência (aplicação em H_x-H_0), transformador elevador 140 MVA, 13,8/230 kV.

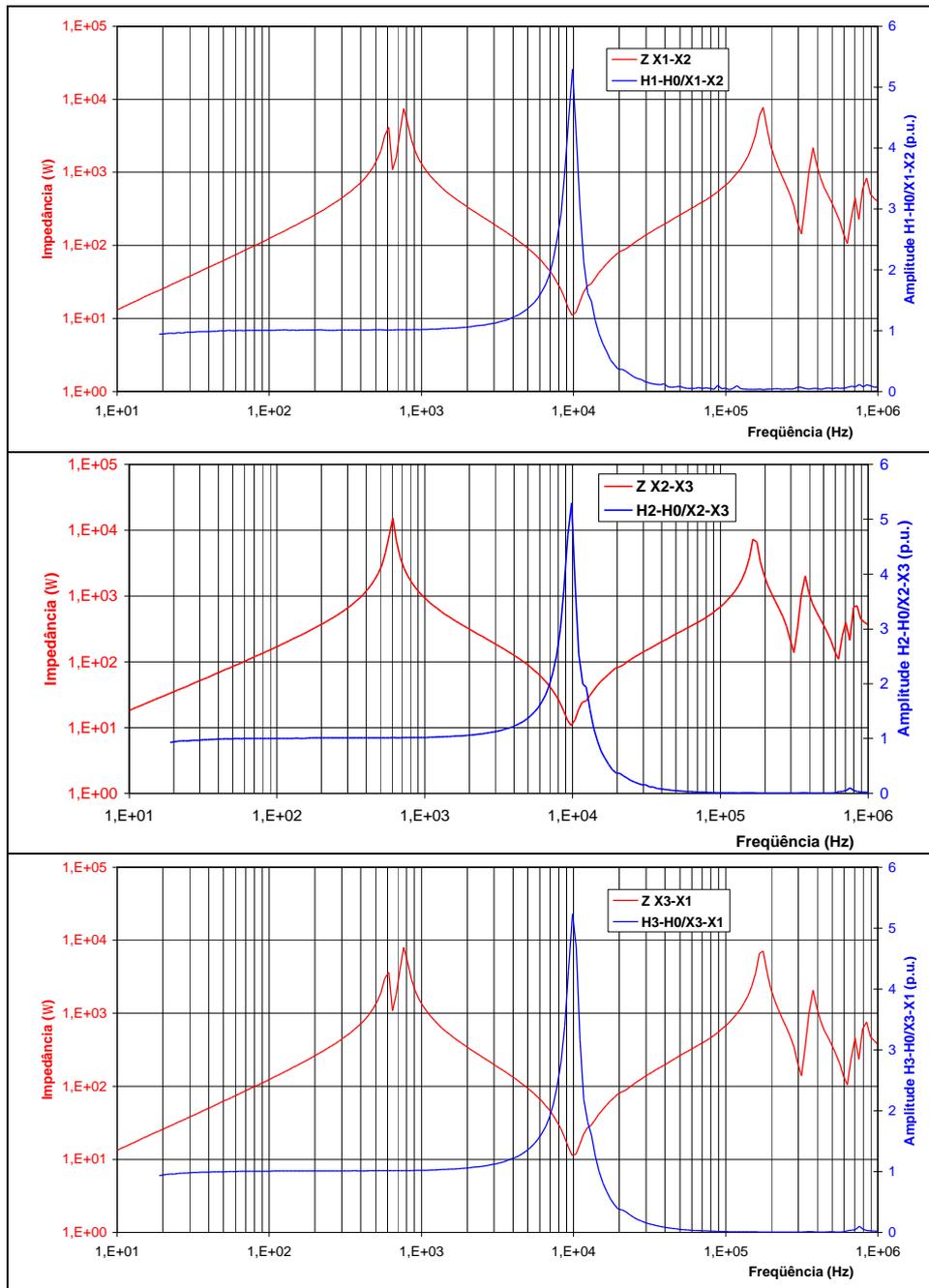


Figura 3.14 – Relação entre impedância terminal X_x-X_y e a resposta em frequência (aplicação em X_x-X_y), transformador elevador 140 MVA, 13,8/230 kV.

Nota-se que para os terminais H, as curvas de resposta em frequência não têm o primeiro zero correspondente ao primeiro pólo da curva de impedância terminal, porém, a resposta em frequência (a partir de ~1 kHz) é extremamente sensível a variações da curva de impedância terminal.

Para os terminais X as curvas de impedância terminal são mais ricas em

informações, enquanto aquelas de resposta em frequência têm menor sensibilidade a alguma alteração.

Considerando ambos os testes aplicados a um equipamento representado de modo simplificado como na Figura 3.15, a relação entre seus resultados pode ser expressa como:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{Z}{Z_T + Z} \quad (3.1)$$

Onde,

Z - Impedância de cabo e instrumentação (50 Ω)

Z_T - Impedância do transformador

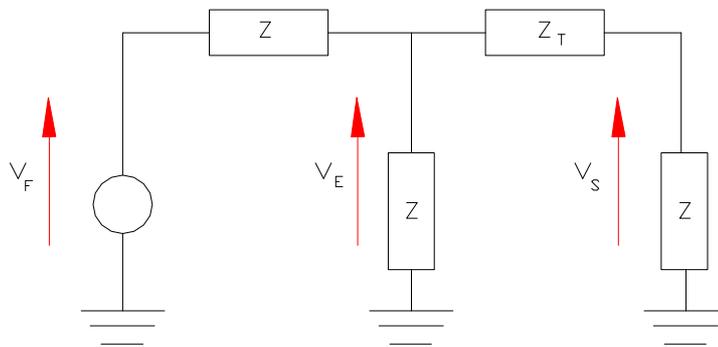


Figura 3.15 – Relação entre resposta em frequência e impedância terminal.

Dependendo das condições do ambiente em que a medição é realizada e das características do equipamento, a obtenção desta relação pode não ser plenamente realizável.

3.6 Resumo

No momento existe no mercado uma grande variedade de instrumentos destinados à medição de impedância dos terminais e outros destinados à obtenção da resposta em frequência, porém, como não há ainda algum trabalho concluído realizado por entidades que de certo modo influenciam na escolha dos métodos mais adequados, existe uma certa confusão quanto ao emprego das técnicas e suas

potencialidades. Sendo assim este capítulo teve por finalidade esclarecer esta situação mostrando principalmente aspectos de ordem operacional no campo, onde normalmente são realizadas as medições com estas técnicas.

Os instrumentos baseados na medição de impedância são susceptíveis a interferências eletromagnéticas do meio em que forem inseridos, havendo em alguns casos a impossibilidade da medição, principalmente do ângulo.

Instrumentos baseados na aplicação de ondas de frente rápida trazem a limitação da frequência máxima a ser alcançada, além do fato de não ser possível manter o mesmo nível de tensão para cada componente de frequência aplicada ao equipamento.

A resposta em frequência, embora praticamente imune a interferências tem pouca sensibilidade na identificação de defeitos oriundos de enrolamentos de menor tensão num mesmo equipamento.

A situação ideal para avaliação de um equipamento é a utilização conjunta das técnicas de resposta em frequência e impedância terminal, explorando-se as potencialidades de cada uma das técnicas.

Capítulo 4

Modelo Matemático do Enrolamento do Transformador

4.1 Histórico

A obtenção de padrões típicos de defeitos a partir de modelo real ou reduzido não é tarefa das mais fáceis, visto que além da(s) amostra(s) para testes, é necessário dispor-se de uma estrutura laboratorial relativamente sofisticada de alto custo. A inserção dos defeitos tanto de origem indutiva (predominância de variação de indutâncias) como capacitiva (predominância de variação de capacitâncias) ou mista, requer um tempo razoável para a preparação da amostra. Embora plenamente realizável, representa uma situação particular, aplicável a equipamentos iguais ou similares à amostra testada, o que não impede sua utilização para inferência de possíveis situações de defeitos.

Sendo assim, buscou-se desenvolver um modelo matemático, no qual é possível inserir algumas alterações de forma a simular os principais defeitos que podem originar falhas em transformadores de potência. Estes defeitos podem ser de origem mecânica, elétrica, ou de materiais, como mostrado na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Parâmetros versus tipos de defeitos.

Parâmetros	Tipos de Defeitos ou Falhas
Indutância	<ul style="list-style-type: none">• Deformação de disco• Afundamento local• Curto-circuito no enrolamento
Capacitância Geométrica (ou Transversal)	<ul style="list-style-type: none">• Movimento de disco• Encurvamento devido a esforços mecânicos• Ingresso de umidade
Capacitância Série (ou Longitudinal)	<ul style="list-style-type: none">• Envelhecimento da isolação• Afrouxamento

O modelo deverá propiciar análises do tipo:

- Implementação de defeitos de características mecânicas, elétricas ou de perda da isolação;
- Validação das possíveis relações entre os parâmetros do transformador e tipos de falhas propostas;
- Realização de análises qualitativas dos defeitos diagnosticados a partir da comparação dos resultados, ou seja, um mesmo defeito aplicado em locais distintos do enrolamento e o aspecto evolutivo de um defeito diagnosticado;
- Comparação entre os resultados simulados e os reais obtidos em ensaios de resposta em frequência.

4.2 Situação Atual

Duas categorias de modelos têm sido propostas na literatura: os modelos caixa-preta (black box) e os modelos de enrolamentos. No caso de transformadores, uma abordagem prática é o uso do modelo “black box” para o cálculo das tensões terminais do transformador e o uso do modelo de enrolamentos para o cálculo das tensões internas a partir das tensões terminais.

4.2.1 Modelo “caixa preta”

É um equivalente terminal de um dado componente da rede, por exemplo, um transformador, que permite o cálculo de tensões e correntes em seus terminais para qualquer rede que esteja a ele conectado. A vantagem deste método é que o modelo pode ser calculado a partir de medições terminais sem a necessidade de conhecimento sobre suas características internas.

A abordagem preferida é medir-se a matriz admitância (Y) do componente no domínio da frequência em relação a seus terminais e aproximar Y através de funções

racionais. Uma representação no domínio do tempo pode ser obtida a partir da aproximação racional. Desde o início da década de 80, de modo aproximado, vários trabalhos seguiram esta linha, porém, nenhum deles era capaz de reproduzir de modo confiável aquilo que se media no domínio do tempo. O principal problema era a falta de um procedimento robusto para a aproximação racional e problemas relativos à estabilidade do modelo obtido. Este assunto foi profundamente estudado e resolvido por (GUSTAVSEN e SEMLYEN, 1998, 1999, 2001) e GUSTAVSEN (2004).

O modelo caixa preta pode ser útil para estudos de transitórios eletromagnéticos mas não para diagnóstico de transformadores.

4.2.2 Modelo de “enrolamento”

Este modelo é construído a partir de informações detalhadas sobre a geometria do transformador e propriedades dos materiais que o constituem, propiciando a construção de um equivalente elétrico usando uma discretização espacial. Uma vantagem importante deste modelo é permitir o cálculo de correntes e tensões em pontos do enrolamento nem sempre acessíveis ou disponíveis para medição. Os trabalhos publicados têm-se focado na modelagem de um único enrolamento, quando o ideal é a consideração dos demais enrolamentos simultaneamente de modo a possibilitar resultados mais precisos. Resultados recentes (WG A2.26, 2006) mostram que é possível reproduzir com razoável precisão, através de modelo considerando a geometria do enrolamento e núcleo, a resposta em frequência medida, ressaltando assim que a representação da interação entre enrolamentos de fases distintas, embora importante, não traz alterações significativas na resposta esperada. Também neste caso as formas de ondas obtidas através do modelo, quando comparadas a medições, normalmente apresentam erros, provavelmente devido as imprecisões no cálculo da rede de elementos, particularmente aquelas relativas às capacitâncias para a terra.

Sendo o modelo matemático detalhado em relação aos aspectos construtivos, é possível relacionar cada falha com o parâmetro alterado, isto é, pode-se simular um defeito, atuando diretamente na geometria do enrolamento ou nos materiais envolvidos. Além disso, o modelo permite que a alteração seja inserida em qualquer ponto ou partes do enrolamento, visualizando assim, o comportamento da resposta em frequência de um mesmo defeito, em diversas regiões.

4.3 Modelo Matemático do Enrolamento

A representação de enrolamentos de transformadores por parâmetros elétricos, concentrados ou distribuídos, é conhecida na literatura (MENDES,1995, HERSZTERG, 2004). Os parâmetros dependem, fundamentalmente, da geometria e da localização relativa dos enrolamentos e de seus condutores, das características de seus materiais e da variação destas características com a frequência.

O modelo de enrolamento proposto, orientado para análise em altas frequências é fundamentado no modelo elétrico de parâmetros distribuídos de uma linha de transmissão longa. O enrolamento é representado para cada espira e inclui os acoplamentos eletromagnéticos e eletrostáticos entre bobinas, espiras, enrolamentos e estruturas adjacentes, em função da frequência e por unidade de comprimento.

As equações que relacionam tensão e corrente em uma linha de transmissão monofásica longa, podem ser formuladas a partir da análise de um elemento infinitesimal de comprimento diferencial dx desta linha.

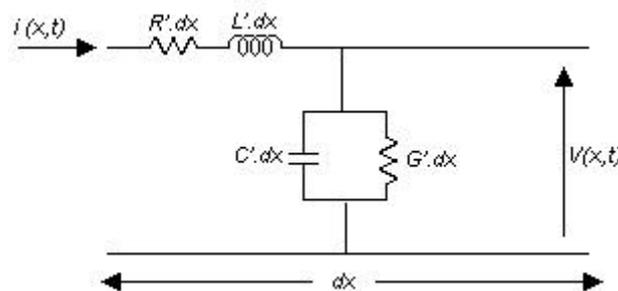


Figura 4.1 - Elemento infinitesimal de uma LT longa monofásica.

$$-\frac{\partial v(x,t)}{\partial x} = R \cdot i(x,t) + L \cdot \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} \quad (4.1a)$$

$$-\frac{\partial i(x,t)}{\partial x} = G \cdot v(x,t) + C \cdot \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} \quad (4.1b)$$

onde:

R = Resistência por unidade de comprimento (Ω/km);

G = Condutância por unidade de comprimento (S/km);

L = Indutância por unidade de comprimento (H/km);

$v(x,t)$ = Tensão na posição x e instante de tempo t (V);

$i(x,t)$ = Corrente na posição x e instante de tempo t (A).

As equações (4.1a) e (4.1b) podem ser escritas no domínio da frequência, como:

$$-\frac{\partial V(x,j\omega)}{\partial x} = R(j\omega) \cdot I(x,j\omega) + j\omega \cdot L(j\omega) \cdot I(x,j\omega)$$

$$-\frac{\partial I(x,j\omega)}{\partial x} = G(j\omega) \cdot V(x,j\omega) + j\omega \cdot C(j\omega) \cdot V(x,j\omega)$$

ou:

$$-\frac{dV(x,j\omega)}{dx} = Z(j\omega) \cdot I(j\omega) \quad (4.2a)$$

$$-\frac{dI(x,j\omega)}{dx} = Y(j\omega) \cdot V(j\omega) \quad (4.2b)$$

onde:

$Z(j\omega) = R(j\omega) + j\omega \cdot L(j\omega)$, é a impedância série (Ω/km);

$Y(j\omega) = G(j\omega) + j\omega \cdot C(j\omega)$, é a admitância em derivação (S/km);

$V(x,j\omega)$, é a tensão na posição x e frequência ω (V);

$I(x,j\omega)$, é a corrente na posição x e frequência ω (A).

Derivando as equações (4.2a) e (4.2b) em relação a x , obtém-se uma

equação diferencial de segunda ordem para tensões e correntes:

$$-\frac{d^2 V(x, j\omega)}{dx^2} = Z(j\omega) \cdot \frac{dI(x, j\omega)}{dx} \quad (4.3a)$$

$$-\frac{d^2 I(x, j\omega)}{dx^2} = Y(j\omega) \cdot \frac{dV(x, j\omega)}{dx} \quad (4.3b)$$

Substituindo (4.2b) e (4.2a) em (4.3a) e (4.3b) respectivamente, tem-se:

$$\frac{d^2 V(x, j\omega)}{dx^2} = Z(j\omega) \cdot Y(j\omega) \cdot V(j\omega) \quad (4.4a)$$

$$\frac{d^2 I(x, j\omega)}{dx^2} = Y(j\omega) \cdot Z(j\omega) \cdot I(j\omega) \quad (4.4b)$$

Estas equações expressam o fenômeno da propagação de ondas em uma linha de transmissão monofásica, determinando o comportamento dinâmico das tensões e correntes.

A forma geral de solução das equações (4.4a) e (4.4b) é dada por:

$$V(x, j\omega) = A_1(j\omega) \cdot e^{-g(j\omega) \cdot x} + A_2(j\omega) \cdot e^{+g(j\omega) \cdot x} \quad (4.5a)$$

$$I(x, j\omega) = \frac{1}{Z_c(j\omega)} \left[A_1(j\omega) \cdot e^{-g(j\omega) \cdot x} - A_2(j\omega) \cdot e^{+g(j\omega) \cdot x} \right] \quad (4.5b)$$

onde: $Z_c(j\omega) = \sqrt{\frac{Z(j\omega)}{Y(j\omega)}}$, é a impedância característica da linha de

transmissão (Ω);

e $g(j\omega) = \sqrt{Y(j\omega) \cdot Z(j\omega)}$, é a constante de propagação.

Portanto, a impedância característica e o fator de propagação descrevem precisamente uma linha de transmissão no domínio da frequência. Considerando a geometria de um enrolamento de transformador, as matrizes $[Z]$ e $[Y]$ são simétricas e complexas.

4.3.1 Condições de Contorno

Para calcular as tensões e correntes nas equações (4.5a) e (4.5b), é necessário determinar as constantes de integração A_1 e A_2 a partir das condições de contorno da linha de transmissão:

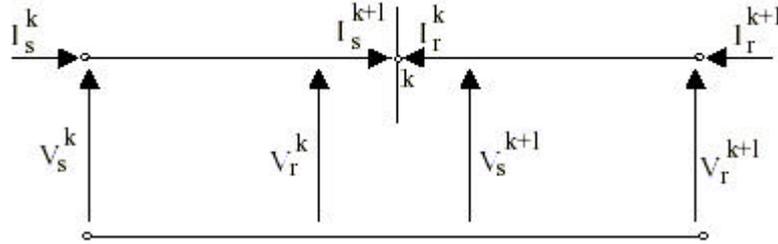


Figura 4.2 - Condições de contorno.

$$\begin{aligned} x = 0 &\Rightarrow V = V_s \quad e \quad I = I_s \\ x = l &\Rightarrow V = V_r \quad e \quad I = -I_r \end{aligned}$$

$$A_1 = \frac{1}{2} \cdot [V_s + Z_c \cdot I_s] \quad e \quad A_2 = \frac{1}{2} \cdot [V_s - Z_c \cdot I_s]$$

A partir das condições de contorno, as equações (4.5a) e (4.5b) são desenvolvidas da seguinte forma:

Corrente e a tensão no terminal remoto “r”:

$$V_r = \frac{[V_s + Z_c \cdot I_s]}{2} \cdot e^{-g \cdot l} + \frac{[V_s - Z_c \cdot I_s]}{2} \cdot e^{+g \cdot l} \quad (4.6a)$$

$$I_r = \frac{[V_s + Z_c \cdot I_s]}{2 \cdot Z_c} \cdot e^{-g \cdot l} - \frac{[V_s - Z_c \cdot I_s]}{2 \cdot Z_c} \cdot e^{+g \cdot l} \quad (4.6b)$$

ou:

$$V_r = V_s \cdot \left(\frac{e^{g \cdot l} + e^{-g \cdot l}}{2} \right) - Z_c \cdot I_s \cdot \left(\frac{e^{g \cdot l} - e^{-g \cdot l}}{2} \right)$$

$$I_r = \frac{V_s}{Z_c} \cdot \left(\frac{e^{g \cdot l} - e^{-g \cdot l}}{2} \right) - I_s \cdot \left(\frac{e^{g \cdot l} + e^{-g \cdot l}}{2} \right)$$

Corrente e a tensão no terminal de entrada “s”:

$$V_s = \frac{[V_r + Z_c \cdot I_r]}{2} \cdot e^{-g \cdot x} + \frac{[V_r - Z_c \cdot I_r]}{2} \cdot e^{+g \cdot x} \quad (4.7a)$$

$$I_s = \frac{[V_r + Z_c \cdot I_r]}{2 \cdot Z_c} \cdot e^{-g \cdot x} - \frac{[V_r - Z_c \cdot I_r]}{2 \cdot Z_c} \cdot e^{+g \cdot x} \quad (4.7b)$$

ou:

$$V_s = V_r \cdot \left(\frac{e^{g \cdot x} + e^{-g \cdot x}}{2} \right) - Z_c \cdot I_r \cdot \left(\frac{e^{g \cdot x} - e^{-g \cdot x}}{2} \right)$$

$$I_s = \frac{V_r}{Z_c} \cdot \left(\frac{e^{g \cdot x} - e^{-g \cdot x}}{2} \right) - I_r \cdot \left(\frac{e^{g \cdot x} + e^{-g \cdot x}}{2} \right)$$

Substituindo os termos exponenciais por funções hiperbólicas, são determinadas equações que possibilitam calcular as tensões e correntes em qualquer o ponto da linha.

Assim, para o terminal “r”, tem-se:

$$V_r = V_s \cdot \cosh(g \cdot l) - Z_c \cdot I_s \cdot \sinh(g \cdot l) \quad (4.8a)$$

$$I_r = \frac{V_s}{Z_c} \sinh(g \cdot l) - I_s \cdot \cosh(g \cdot l) \quad (4.8b)$$

E para o terminal “s”, tem-se:

$$V_s = V_r \cdot \cosh(g \cdot l) - Z_c \cdot I_r \cdot \sinh(g \cdot l) \quad (4.9a)$$

$$I_s = \frac{V_r}{Z_c} \sinh(g \cdot l) - I_r \cdot \cosh(g \cdot l) \quad (4.9b)$$

Em forma matricial tem-se,

$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cosh(g \cdot l)}{Z_c \cdot \sinh(g \cdot l)} & -\frac{1}{Z_c \cdot \sinh(g \cdot l)} \\ -\frac{1}{Z_c \cdot \sinh(g \cdot l)} & \frac{\cosh(g \cdot l)}{Z_c \cdot \sinh(g \cdot l)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

4.3.2 Representação Matricial

A linha de transmissão pode ser representada de modo preciso, no que diz respeito às condições em suas extremidades, por seu circuito Π equivalente.

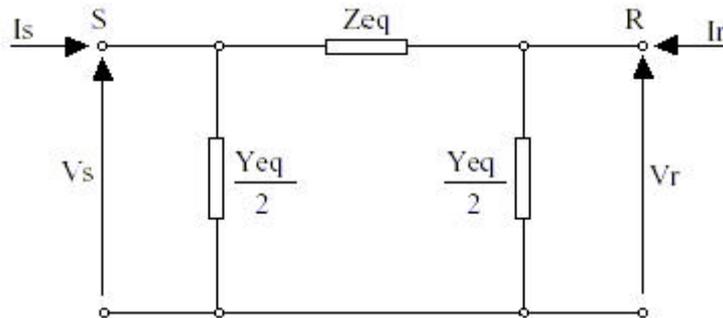


Figura 4.3 - Circuito Π equivalente.

As expressões na forma matricial que descrevem o quadripolo Π são :

$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_{eq}} + Y_{eq} & -\frac{1}{Z_{eq}} \\ -\frac{1}{Z_{eq}} & \frac{1}{Z_{eq}} + Y_{eq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

A associação série de quadripolos Π s sucessivos permite estabelecer as condições de continuidade da interface entre quadripolos (MENDES, 1995).

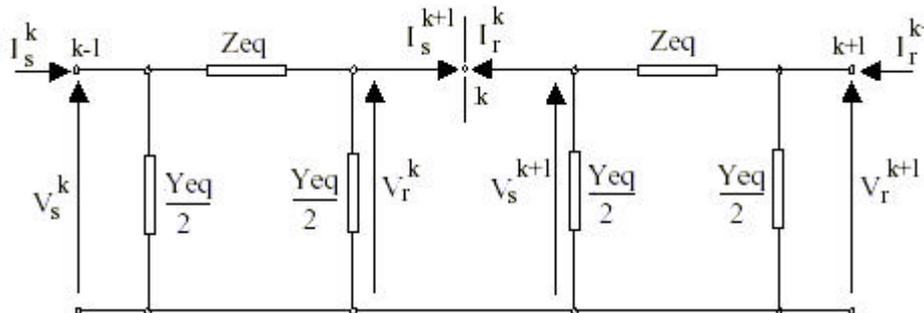


Figura 4.4 - Associação de quadripolos (linha longa).

As equações para as relações de tensão e corrente expressas em termos matriciais são:

$$\frac{d[V]}{d x} = [Z] \cdot [I]$$

$$\frac{d[I]}{d x} = [Y] \cdot [V]$$

Analogamente à linha de transmissão com condutor singular, agora as relações entre correntes e tensões são:

$$\begin{bmatrix} [I_s]_{nx1} \\ [I_r]_{nx1} \end{bmatrix}_{2nx1} = \begin{bmatrix} [A]_{nxn} & -[B]_{nxn} \\ -[B]_{nxn} & [A]_{nxn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [V_s]_{nx1} \\ [V_r]_{nx1} \end{bmatrix}_{2nx1} \quad (4.12)$$

As matrizes [A] e [B] contêm os parâmetros elétricos que descrevem a rede de múltiplos condutores e os correspondentes acoplamentos mútuos.

Exemplificando uma linha de 3 seções, a partir da qual pode-se estabelecer analogia com um enrolamento de 3 bobinas, tem-se:

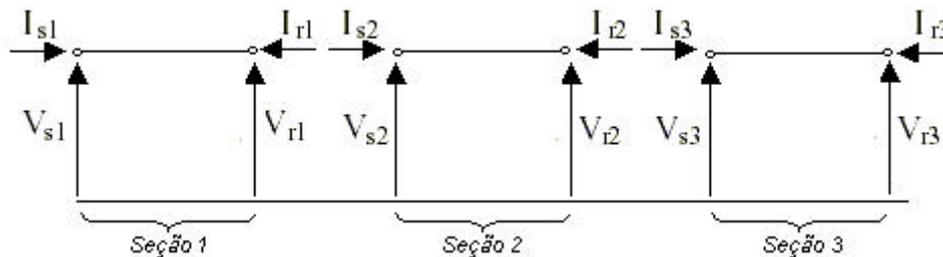


Figura 4.5 - Linha de transmissão de três seções.

Considerando uma linha de transmissão de três seções interligadas, as condições de contorno resultam:

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (4.13a)$$

$$\begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{s2} \\ -I_{s3} \end{bmatrix} \quad (4.13b)$$

$$\begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A \\ A \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B \\ B \\ B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{r1} = V_{s2} \\ V_{r2} = V_{s3} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad (4.13c)$$

$$\begin{bmatrix} I_{r1} = -I_{s2} \\ I_{r2} = -I_{s3} \\ I_{r3} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{r1} = V_{s2} \\ V_{r2} = V_{s3} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \quad (4.13d)$$

Portanto o sistema matricial para uma linha de três seções poderá ser simplificado considerando as condições de contorno que relacionam as tensões e correntes internas:

$$\begin{matrix} + & & + \\ & \diagup & \diagdown \\ + & \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \\ I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & -B_{11} & -B_{12} & -B_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & -B_{21} & -B_{22} & -B_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & -B_{31} & -B_{32} & -B_{33} \\ -B_{11} & -B_{12} & -B_{13} & A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ -B_{21} & -B_{22} & -B_{23} & A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ -B_{31} & -B_{32} & -B_{33} & A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \\ V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

As condições de contorno indicadas na Figura 4.5 podem ser traduzidas pelas seguintes relações:

$$\begin{matrix} I_{s2} + I_{r1} = 0 \\ I_{s3} + I_{r2} = 0 \end{matrix} \quad e \quad \begin{matrix} V_{s2} + V_{r1} = 2V_{s2} \\ V_{s3} + V_{r2} = 2V_{s3} \end{matrix}$$

Considerando as relações acima e operando as linhas e colunas conforme indicado na Figura (4.13c), resulta:

$$\begin{bmatrix} I_{s1} \\ 0 \\ 0 \\ I_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} - B_{11} & A_{13} - B_{12} & -B_{13} \\ A_{21} - B_{11} & A_{22} - B_{21} - B_{12} + A_{11} & A_{23} - B_{22} - B_{13} + A_{12} & A_{13} - B_{23} \\ A_{31} - B_{21} & A_{32} - B_{31} - B_{22} + A_{21} & A_{33} - B_{32} - B_{23} + A_{22} & A_{23} - B_{33} \\ -B_{31} & -B_{32} + A_{31} & -B_{33} + A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s1} \\ 2V_{s2} \\ 2V_{s3} \\ V_{r3} \end{bmatrix}$$

A relação matricial acima pode ser escrita com as seguintes equações lineares:

$$\begin{cases} A_{11} \cdot V_{s1} + 2(A_{12} - B_{11}) \cdot V_{s2} + 2(A_{13} - B_{12}) \cdot V_{s3} - B_{13} \cdot V_{r3} = I_{s1} \\ (A_{12} - B_{11}) \cdot V_{s1} + 2(A_{11} + A_{22} - B_{12} - B_{21}) \cdot V_{s2} + 2(A_{12} + A_{23} - B_{22} - B_{13}) \cdot V_{s3} + (A_{13} - B_{23}) \cdot V_{r3} = 0 \\ (A_{31} - B_{21}) \cdot V_{s1} + 2(A_{32} + A_{21} - B_{31} - B_{22}) \cdot V_{s2} + 2(A_{33} + A_{22} - B_{32} - B_{23}) \cdot V_{s3} + (A_{23} - B_{33}) \cdot V_{r3} = 0 \\ -B_{31} \cdot V_{s1} + 2(A_{31} - B_{32}) \cdot V_{s2} + 2(A_{32} - B_{33}) \cdot V_{s3} - A_{33} \cdot V_{r3} = I_{r3} \end{cases} \quad (4.14)$$

Nas relações acima, os valores de A_{ij} e B_{ij} são conhecidos, e as grandezas I_{s_1} e V_{s_1} são pré-determinadas.

Portanto as equações (4.14) podem ser re-escritas na forma abaixo, possibilitando a solução de um sistema de quatro equações e quatro incógnitas da forma:

$$\begin{bmatrix} I_{s1} - A_{11} \cdot V_{s1} \\ -(A_{12} - B_{11}) \cdot V_{s1} \\ -(A_{31} - B_{21}) \cdot V_{s1} \\ -B_{31} \cdot V_{s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot (A_{12} - B_{11}) & 2 \cdot (A_{13} - B_{12}) & -B_{13} & 0 \\ 2 \cdot (A_{22} - B_{21} - B_{12} + A_{11}) & 2 \cdot (A_{23} - B_{22} - B_{13} + A_{12}) & A_{13} - B_{23} & 0 \\ 2 \cdot (A_{32} - B_{31} - B_{22} + A_{21}) & 2 \cdot (A_{33} - B_{32} - B_{23} + A_{22}) & A_{23} - B_{33} & 0 \\ 2 \cdot (-B_{32} + A_{31}) & 2 \cdot (-B_{33} + A_{32}) & -A_{33} & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s2} \\ V_{s3} \\ V_{r3} \\ I_{r3} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

A resolução do sistema anterior, quando este é representado por suas grandezas de fase (Z_{fase} e Y_{fase}) pode apresentar problemas de ordem numérica, principalmente, quando da inserção de defeitos que levem a um mau condicionamento das matrizes (Z_{fase} e Y_{fase}).

Conforme demonstrado no Anexo 1, optou-se pela utilização das matrizes de transformação modal para desacoplar o sistema em relações matematicamente equivalentes. Assim, as matrizes $[A]$ e $[B]$ são diagonalizadas através dos autovalores e autovetores que representam as matrizes de impedância $[Z]$ e admitância $[Y]$. Para resolução do sistema de equações matriciais (4.15) optou-se pela fatoração LU.

4.3.3 Considerações na Aplicação do Modelo

A representação das capacitâncias e indutâncias mútuas onde não há acoplamento físico é realizada da seguinte maneira:

- O valor calculado para as capacitâncias mútuas entre bobinas sofre uma redução exponencial conforme aumenta a distância entre as mesmas;

- As indutâncias mútuas são obtidas a partir da matriz de relutâncias do conjunto enrolamentos e tanque.

As perdas no cobre no modelo do enrolamento do transformador são representadas por resistores em série com as indutâncias, não sendo considerada sua variação com a frequência. Este assunto merece uma investigação mais detalhada e não foi abordado neste trabalho, visto que a variação da resistência ôhmica do enrolamento de um transformador não segue as aproximações usualmente utilizadas (DOMMEL,1992) como as mostradas nas Figuras 4.6 e 4.7.

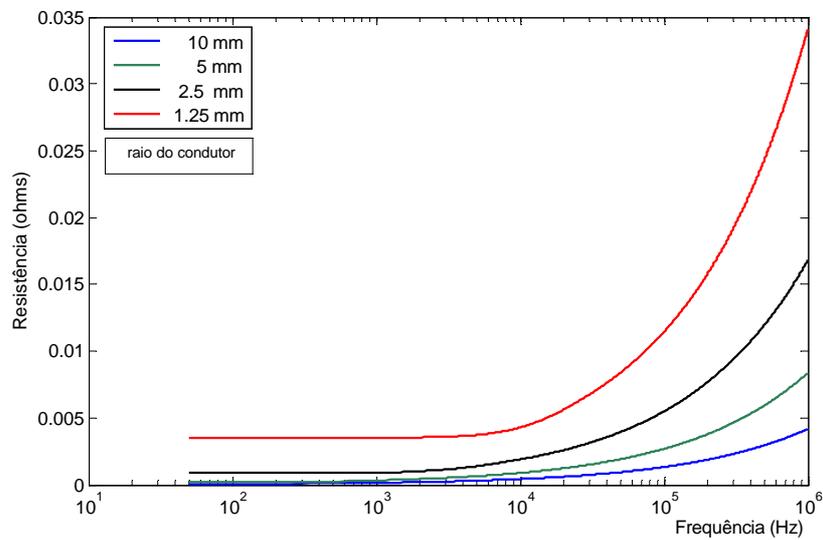


Figura 4.6 – Variação da resistência de um condutor de Cu singular com a frequência.

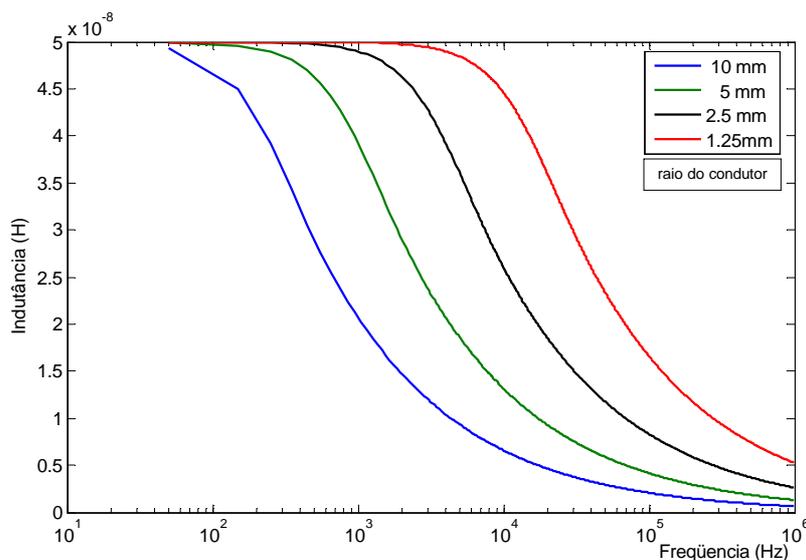


Figura 4.7 – Variação da indutância de um condutor de Cu singular com a frequência.

A título de exemplo, nas Figuras 4.8 e 4.9 são mostradas medições de resistência ôhmica de enrolamentos de um transformador e de um autotransformador, onde nota-se um comportamento peculiar e complexo deste parâmetro para inserção num modelo.

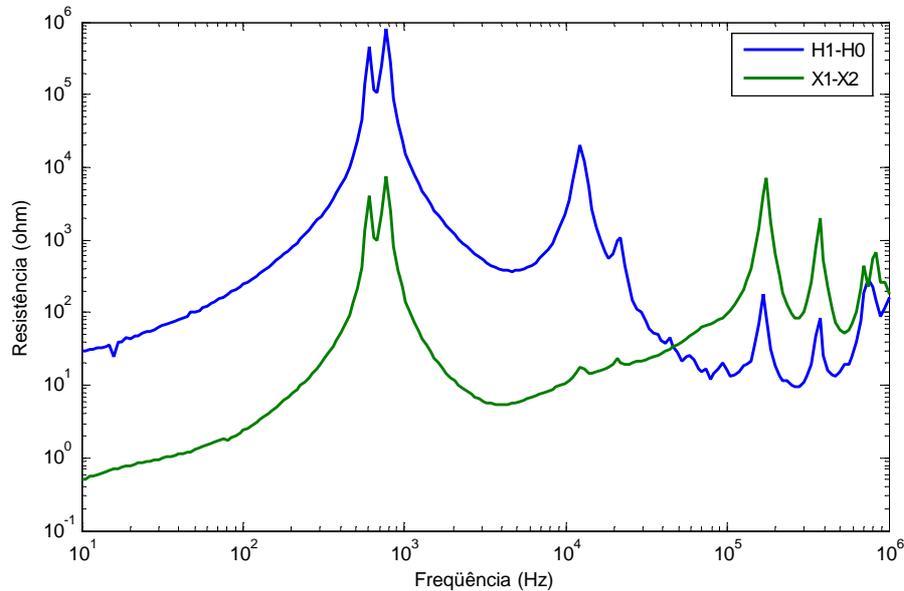


Figura 4.8 – Resistência medida de enrolamentos de alta e baixa tensão, transformador elevador, 140 MVA, 13.8/230 kV

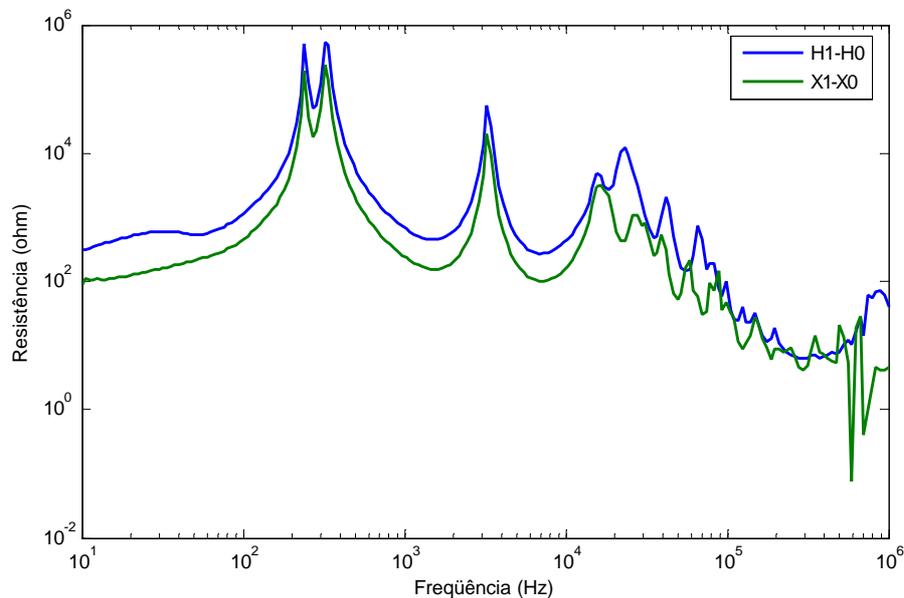


Figura 4.9 – Resistência medida de enrolamentos de alta e baixa tensão, autotransformador, 150 MVA, 230/138-13.8 kV

Com as considerações anteriores o modelo é representado na Figura 4.10.

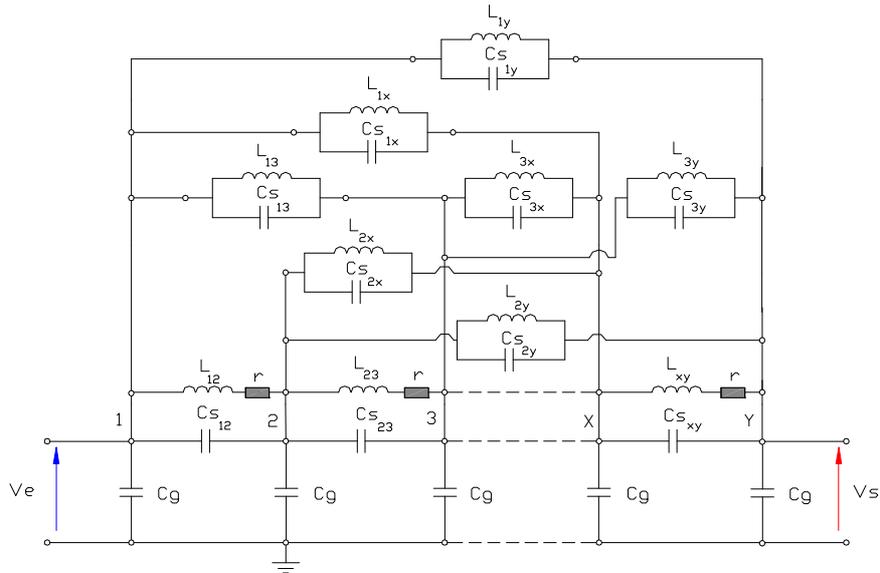


Figura 4.10 – Modelo considerando as mútuas capacitivas e indutivas.

Tomando-se como referência os trabalhos de (MENDES, 1995) e (HERSZTERG, 2004), ressalta-se como contribuição no presente trabalho, a representação das mútuas capacitivas e principalmente das mútuas indutivas a partir da inversão da matriz de relutâncias.

A partir dos dados do Anexo 3 para um equipamento com enrolamento do tipo contínuo mostrado na Figura 4.11 com suas respectivas relutâncias, obteve-se as indutâncias como mostrado na Figura 4.12.

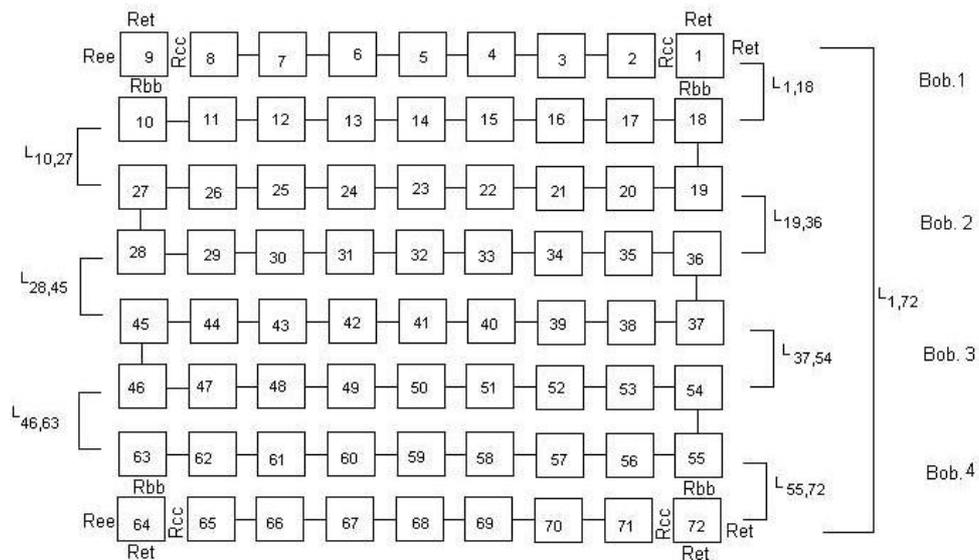


Figura 4.11 – Detalhe das relutâncias num enrolamento tipo disco contínuo.

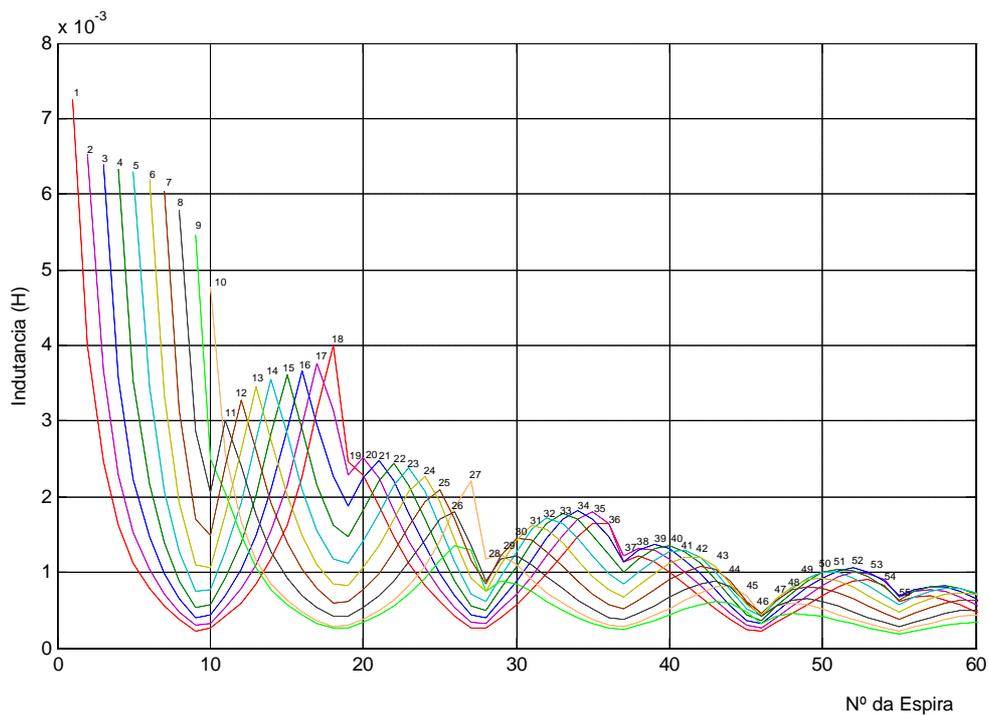


Figura 4.12 – Distribuição dos valores de indutância mútua entre espiras.

A partir do caso base (sem defeitos inseridos) mostrado na Figura 4.13 (HERSZTERG, 2004), para o qual não foi representado o efeito das indutâncias mútuas, reconstruiu-se o modelo com a inserção das mútuas e o resultado é mostrado na Figura 4.14.

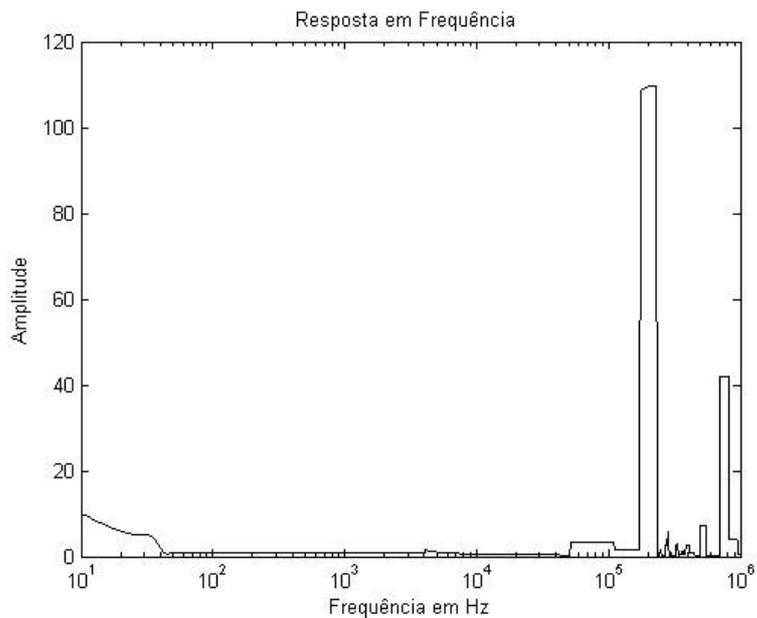


Figura 4.13 – Caso base sem representação das indutâncias mútuas.

Nota-se que a presença das indutâncias mútuas (entre bobinas sem acoplamento físico) tornou a curva mais suave, além de estabilizá-la em 1pu nas baixas frequências.

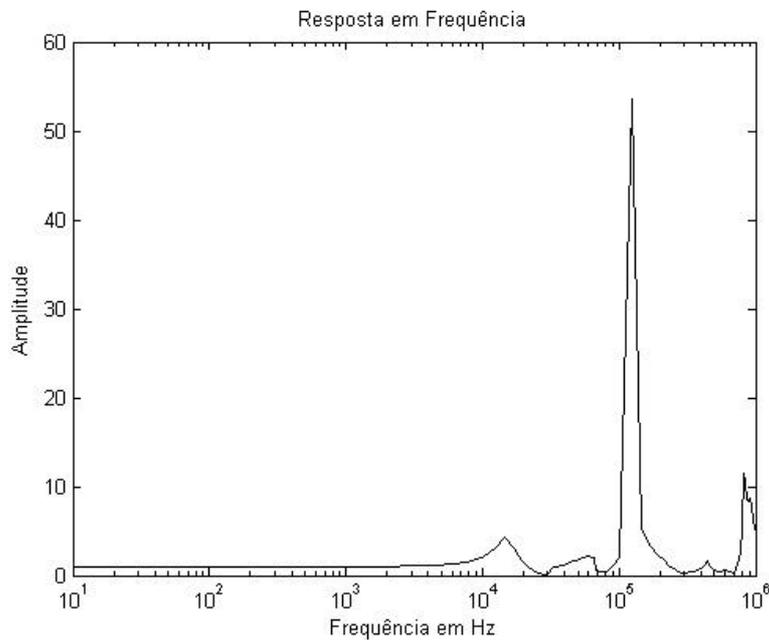


Figura 4.14 – Caso base com representação das indutâncias mútuas.

4.4 Implementação do Modelo

O ensaio de Resposta em Frequência, ou seja, a medição da relação de transformação em frequências distintas de 60Hz, é realizado aplicando-se um sinal de tensão senoidal no terminal superior do enrolamento, medindo-se a transferência deste sinal aplicado, no terminal de saída do mesmo.

A Figura 4.15 mostra os terminais de acesso “A” e “B” do enrolamento do transformador. A tensão obtida no terminal “B” é determinada a partir da aplicação de uma tensão no terminal “A”, estando ambas referenciadas a um “terra” comum.

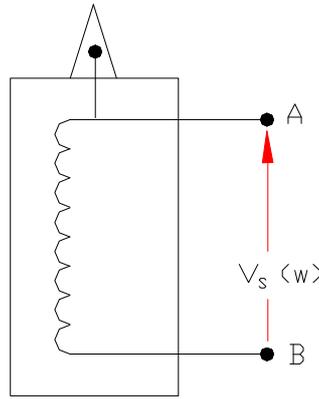


Figura 4.15 – Terminais de entrada e saída do enrolamento.

No domínio da frequência, o comportamento ressonante no terminal “B”, pode ser analisado através da função de transferência $H(\omega)$, associada à resposta $V_e(\omega)$ e correspondente a um sinal de entrada $V_s(\omega)$ aplicado no terminal “A”, na forma $H(\omega) = V_e(\omega)/V_s(\omega)$. Portanto, a função de transferência, para cada intervalo de frequência pode ser cuidadosamente calculada a partir da relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada.

Neste trabalho, será modelado um enrolamento tipo disco contínuo de um transformador, através da associação de quadripolos, onde cada quadripolo ou Π -equivalente representa uma bobina dupla do enrolamento. Será simulada a aplicação de um sinal de entrada no terminal “A” de $10V_{ef}$, variante em uma faixa de frequência de 100Hz a 4MHz, e calculando-se o valor resultante deste sinal no terminal de saída do enrolamento.

Assim as matrizes que representam os parâmetros da rede de condutores, que modelam as bobinas e acoplamentos eletromagnéticos correspondentes, são obtidas da seguinte forma:

$$[Y]_{n \times n} = [G] + j \cdot \omega \cdot [C]_{n \times n} \cong j \cdot \omega \cdot [C]_{n \times n} \quad [S/m] \quad (4.16)$$

$$[Z]_{n \times n} = [R] + j \cdot \omega \cdot [L]_{n \times n} \cong j \cdot \omega \cdot [L]_{n \times n} \quad [\Omega/m] \quad (4.17)$$

Sendo $[C]$ uma matriz quadrada, com dimensão igual ao número de bobinas duplas do enrolamento estudado, tendo a seguinte forma:

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & \cdots & C_{1(n-2)} & C_{1(n-1)} & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & \cdots & C_{2(n-2)} & C_{2(n-1)} & C_{2n} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & \cdots & C_{3(n-2)} & C_{3(n-1)} & C_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C_{(n-2)1} & C_{(n-2)2} & C_{(n-2)3} & \cdots & C_{(n-2)(n-2)} & C_{(n-2)(n-1)} & C_{(n-2)n} \\ C_{(n-1)1} & C_{(n-1)2} & C_{(n-1)3} & \cdots & C_{(n-1)(n-2)} & C_{(n-1)(n-1)} & C_{(n-1)n} \\ C_{n1} & C_{n2} & C_{n3} & \cdots & C_{n(n-2)} & C_{n(n-1)} & C_{nn} \end{bmatrix}_{n \times n}$$

Esta matriz pode ser obtida da forma descrita no Anexo 2, sendo seus elementos definidos como a seguir:

$$\begin{cases} C_{ii} = C \text{ parcial cond } i \text{ para terra} + \sum C \text{ parciais ligadas ao cond } i = C_{ee} + C_{et} + C_s \\ C_{ij} = C \text{ parcial entre cond } i \text{ e } j \text{ (} i \neq j \text{)} = -C_s \end{cases}$$

A matriz $[L]$ é uma matriz quadrada com dimensão igual ao número de bobinas duplas do enrolamento estudado, tendo a seguinte forma:

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} & \cdots & L_{1(n-2)} & L_{1(n-1)} & L_{1n} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} & \cdots & L_{2(n-2)} & L_{2(n-1)} & L_{2n} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} & \cdots & L_{3(n-2)} & L_{3(n-1)} & L_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{(n-2)1} & L_{(n-2)2} & L_{(n-2)3} & \cdots & L_{(n-2)(n-2)} & L_{(n-2)(n-1)} & L_{(n-2)n} \\ L_{(n-1)1} & L_{(n-1)2} & L_{(n-1)3} & \cdots & L_{(n-1)(n-2)} & L_{(n-1)(n-1)} & L_{(n-1)n} \\ L_{n1} & L_{n2} & L_{n3} & \cdots & L_{n(n-2)} & L_{n(n-1)} & L_{nn} \end{bmatrix}_{n \times n}$$

Definida como uma associação das indutâncias próprias e mútuas, na forma descrita no Anexo 2, sendo seus elementos definidos a partir das relutâncias:

$$\begin{cases} \mathfrak{R}_{ii} = \sum \mathfrak{R} \text{ parciais ao redor do cond } i = \mathfrak{R}_{ee} + \mathfrak{R}_{et} + \mathfrak{R}_{cc} + \mathfrak{R}_{bb} \\ \mathfrak{R}_{ij} = \mathfrak{R} \text{ parcial entre cond } i \text{ e } j \text{ (} i \neq j \text{)} = -\mathfrak{R}_{bb} \end{cases}$$

Desta forma, os parâmetros da rede serão calculados e o modelo matemático será construído, possibilitando a determinação da função de transferência do enrolamento estudado. Considerando o circuito equivalente do enrolamento, as

funções de transferência são dadas por:

$$\begin{cases} I_{s_1} = Y_{eq} \cdot V_{s_1} \\ I_{s_2} = H_{f_2} \cdot V_{s_2} \\ \vdots \\ I_{s_n} = H_{f_n} \cdot V_{s_n} \end{cases}$$

Onde: Y_{eq} = Admitância do enrolamento vista do ponto de aplicação de tensão

$H_f(\omega)$ = Representa a função de transferência, definida para cada intervalo de frequência de interesse.

As grandezas Y_{eq} e $H_f(\omega)$ representam os acoplamentos eletromagnéticos e eletrostáticos próprios e mútuos entre as indutâncias e capacitâncias parciais dos enrolamentos.

As tensões e corrente internas em qualquer ponto do circuito equivalente do enrolamento são calculadas como respostas a cada uma das componentes da tensão de entrada. Sendo assim, as tensões e correntes internas resultam de uma combinação linear dos parâmetros do enrolamento e da tensão de entrada.

Este modelo permite calcular a função de transferência em relação a qualquer espira (nó) do enrolamento.

4.4.1 Simulação da Resposta em Frequência

Após a construção das matrizes de rede $[Y]$ e $[Z]$ e conseqüentemente a determinação do modelo matemático proposto, conforme formulação expressa pela equação (4.12), pode-se determinar a função de transferência através da relação entre sinal obtido na saída do enrolamento e o sinal aplicado no início do enrolamento do transformador.

Esta formulação será utilizada neste trabalho para analisar enrolamentos tipo disco contínuo e disco entrelaçado, com todos os parâmetros geométricos definidos no

Anexo 3, os quais foram fornecidos por um fabricante de transformador de potência (MENDES, 1995).

Um diagrama esquemático da implementação no ambiente MATLAB[®] do algoritmo denominado “RESP_FREQ” é mostrado na Figura 4.16, no qual foram definidas as características geométricas, determinados os parâmetros elétricos relativos à modelagem do circuito equivalente do enrolamento, a função de transferência e a relação entre o sinal de tensão de saída e o sinal aplicado para cada frequência desejada.

Para cada frequência são calculadas as matrizes de capacitância e indutância e a solução do sistema produz os valores das tensões ao longo do enrolamento estudado. Os valores obtidos para a resposta em frequência são normalizados para a resposta em frequência calculada na frequência de 60 Hz.

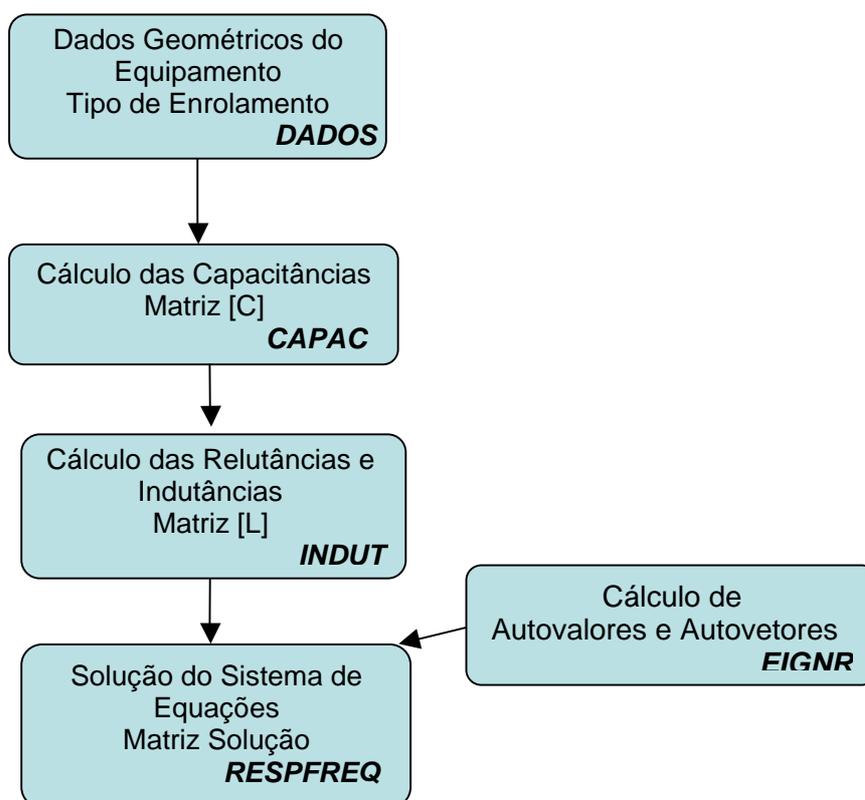


Figura 4.16 – Diagrama das rotinas que compõem o software RESP_FREQ.

A Figura 4.17 apresenta o resultado da simulação para o enrolamento tipo contínuo, estudado em condições normais de operação. O eixo das ordenadas representa a função de transferência V_S/V_E e o eixo das abscissas a faixa de frequência de interesse.

Para este enrolamento, considerou-se como resistência de cada bobina dupla um valor de $25\text{ m}\Omega$, que é um valor aproximado para esta classe de tensão, não sendo considerada sua variação com a frequência.

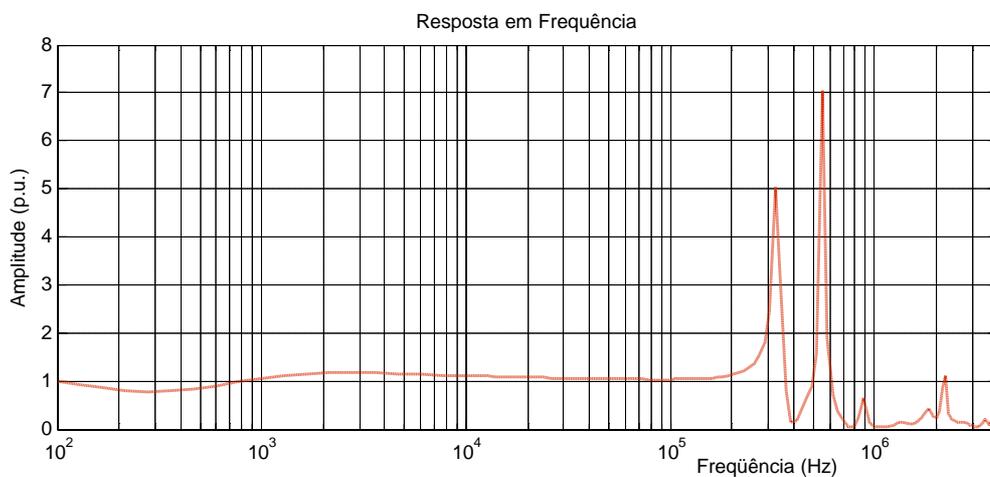


Figura 4.17 – Resposta em frequência simulada.

O tempo de simulação é razoável, pois a dimensão das matrizes quadradas $[C]$ e $[L]$ é igual ao número de bobinas duplas do enrolamento, no entanto a dimensão da matriz $[A -B; -B A]$ é duas vezes o número de bobinas duplas. Logo, deve-se armazenar uma matriz $[A -B; -B A]$ para cada valor de frequência, gerando uma matriz da seguinte ordem: (número de bobinas duplas x número de pontos de frequência) x número de bobinas duplas.

Estas simulações foram realizadas com um mínimo de 160 valores de frequência, distribuídos logaritmicamente por década, em uma varredura de 60Hz a 4MHz. Os valores das funções de transferência para frequência foram calculados em

um tempo de 20 minutos, aproximadamente, em um microcomputador Pentium® IV, 3GHz, 512 Mb RAM.

4.4.2 Comportamento dos Autovalores e Autovetores

Durante o desenvolvimento do modelo matemático para o enrolamento do transformador, observou-se algumas descontinuidades em altas frequências, causadas por cruzamentos dos autovetores e autovalores calculados durante a transformação modal. A análise de autovalores e autovetores no domínio modal, onde os parâmetros são variantes na frequência, indica que estes devem ser contínuos e consistentes na passagem da atual para a próxima frequência. Portanto, a eliminação das descontinuidades é fundamental na aproximação das matrizes em componentes modais.

Com o objetivo de evitar descontinuidades na trajetória dos autovetores ao longo da resposta em frequência, foi implementado um método alternativo para evitar os cruzamentos artificiais, baseado no algoritmo de Newton-Raphson, e desenvolvido em (MARINHO, 2004).

Este método consiste em encontrar autovalores e autovetores na frequência $(n+1)$, através das matrizes da frequência (n) (WEDEPHOL, 1996) e mostrou-se muito robusto e eficiente, permitindo simulações com matrizes de ordem elevada como é o caso proposto neste trabalho.

A implementação no ambiente MATLAB® do algoritmo de Newton-Raphson para o cálculo de autovetores e autovalores foi realizada através da função “EIGNR” que não é uma função totalmente autônoma, pois necessita de uma estimativa inicial para não convergir diversos ou todos os pontos para mesma solução. Esta limitação não compromete o método, pois os autovalores e autovetores são calculados utilizando como valores iniciais aqueles calculados na frequência anterior.

Os valores utilizados como estimativa inicial para a função “EIGNR” são calculados no primeiro ponto de frequência através do algoritmo convencional do MATLAB[®] que utiliza a função “EIG” no cálculo de autovalores e autovetores.

4.5 Resumo

Neste capítulo foram abordados aspectos relativos ao desenvolvimento do modelo matemático para utilização nas simulações de resposta em frequência num enrolamento de alta tensão de transformador de potência, considerando sua interação com seu enrolamento correspondente de baixa tensão e o tanque do transformador. A implementação no ambiente MATLAB[®] do algoritmo “RESP_FREQ” que simula o modelo matemático do enrolamento do transformador através do cálculo das matrizes [C] e [L]; das matrizes de transformação modal e as funções de transferência para cada ponto de frequência; a importância de representação das mútuas, principalmente para a matriz de indutâncias é mostrada, além de realizar uma breve discussão sobre o cruzamento de autovalores e autovetores em altas frequências e a utilização do método de Newton-Raphson como solução para eliminação das discontinuidades provocadas pelos cruzamentos.

Capítulo 5

Simulações de Defeitos

5.1 Introdução

A medição da Impedância dos Terminais e da Resposta em Freqüência entre enrolamentos permite avaliar as ampliações (pontos ressonantes) e atenuações (pontos anti-ressonantes), indicando a freqüência onde ocorrem e com isso, determinar o comportamento dos enrolamentos em uma extensa faixa de freqüências, definindo uma “assinatura” para os enrolamentos de um determinado equipamento.

Este comportamento é sensível a qualquer alteração nos parâmetros do enrolamento, isto é, a variações dos valores de indutâncias, capacitâncias e resistências. Com isso, a integridade do transformador pode ser analisada de acordo com as possíveis mudanças ocorridas em sua assinatura.

Focando-se no objetivo deste trabalho, que é de caráter preditivo, interessa, portanto simulações mais voltadas a defeitos do que propriamente a falhas. As definições encontradas na literatura técnica são:

Defeito - Qualquer não-conformidade à condição normal que requeira alguma ação investigativa ou corretiva.

Falha - É toda alteração/imperfeição física ou química no estado de um componente ou equipamento que causa indisponibilidade imediata de uma função ou impossibilita executar uma função específica num nível de desempenho desejado.

Este capítulo utiliza o modelo descrito no Capítulo 4, para simulações de defeitos.

5.2 Defeitos Estudados

A resposta em frequência é sensível a alterações que ocorram nos parâmetros dos enrolamentos, do núcleo, isolamento elétrico, ligações internas ao tanque e buchas, logo, alterações em amplitude e/ou deslocamento em algum(ns) ponto(s) ressonante(s) e anti-ressonante(s) pode(m) indicar a presença de um defeito.

É possível também, relacionar a natureza dos parâmetros com a região do espectro de frequência que sofreu alteração. Assim a região de baixas frequências compreende os defeitos de origem indutiva e caracteriza os curtos-circuitos, no entanto, a região de frequências mais altas corresponde aos defeitos de origem capacitiva que são os defeitos mecânicos (ISLAM, 2000). Porém, para a região compreendida entre estes dois extremos pouco se conhece sobre o(s) parâmetro(s) que afetam a resposta em frequência e/ou a impedância terminal.

A seguir é feita uma análise geral sobre os possíveis defeitos que podem vir a ocorrer nos equipamentos e as técnicas tradicionalmente utilizadas para identificá-los.

5.2.1 Alterações nos Materiais Isolantes

A vida útil do transformador está relacionada diretamente ao estado do isolamento elétrico e por isso é um importante parâmetro a ser monitorado, pois seu envelhecimento compromete a parte ativa, propiciando defeitos que podem evoluir e levar a falhas dielétricas no enrolamento.

As propriedades do óleo isolante tradicionalmente têm sido monitoradas através dos ensaios físico-químicos e de cromatografia de gases dissolvidos em óleo isolante, realizados em laboratório a partir de amostras retiradas com o transformador energizado e com uma periodicidade conveniente ao estado do equipamento.

A isolação sólida pode ser avaliada através dos seguintes ensaios:

-Medição do nível de descargas parciais através do método eletromagnético para quantificação deste nível e pelo método de emissão acústica para localização tridimensional da(s) fonte(s) de microdescargas;

- Umidade Relativa da Isolação (URSI) que avalia apenas a umidade superficial e não de toda a massa do papel;

- Grau de polimerização (GP), que com algumas considerações pode auxiliar na estimativa da vida útil da isolação;

- Teor de 2-Furfuraldeído dissolvido no óleo isolante, infere o valor da vida útil da isolação sólida a partir de correlações com Grau de Polimerização;

- Medição da Tensão de Retorno (RVM-Recovery Voltage Method) avalia o teor de água contido na isolação sólida;

- PDC (Polarization Depolarization Current) avalia o teor de água contido na isolação sólida.

Os ensaios de PDC e RVM são ensaios com duração de algumas horas, realizados com equipamento desenergizado. Para execução da URSI é necessária a retirada de todo o óleo do transformador, enquanto que para a realização do GP é necessário coletar-se amostras de papel, sendo preciso o desligamento do equipamento e o reparo do isolamento elétrico nos locais onde as amostras são coletadas (NUNES e GALDEANO, 1998).

5.2.1.2 Efeito da Frequência

As variações das permissividades do óleo, papel e presspan são refletidas nas curvas de resposta em frequência constituindo uma possível alternativa para avaliação do estado dos materiais. Estas grandezas estão inseridas nos cálculos das capacitâncias da seguinte forma:

- Permissividade do óleo - representada nos cálculos da capacitância transversal ao enrolamento (capacitância geométrica);

- Permissividade do papel - representada no cálculo da capacitância longitudinal ao enrolamento (capacitância série);
- Permissividade do presspan - representada nos cálculos das capacitâncias transversal e longitudinal.

O cálculo das capacitâncias requer o conhecimento da permissividade dielétrica dos materiais isolantes, que na sua forma complexa pode ser escrita como:

$$\xi = \xi_r \cdot \xi_0 \cdot (1-j\tan\delta) \quad [\text{F/m}] \quad (5.1)$$

Assim, o valor da permissividade dielétrica do papel isolante, presspan e óleo, tradicionalmente utilizados na construção de transformadores, são mostrados na Tabela 5.1 em algumas faixas de frequência de interesse.

Tabela 5.1 – Coeficientes de permissividade dielétrica (MENDES,1995).

Material	Permissividade dielétrica	tand a 20°C		
		60 Hz	1 MHz	100 MHz
Papel	$\xi_{pa} = \xi_{rpa} \cdot \xi_0 \cdot (1-j\tan\delta_{pa})$ $30.1048 \times 10^{-12} (1-j\tan\delta_{pa})$	1×10^{-2}	4×10^{-2}	7×10^{-2}
Presspan	$\xi_{pb} = \xi_{rpb} \cdot \xi_0 \cdot (1-j\tan\delta_{pb})$ $38.9591 \times 10^{-12} (1-j\tan\delta_{pb})$	0.035×10^{-2}	0.025×10^{-2}	0.025×10^{-2}
Óleo	$\xi_{oi} = \xi_{roi} \cdot \xi_0 \cdot (1-j\tan\delta_{oi})$ $19.4795 \times 10^{-12} (1-j\tan\delta_{oi})$	0.01×10^{-2}	0.01×10^{-2}	0.04×10^{-2}
$\xi_0 = 8.85434 \times 10^{-12} \text{ F/m,}$		$\xi_{rpa} = 3.4,$	$\xi_{rpb} = 4.4,$	$\xi_{roi} = 2.2$

As perdas dielétricas e sua dependência com a frequência são consideradas através da tangente do ângulo de perdas ($\tan\delta$) como mostrado na Tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Efeito da frequência nas perdas dielétricas.

Material	tand	
	$2\pi \cdot 60 \leq w \leq 2\pi \cdot 10^6 \text{ (rd/s)}$	$2\pi \cdot 10^6 < w \leq 2\pi \cdot 100 \times 10^6 \text{ (rd/s)}$
Papel	$0.007106 \cdot \log\omega - 0.008307$	$0.015 \cdot \log\omega - 0.061973$
Presspan	$-0.002369 \times 10^{-2} \cdot \log\omega + 0.00041$	0.025×10^{-2}
Óleo	0.01×10^{-2}	$15 \times 10^{-5} \cdot \log\omega - 92 \times 10^{-5}$

Na prática nem sempre é possível medir-se a resposta em frequência do transformador preenchido com óleo isolante, por exemplo, durante transporte, onde comumente encontra-se com ar sintético ou nitrogênio. Esta situação foi simulada e é mostrada na Figura 5.1, fazendo-se no modelo o $\xi_{\text{rol}}=1$, ou seja, o meio estaria repleto de ar, havendo a partir da região próxima a 200 kHz o deslocamento à direita de todo o espectro da resposta em frequência do equipamento.

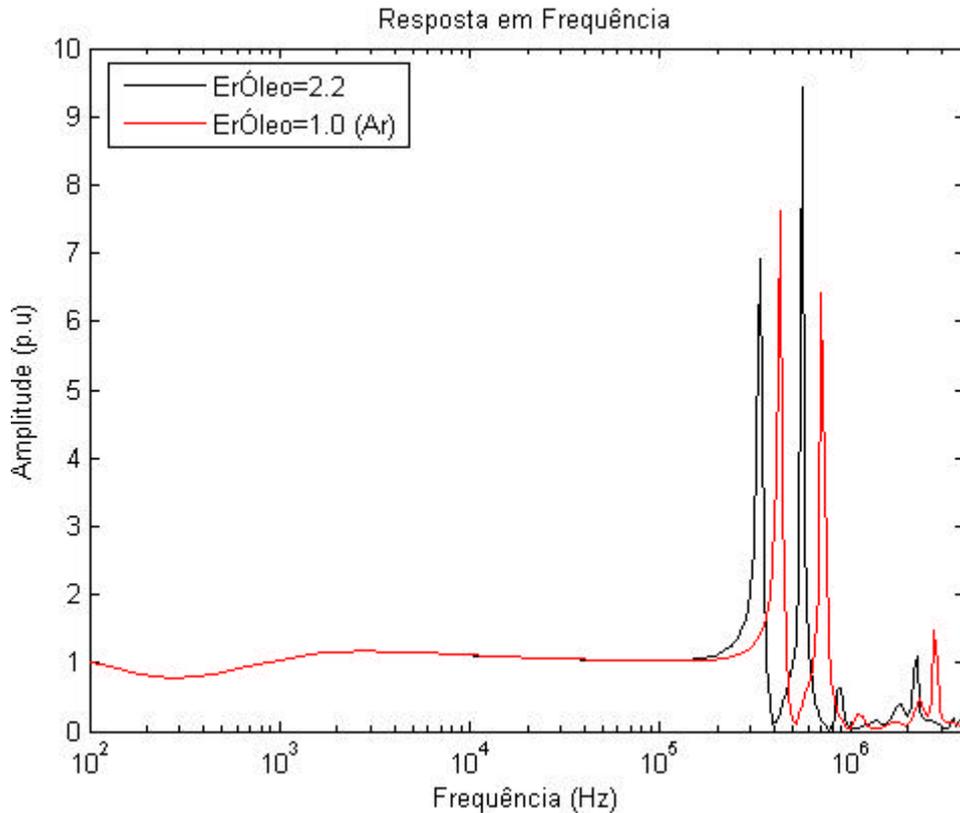


Figura 5.1 – Resposta para o modelo com e sem óleo isolante.

Um caso real é mostrado na Figura 5.2 para um equipamento de 140 MVA, em fase de comissionamento (sem as buchas).

Quando se dispõe somente das medições com o equipamento sem óleo é possível uma estimativa da resposta em frequência para o mesmo supostamente preenchido com óleo isolante, para isto supõe-se que a região do óleo compreenda um capacitor cilíndrico de placas paralelas sendo possível corrigir cada uma das frequências relativas a cada pólo pela seguinte equação:

$$f_r = f_{r_o} \cdot \sqrt{\frac{e_{r_{\text{óleo}}}}{e_{r_{\text{ar}}}}} \quad (5.2)$$

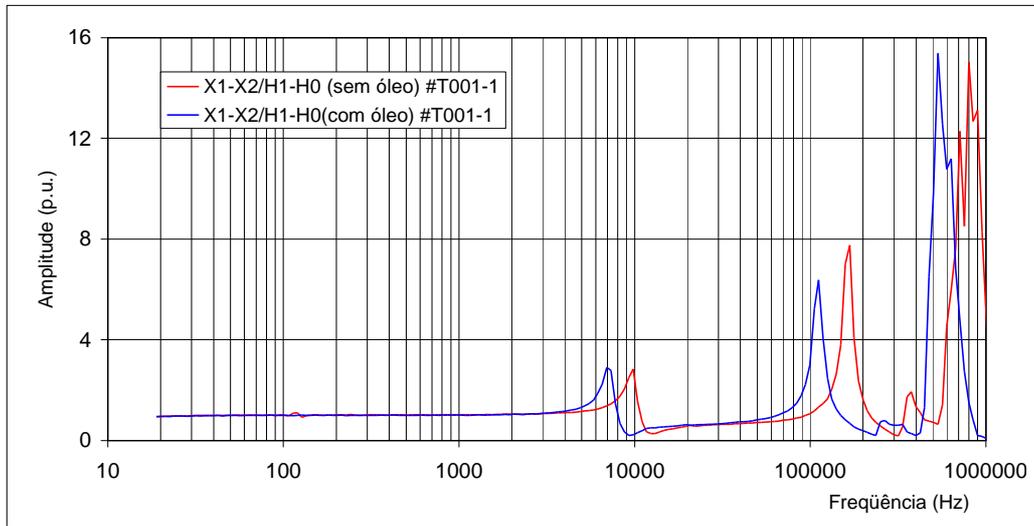


Figura 5.2 – Caso real - Resposta com e sem óleo isolante – Transformador elevador 13,8/230 kV, 140 MVA, (sem buchas).

5.2.1.3 Efeito da Temperatura

As assinaturas de resposta em freqüência são realizadas na fábrica e no campo, com o equipamento desenergizado e desconectado dos barramentos e a temperatura estabilizada próxima à temperatura ambiente (~25°C no Brasil). Para um equipamento em operação as temperaturas internas se alteram, com algumas regiões podendo alcançar valores da ordem de 100°C, fazendo com que, principalmente para o óleo isolante, as perdas dielétricas se alterem significativamente, como mostra a Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Efeito da temperatura nas perdas dielétricas do óleo (ABNT, 2005).

Fator de perdas dielétricas, %, máx.			
Temperatura(°C)	Categoria de equipamento (kV)		
	≤ 72,5	>72,5 ≤ 242	> 242
Óleos isolantes novos em equipamentos novos			
25	0,05	0,05	0,05
90	0,70	0,50	0,50
100	0,90	0,60	0,60
Óleos isolantes em uso			
25	0,5	0,5	-
100	20	20	15

De modo a simular o efeito da temperatura, além da situação normal a 25 °C utilizou-se duas condições para o óleo (novo ou usado) admitindo uma temperatura de 100 °C, para um equipamento supostamente pertencente a classe de 242 kV, cujos resultados são mostrados na Figura 5.3.

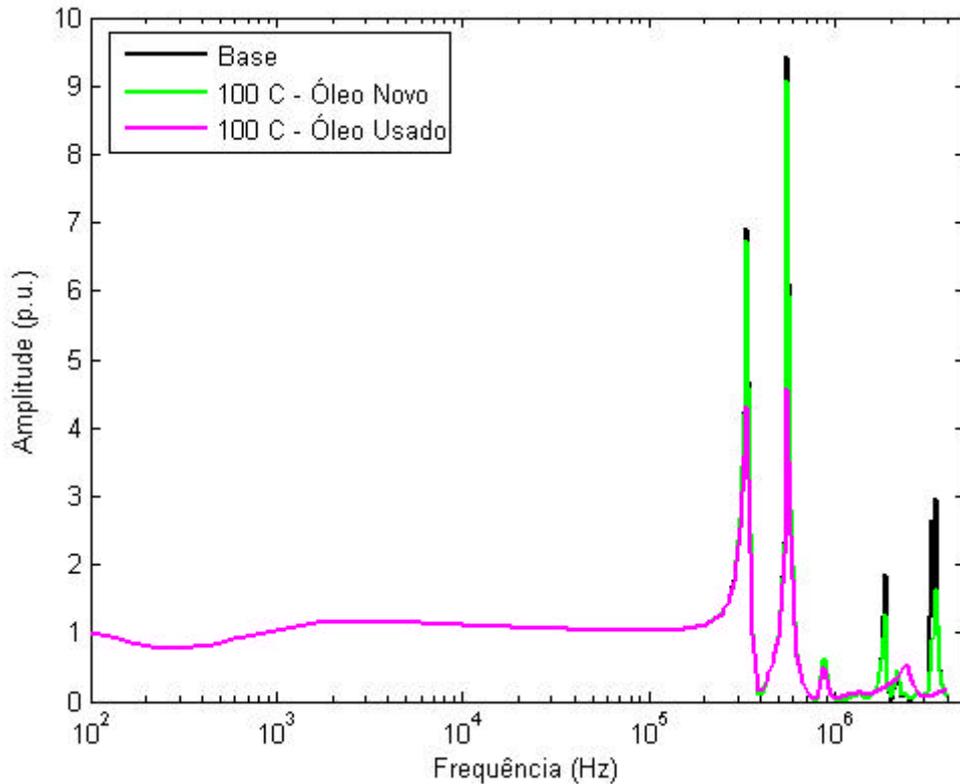


Figura 5.3 – Efeito da temperatura na resposta em frequência.

Analisando-se a Figura 5.3, nota-se variações significativas de amplitude para a resposta para o óleo em uso, portanto, identifica-se a necessidade do conhecimento prévio do comportamento da curva para temperatura de operação do equipamento, visto que numa análise comparativa com vistas a algum diagnóstico, dependendo da curva base utilizada pode-se incorrer num falso alarme para o equipamento.

Em (ABEYWICKRAMA *et al*, 2006) variações em amplitude causadas pelo efeito da temperatura em modelo digital são relatadas para simulações de impedâncias terminais.

5.2.2 Defeitos de Natureza Elétrica

Estes defeitos proporcionam a retirada de operação do transformador pela atuação da proteção. Podem ser provenientes de perdas de isolamento, alterações geométricas ou até mesmo de fatores externos ao transformador.

Várias técnicas são utilizadas para diagnosticar estes defeitos, pois são detectados em frequências mais baixas, porém o presente trabalho propõe utilizar a técnica de resposta em frequência para identificá-los antes que evoluam para uma falha.

Atuando nos parâmetros geométricos internos as bobinas, pode-se simular estes defeitos e o efeito causado na transferência de tensão entre terminais, a ponto de localizar o defeito no enrolamento do transformador. As alterações na geometria do enrolamento podem ser representadas nos cálculos das relutâncias da seguinte forma:

- *Curto entre Espiras* – modificação da relutância parcial entre espiras de forma pontual, conforme Figura 5.4 e sua implementação resulta da alteração da espessura e altura do condutor isolado, espessura da isolação e profundidade de penetração



Figura 5.4 – Curto-circuito entre espiras.

- *Curto entre Bobinas* – modificação da relutância parcial entre bobinas duplas de forma pontual e sua implementação resulta da alteração da distância entre bobinas

duplas, espessura e altura do condutor isolado, espessura da isolação e profundidade de penetração;

- Curto entre Enrolamentos* – modificação da relutância parcial entre enrolamentos de forma pontual e sua implementação resulta da alteração da distância entre enrolamentos, espessura e altura do condutor isolado, espessura da isolação e profundidade de penetração;

- Curto entre Enrolamento-Tanque* – reflete na modificação da relutância parcial entre enrolamento-tanque de forma pontual e sua implementação resulta da alteração da distância entre enrolamento-tanque, espessura e altura do condutor isolado, espessura da isolação e profundidade de penetração.

Do ponto de vista de monitoramento, qualquer das situações anteriores, principalmente um possível curto-circuito entre espiras, deve ser identificada antes da falha em si, pois mesmo com a atuação do sistema de proteção, os danos causados ao equipamento normalmente são grandes, quando não estendidos a equipamentos adjacentes a partir de explosões seguidas de incêndios.

Seguindo uma situação prática foram simuladas duas variações da indutância do enrolamento do modelo, uma delas, um acréscimo de 2% no valor da indutância é o valor limite para aceitação num ensaio de curto-circuito (ABNT, 1993). Os resultados encontram-se nas Figuras 5.4 e 5.5.

A resposta em freqüência é muito sensível a variações dos valores de indutância se refletindo num novo patamar na região de freqüências baixas e médias (~200 kHz) até em alterações significativas nos valores das amplitudes dos pólos. Nota-se que as curvas de resposta em freqüência permanecem “em fase” entre si.

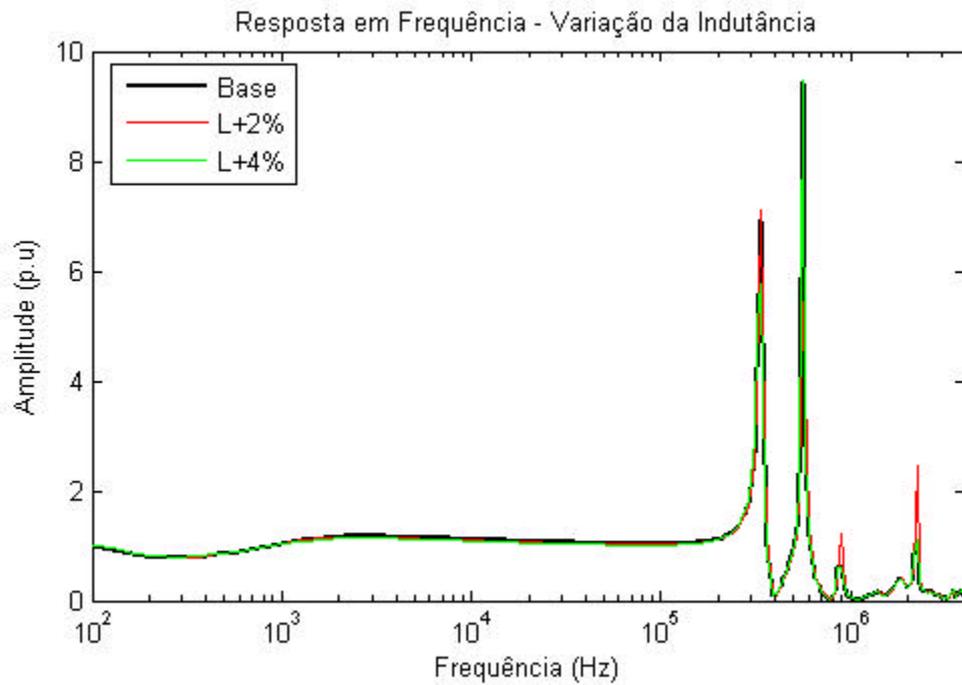


Figura 5.4 – Variação da indutância do enrolamento.

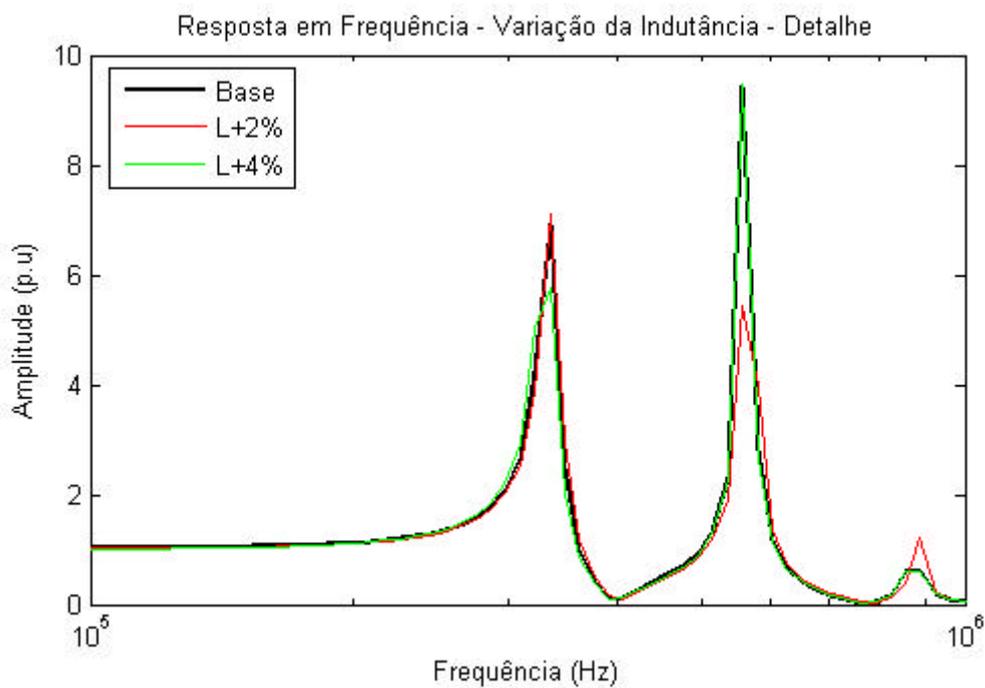


Figura 5.5 – Detalhe da variação da indutância do enrolamento.

5.2.3 Defeitos de Natureza Mecânica

Muitas técnicas têm sido utilizadas para avaliação de transformadores, porém, com exceção a Resposta em Frequência, as demais não possibilitam detectar

alterações geométricas nos enrolamentos, como deslocamentos de discos e afrouxamento de enrolamento (ISLAM, 2000).

A ausência de técnicas para este tipo de monitoramento ocorre, porque a maioria das alterações mecânicas não necessariamente caracteriza uma falha, sem alterações nas características dos materiais, logo a única ferramenta sensível para detectar com segurança um deslocamento geométrico é a Resposta em Frequência.

Atuando nos parâmetros geométricos do enrolamento, pode-se simular estes defeitos ressaltando que a alteração na geometria do enrolamento é representada nos cálculos das capacitâncias da seguinte forma:

- *Movimento de discos* – modificação da capacitância geométrica (ou transversal) de forma pontual e sua implementação resulta da alteração de medidas radiais (entre enrolamento e entre enrolamento e tanque) e diâmetros interno e externo;

- *Encurvamento* – modificação da capacitância geométrica ao longo de um determinado enrolamento e sua implementação resulta da alteração de medidas radiais (entre enrolamento e entre enrolamento e tanque) e diâmetros interno e externo e altura do enrolamento;

- *Afrouxamento* - modificação da capacitância série ao longo do enrolamento e sua implementação resulta da alteração das espessuras referentes ao condutor isolado, distância entre bobinas, distância entre bobina e anel estático, largura dos calços e largura do condutor isolado.

De modo a simular o efeito na resposta em frequência da variação da capacitância entre enrolamentos e entre enrolamento de alta tensão e o tanque, variaram-se estes parâmetros e os resultados encontram-se nas Figuras 5.6 a 5.9.

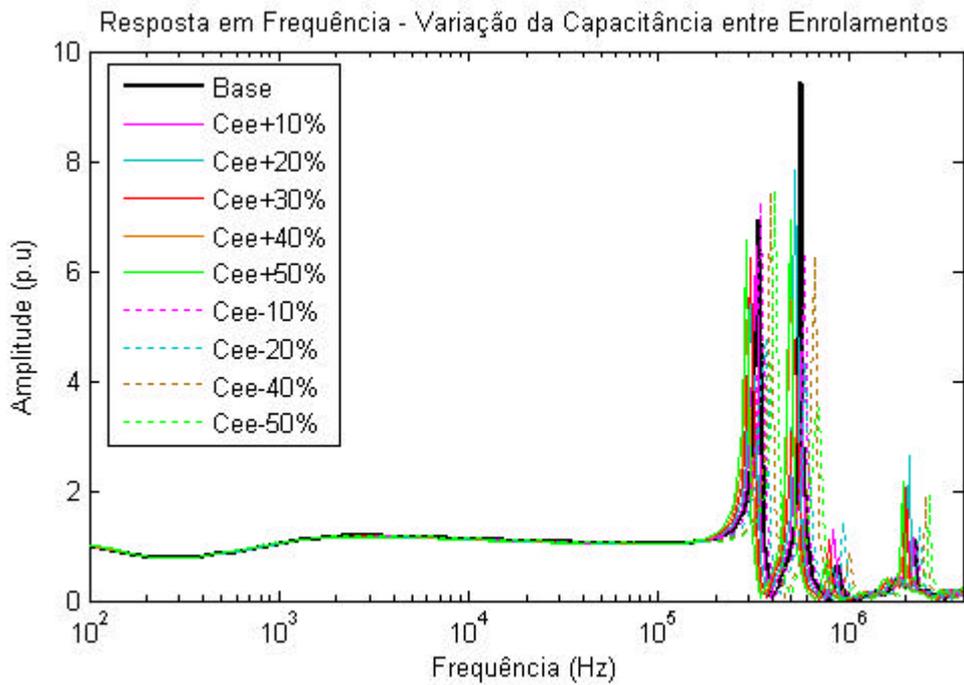


Figura 5.6 – Variação da capacitância entre enrolamentos.

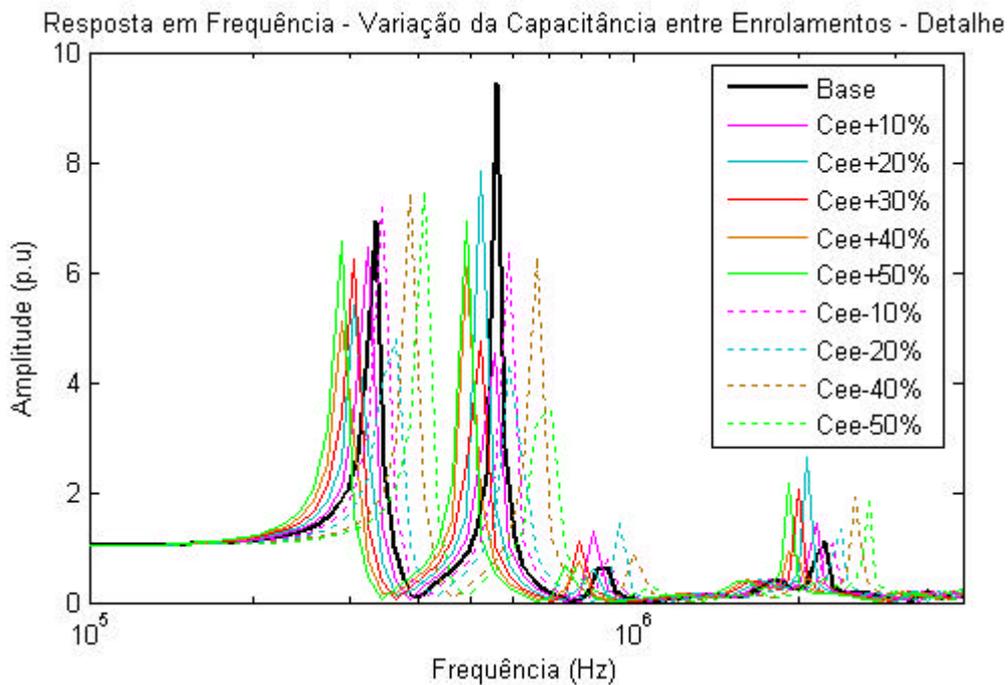


Figura 5.7 – Detalhe da variação da capacitância entre enrolamentos.

A variação da capacitância entre enrolamentos tem como efeito principalmente alterações nas frequências relativas aos pólos, isto é, incrementos na capacitância transladam a curva para a esquerda enquanto reduções da capacitância têm efeito inverso.

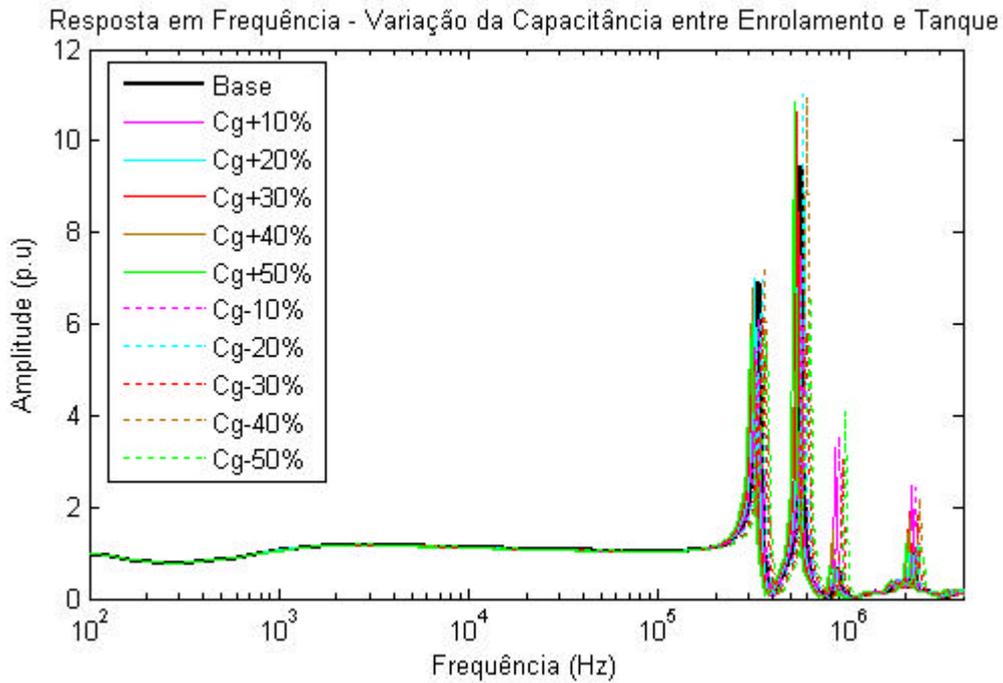


Figura 5.8 – Variação da capacitância entre enrolamento e tanque.

Assim como as variações de capacitância entre enrolamentos causam translação nas frequências dos pólos, o mesmo se observa para variações na capacitância entre o enrolamento de alta tensão e o tanque. Esta translação é de forma menos intensa que no caso entre enrolamentos.

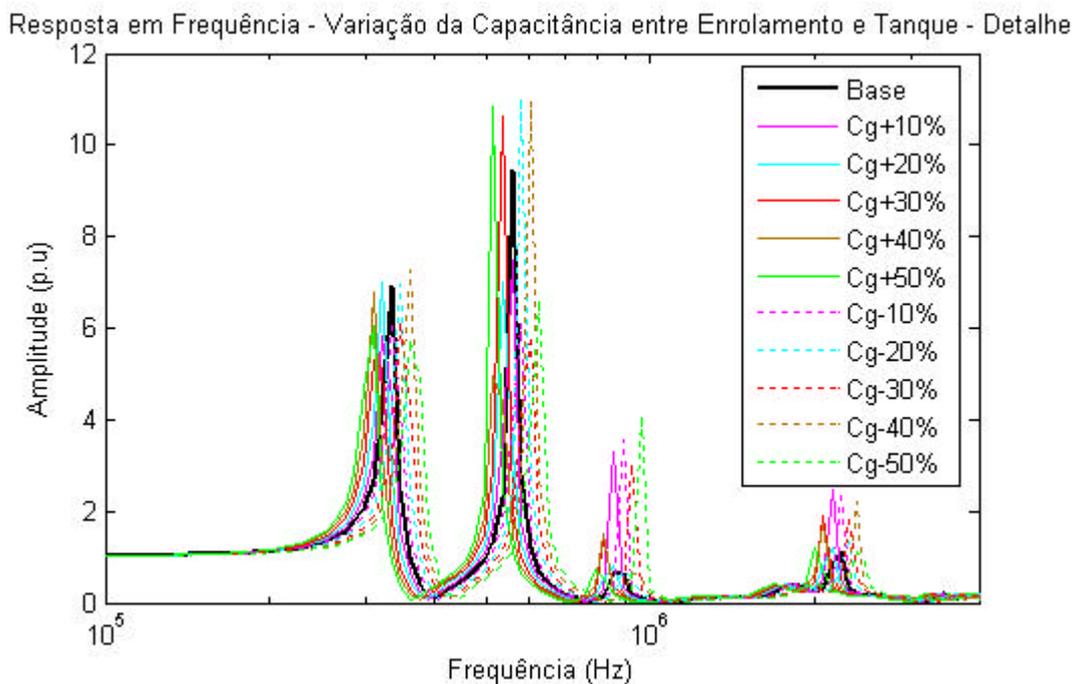


Figura 5.9 - Detalhe da variação da capacitância entre enrolamento e tanque.

Para as situações de afrouxamento e compactação do enrolamento, variou-se o valor da capacitância série entre -50 a +150%. A razão para uma faixa tão ampla deveu-se a pouca sensibilidade da resposta em frequência em identificar defeitos desta natureza. Os resultados das simulações constam das Figuras 5.10 e 5.11.

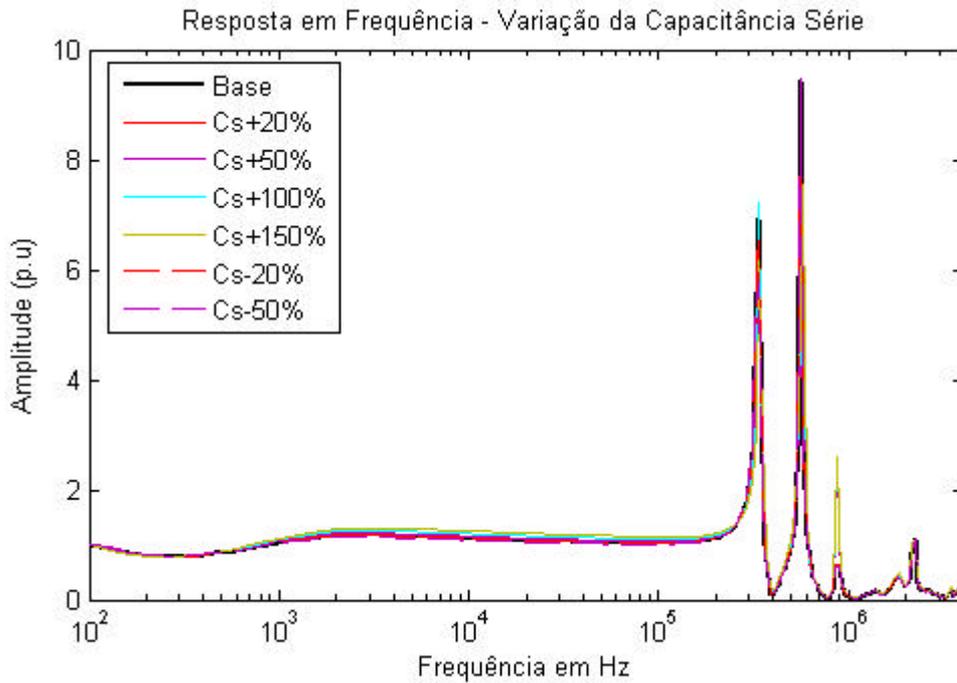


Figura 5.10 – Variação da capacitância série do enrolamento.

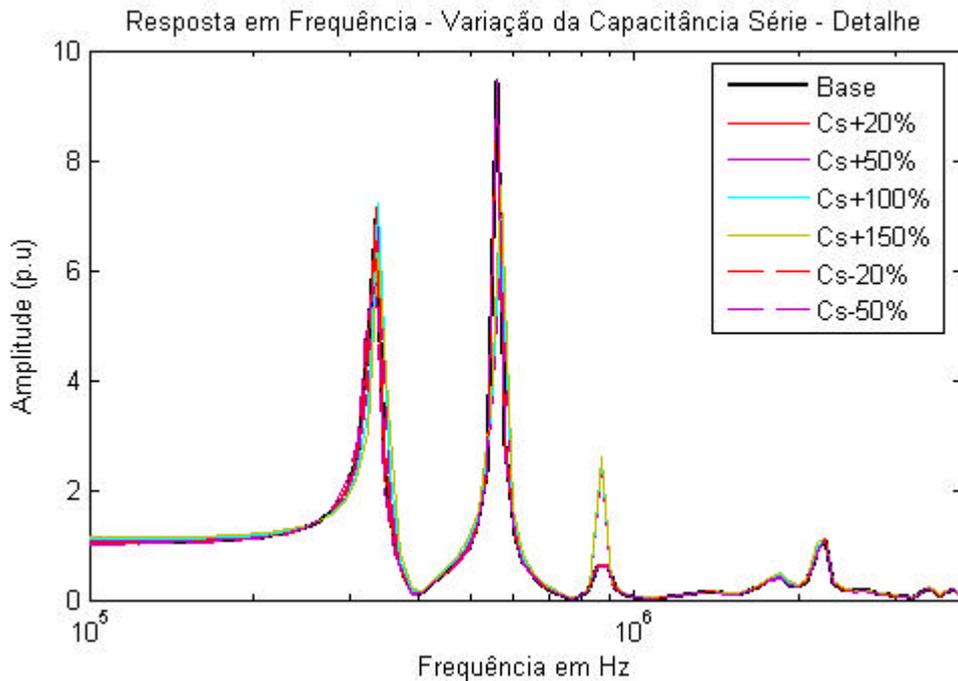


Figura 5.11 – Detalhe da variação da capacitância série do enrolamento.

Assim como a indutância, a capacitância série por ser um parâmetro longitudinal do modelo, suas alterações provocam variações em amplitude, sem alteração das freqüências relativas a cada pólo.

A variação dos parâmetros longitudinais: indutância e capacitância série afeta a resposta em freqüência em amplitude nas freqüências de ressonância e anti-ressonância.

A variação dos parâmetros transversais, capacitância entre enrolamentos e capacitância geométrica afeta a resposta em freqüência com deslocamentos nas freqüências de ressonância e anti-ressonância.

A título de exemplo mostram-se nas Figuras 5.12 a 5.14 alguns exemplos de defeitos geométricos oriundos principalmente pela ação de curtos-circuitos nas imediações dos transformadores de potência (OMICRON, 2006).



Figura 5.12– Inclinação do núcleo



Figura 5-13 – Encurvamento do enrolamento e efeito axial de curto-circuito

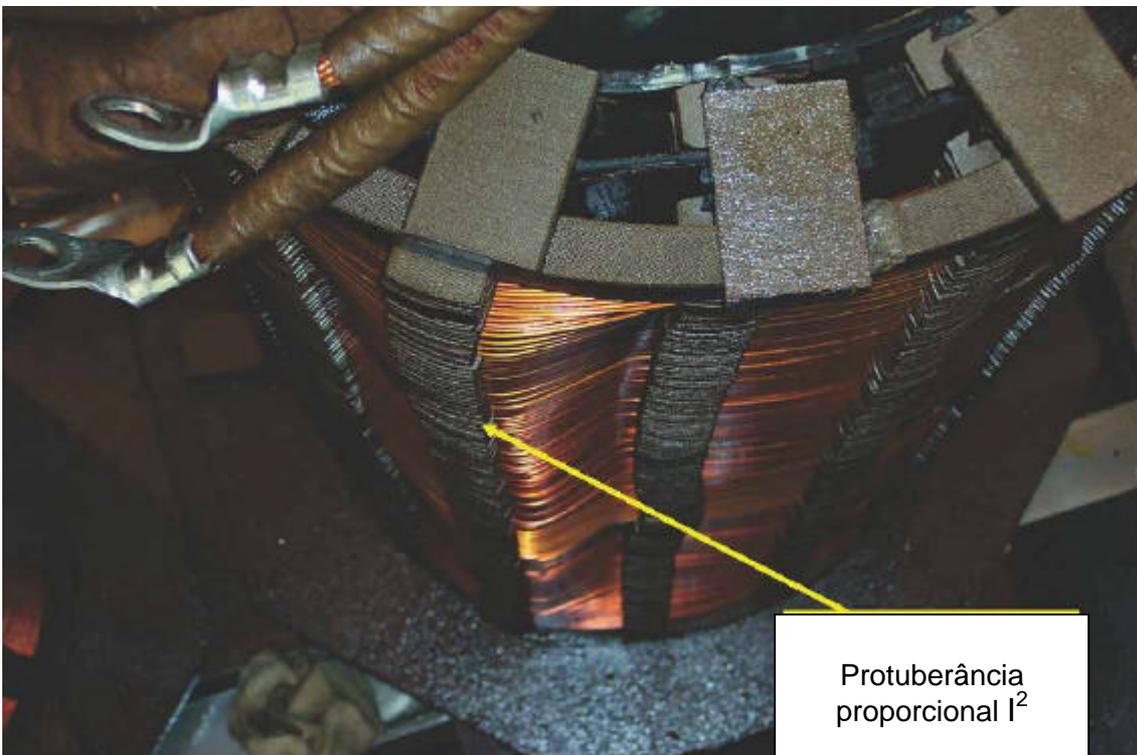


Figura 5-14 – Efeito radial de um curto-circuito

Um melhor entendimento dos efeitos de um curto-circuito (GAMBOA, 1993) nos enrolamentos dos transformadores pode ser obtido com o auxílio das Figuras 5.15 e 5.16.

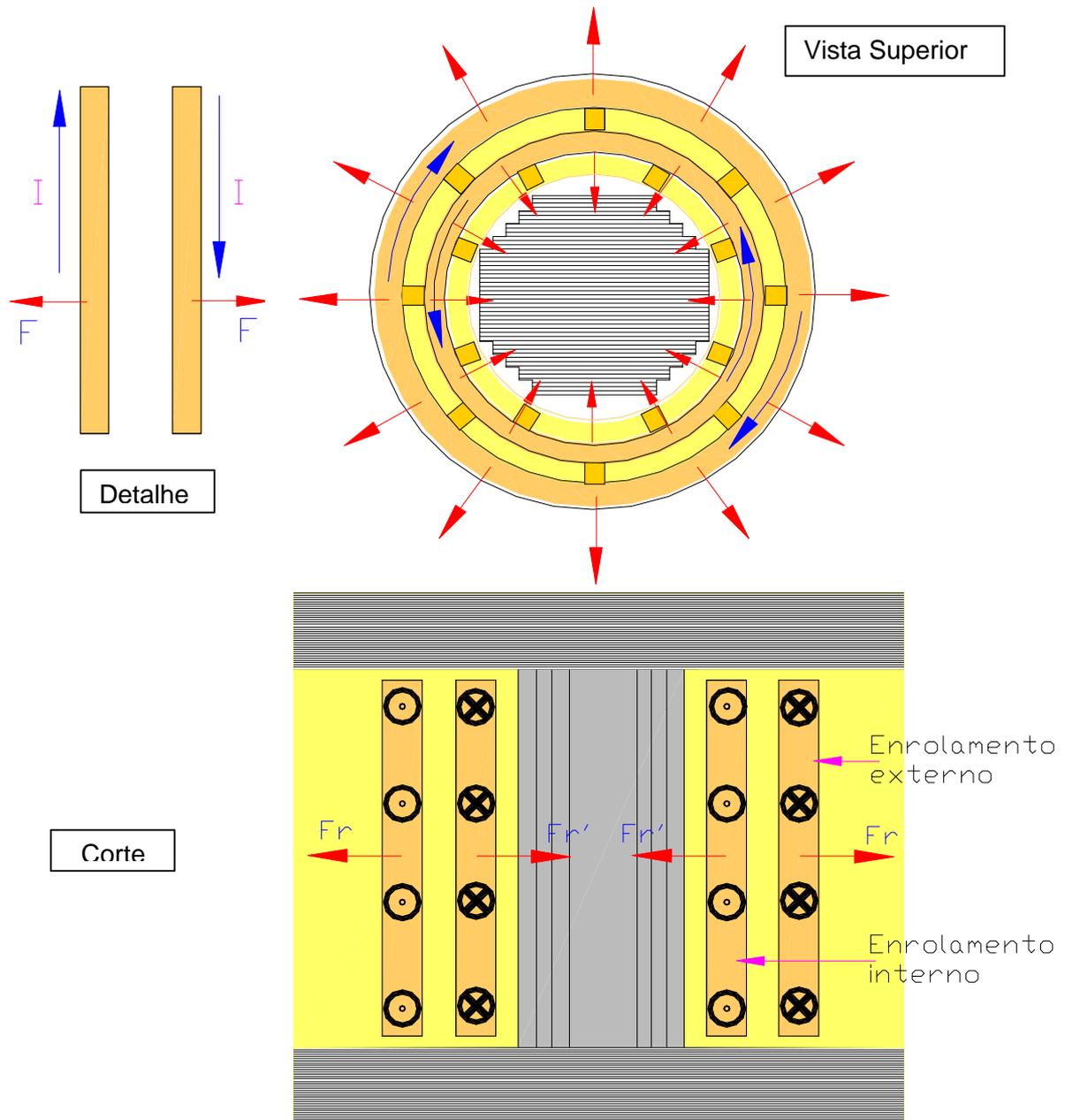


Figura 5.15 – Efeitos radiais de um curto-circuito

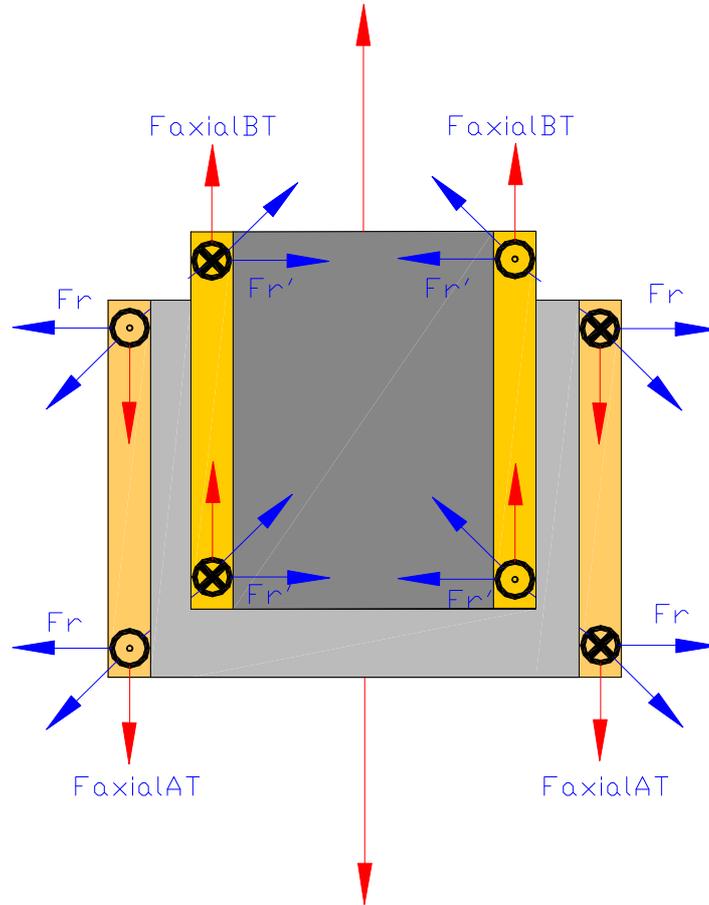


Figura 5.16 – Efeitos axiais de um curto-circuito

5.3 Correlação para Defeitos Geométricos

No item 5.2.3 foram mostrados resultados de simulações relativas a defeitos axiais e radiais a partir de variações das capacitâncias série, variações da capacitância entre enrolamentos e entre enrolamento e tanque no modelo matemático desenvolvido. Dada a dificuldade de se parametrizar deslocamentos geométricos e associá-los de forma mais geral a curva de resposta em frequência, é feita uma tentativa de obter o efeito dos deslocamentos a partir das variações das capacitâncias, assim sendo, foram calculados os coeficientes de correlação e desvio espectral (conforme definido no item 7.4) para cada uma das situações de variação de capacitância e os resultados são mostrados nas Figuras 5.17 a 5.19.

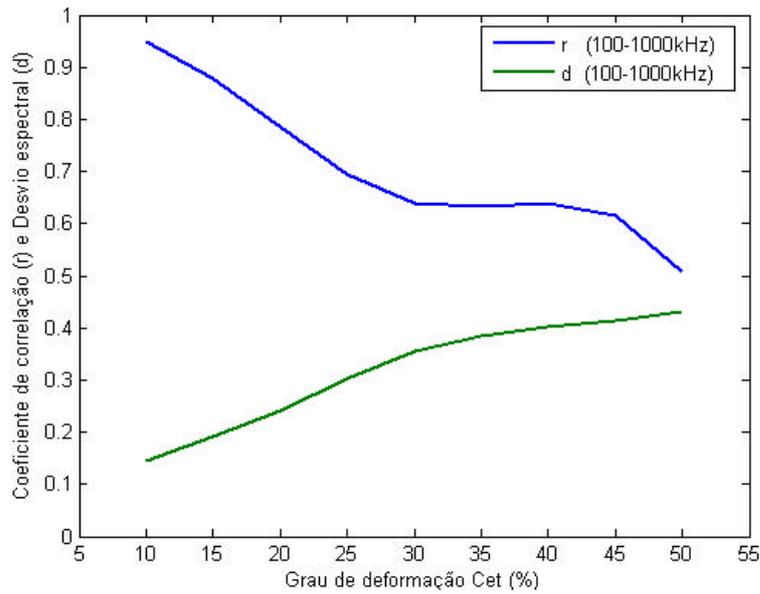


Figura 5.17 – Efeitos radiais devido a variação da capacitância entre enrolamento e Tanque

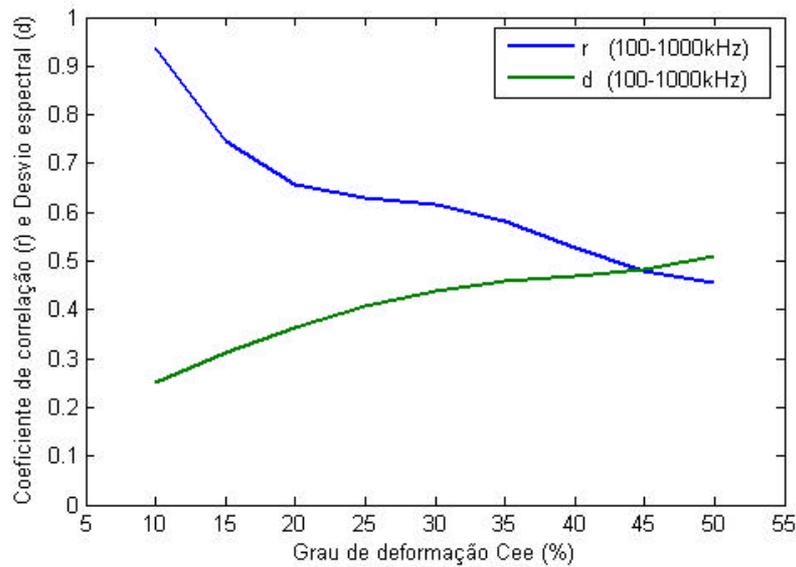


Figura 5.18 – Efeitos radiais devido a variação da capacitância entre enrolamentos

Em GUI *et al.* (2003) são obtidas algumas correlações simulando defeitos geométricos a partir também de variações nas capacitâncias em relação a padrões de normalidade tanto para equipamentos com enrolamento tipo contínuo quanto entrelaçado. Os resultados contidos nas Figuras 5.17 e 5.18, para a faixa de variação de até 30% da capacitância, comparando correlações são similares aos obtidos por

GUI *et al.* (2003). As variações de capacitância série não produz alterações significativas nas curvas de resposta em frequência, conseqüentemente tanto o coeficiente de correlação quanto o desvio espectral sofrerão leves variações.

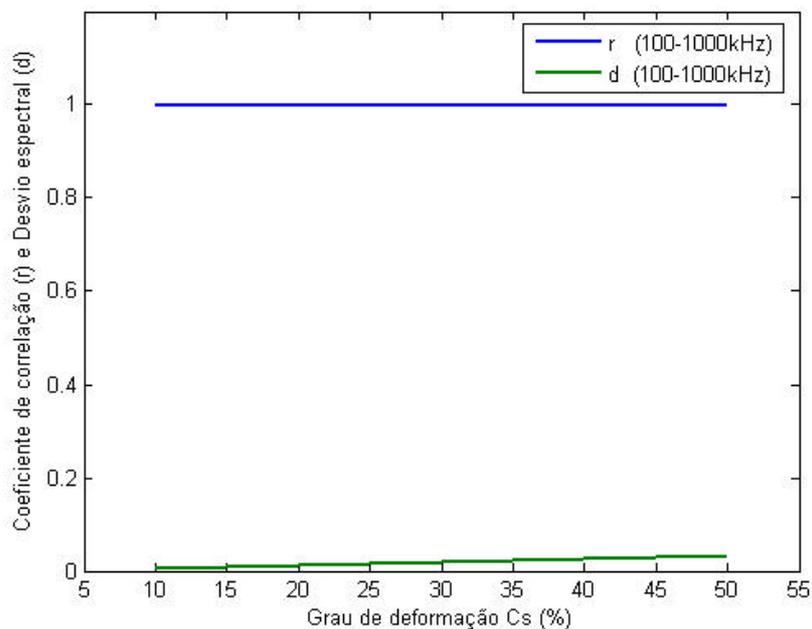


Figura 5.19 – Efeitos axiais devido a variação da capacitância série

5.4 Evolução dos Defeitos

A partir do exposto até o momento e com algumas considerações é possível realizar um quadro prospectivo de um transformador ao longo de sua vida útil, com vistas naturalmente ao comportamento de parâmetros de interesse que serão úteis em modelagens, assim como, para auxílio na avaliação e diagnóstico pela técnica de resposta em frequência. Na Tabela 5.4 é feita uma tentativa de forma qualitativa a partir da listagem de alguns defeitos típicos, comumente encontrados nos equipamentos com as setas em sentido vertical informando se há aumento ou decréscimo de algum parâmetro em função do defeito imposto, sendo que um tratamento quantitativo a partir das simulações realizadas destes defeitos é discutido no Capítulo 9.

Tabela 5.4 – Comportamento de alguns parâmetros do modelo em função do defeito aplicado

Defeito	Comportamento dos Parâmetros do Enrolamento			
	C_s	C_{ee}	C_{et}	L
Afrouxamento	-			
Encolhimento	-			
Estrangulamento		-	-	
Protuberância		-	-	
Curtos-circuitos*				-

*Efeitos de curtos-circuitos externos ao equipamento

5.5 Resumo

A partir do modelo matemático desenvolvido no capítulo anterior foram realizadas neste capítulo simulações de defeitos numa faixa ampla do espectro de frequências de modo se entender o efeito dos vários parâmetros que compõem o modelo. As simulações, até onde foi possível, tiveram caráter de aplicação prática, inclusive com auxílio de algumas situações do cotidiano de defeitos normalmente encontrados em transformadores.

Constatou-se que os parâmetros longitudinais indutância e capacitância série afetam a resposta em frequência na atenuação ou amplificação de valores correspondentes aos pólos. Embora não simulado neste capítulo, os valores de resistência do enrolamento, inseridos para se ajustar o caso base no Capítulo 4, também têm o efeito de atenuar ou amplificar os valores da resposta em frequência, porém, em toda a faixa de frequência e não somente nos pólos.

Verificou-se também que os parâmetros do modelo, considerados transversais, capacitância geométrica e capacitância entre enrolamentos causam translação das

freqüências relativas aos pólos da resposta em freqüência, tendo pouca ou quase nenhuma influência na amplitude da resposta.

Por fim um fato relevante quando se pretende monitorar transformadores de potência, refere-se à temperatura de operação do equipamento, visto que dependendo da temperatura de operação e o estado do óleo isolante, mostrou-se que a curva de resposta em freqüência é alterada nas amplitudes dos pólos, diferindo de modo significativo daquelas comumente obtidas com o equipamento desligado.

Finalmente, explora-se uma maneira de identificação de defeitos relativos a variações geométricas a partir das curvas de resposta em freqüência obtidas com variação das capacitâncias série (ou longitudinal) e geométrica (ou transversal).

Capítulo 6

Inserção de Defeitos em Laboratório

6.1 Introdução

Várias foram as tentativas junto a fabricantes tradicionais no sentido de obtenção de um modelo para experimentos, porém nenhuma delas frutificou, optando-se, portanto para aquilo que se dispunha em laboratório. Portanto, as experiências foram motivadas para verificar algumas observações relativas às simulações do Capítulo 5.

Foram realizados experimentos com introdução de defeitos em três equipamentos, um deles no campo, utilizando como metodologias de avaliação a resposta em frequência entre enrolamentos e a impedância vista dos terminais.

6.2 Transformador 112,5 kVA

Neste equipamento criou-se as condições para simulação via experimentos de curtos-circuitos gradativos ao longo de um enrolamento de alta tensão, variação da capacitância série do enrolamento, variações geométricas a partir de C_g e uma condição de mau contato. Uma foto do equipamento é mostrada na Figura 6.1



Figura 6.1 – Transformador de distribuição 112,5 kVA, 13,8-6,2/0,220 kV.

6.2.1 Defeitos de Origem Elétrica

Os curtos-circuitos foram inseridos num dos enrolamentos de alta tensão, no caso em H_1-H_0 , em pequenas porções do enrolamento, de forma gradativa utilizando as bobinas de regulação, conforme mostram as Figura 6.2. e 6.3.



Figura 6.2 – Detalhe dos enrolamentos de alta tensão.

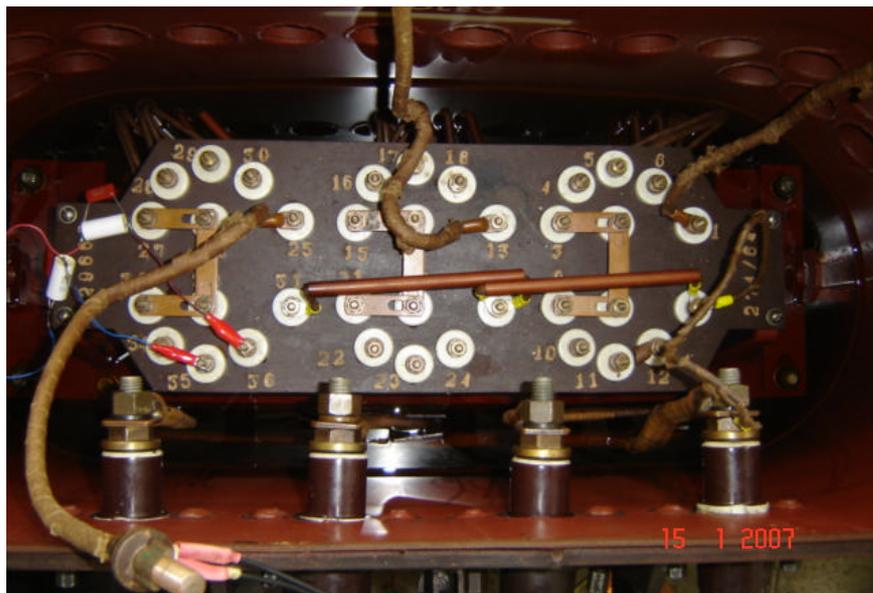


Figura 6.3 – Detalhe da “mesa” para conexões.

Os resultados desta experiência são mostrados nas Figuras 6.4. a 6.6 para análise de resposta em freqüência e impedância terminal respectivamente.

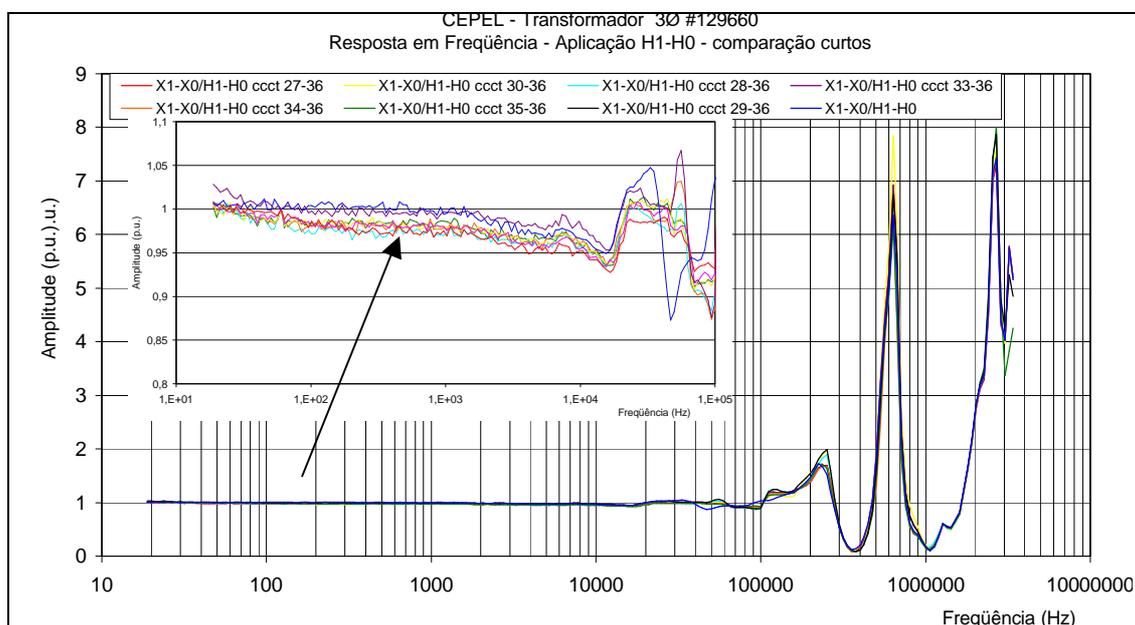


Figura 6.4 – Efeito de curtos-circuitos na resposta em freqüência.

As curvas resultantes de simulação de defeitos têm seus valores referenciados à relação em 60 Hz para o equipamento “são” e estão mostradas na Figura 6.4 onde pode-se perceber que um curto-circuito, pela sua natureza em termos de criticidade, causa modificações no espectro na região de baixa freqüência e alterações nos picos da resposta em freqüência. Conforme mostrado no Capítulo 5 durante as simulações com variação dos valores de indutância a curva de resposta em freqüência com defeitos indutivos permanece “em fase” com a resposta padrão (sem defeito) havendo alterações somente nos picos.

Um outro aspecto importante mostrado pela experiência diz respeito ao fato que a curva de resposta em freqüência quase não se altera à medida que maiores porções do enrolamento são colocadas em curto-circuito. Portanto, para um transformador uma única espira em curto-circuito é suficiente para caracterização de um defeito considerado grave, sendo capaz de sensibilizar o sistema de proteção do equipamento.

A análise das curvas de impedâncias terminais das Figuras 6.5 e 6.6, quando comparada a curva para equipamento “são”, mostra diferenças significativas até a primeira anti-ressonância, porém, em termos de criticidade, assim como as curvas de resposta em frequência quase não se alteram à medida que maiores porções do enrolamento são colocadas em curto-circuito.

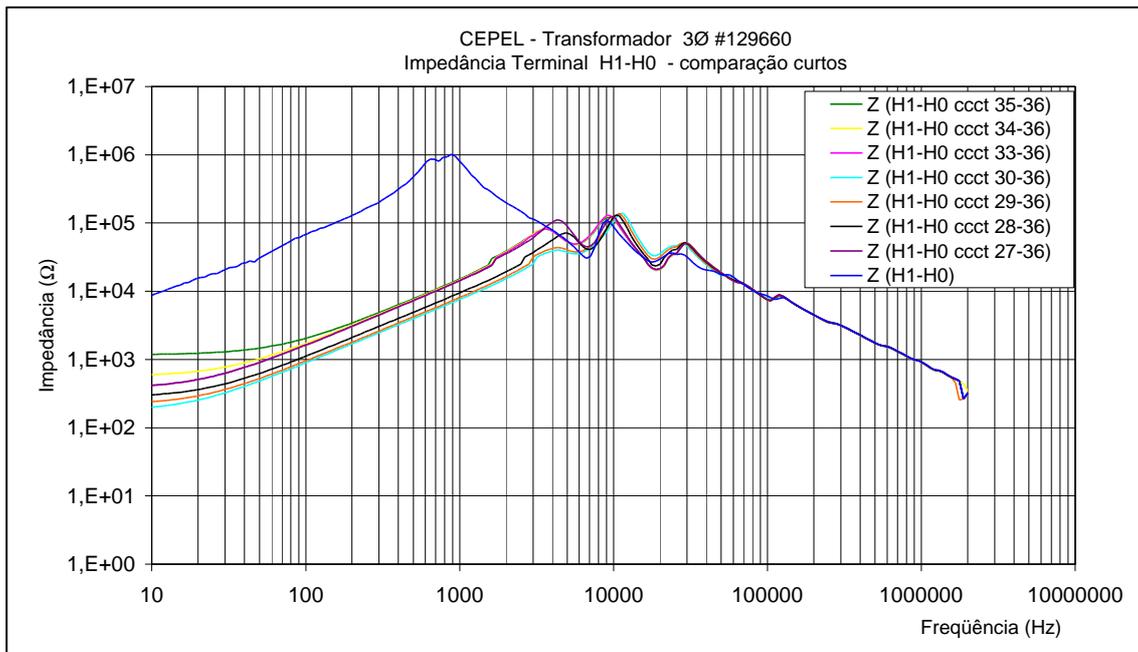


Figura 6.5 – Efeitos na impedância terminal H_1-H_0 devido a curtos-circuitos no enrolamento de alta tensão.

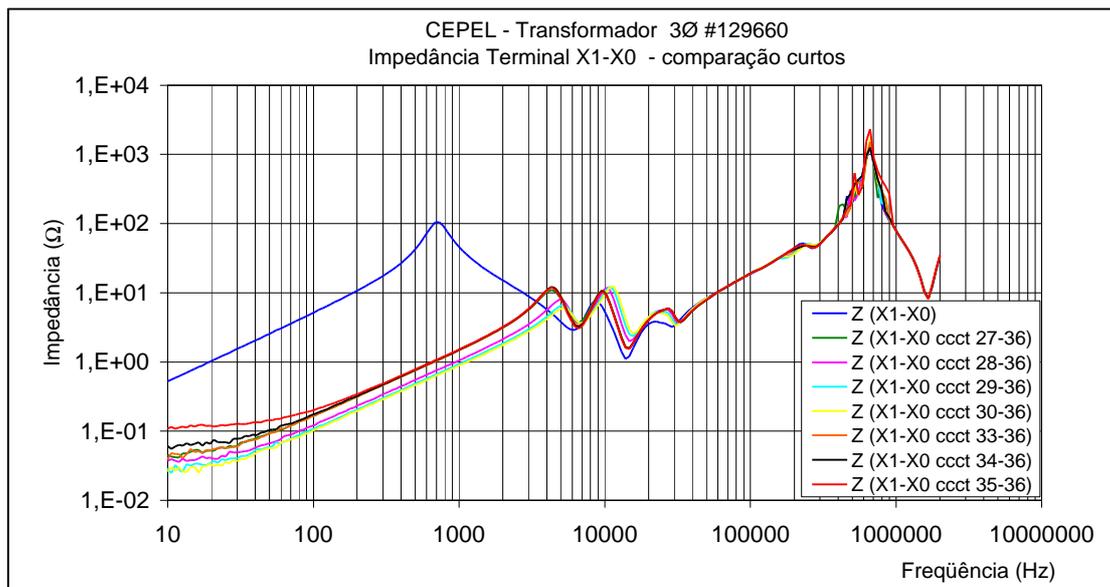


Figura 6.6 – Efeitos na impedância terminal X_1-X_0 devido a curtos-circuitos no enrolamento de alta tensão.

Embora com algumas considerações seja possível identificar pequenas diferenças a medida que os defeitos progridam, tanto a resposta em freqüência quanto a impedância vistas dos terminais não são capazes de distinguir defeitos em posições geometricamente distintas ao longo do enrolamento.

Uma condição normalmente encontrada em situações práticas refere-se a maus contatos entre conexões, seja do próprio circuito de medição seja devido a conexões internas ao equipamento. Na Figura 6.7 é mostrada uma situação de mau contato numa conexão entre dois trechos do enrolamento do equipamento.

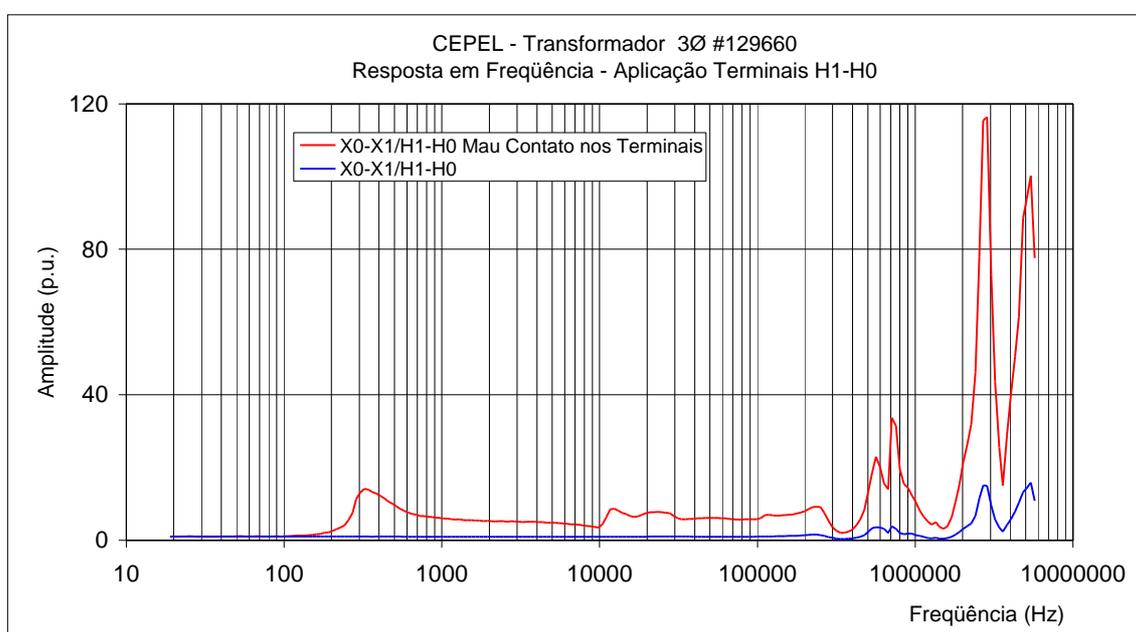


Figura 6.7 – Efeito de mau contato numa conexão.

A menos de pequenas diferenças na forma, a análise de um mau contato entre dois trechos do enrolamento mostra que a resistência sendo um elemento longitudinal afeta a curva de resposta em freqüência como um fator de atenuação, levando a interpretações errôneas quanto aos fatores de amplificação. Estes resultados estão de acordo com as simulações realizadas no Capítulo 5.

6.2.2 Defeitos de Origem Mecânica

O objetivo inicial era a variação geométrica de trechos do enrolamento de alta tensão, isto é, algumas porções do enrolamento seriam movimentadas de modo a simular afrouxamento ou compactação e movimentos radiais. Esta idéia aparentemente simples de se provocar deslocamentos de alguns milímetros em sentido radial ou longitudinal não se mostrou de fácil realização. Os deslocamentos longitudinais são associados a variação principalmente da capacitância série, enquanto deslocamentos radiais a alterações da capacitância geométrica.

O deslocamento medido em milímetros é uma grandeza pontual enquanto que o uso da alteração da capacitância se torna mais disseminado e representativo para os efeitos elétricos e melhor assimilável a área elétrica. Assim sendo, procedeu-se a inserção de capacitores externos ao enrolamento para efetuar alterações nos valores de capacitâncias longitudinais e transversais no enrolamento.

A Figura 6.8 mostra detalhes da inserção de capacitores ao longo do enrolamento, capacitores esses especiais (poliméricos) que mantêm o valor da capacitância especificada numa ampla faixa de frequência.

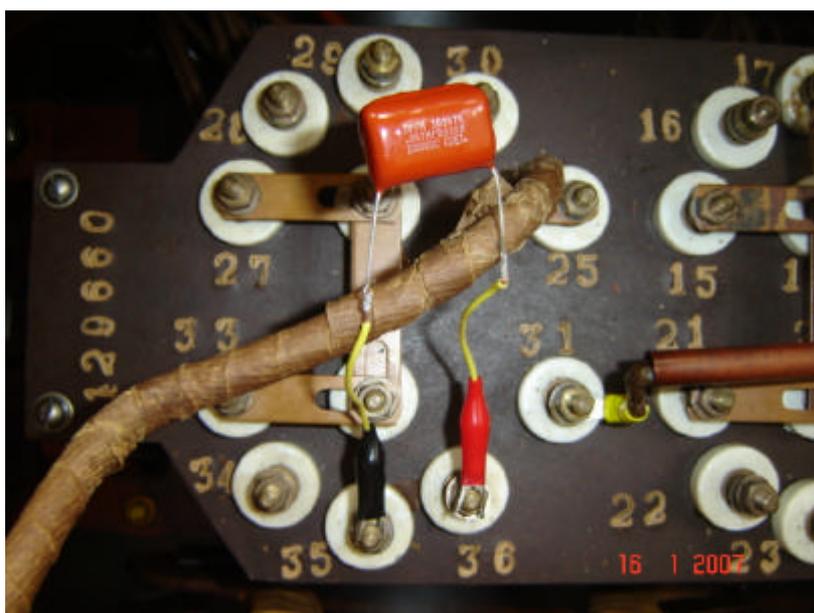


Figura 6.8 – Detalhe de inserção de capacitores ao longo do enrolamento.

Antes da inserção dos capacitores realizou-se a medição da capacitância associada a cada uma das bobinas de regulação, chegando-se no caso deste transformador a um valor médio de 47 nF. As Figuras 6.9 a 6.11 mostram os resultados de resposta em frequência e de impedância terminal relativos à simulação de afrouxamento do enrolamento com a inserção de capacitores, mais especificamente nas bobinas de regulação.

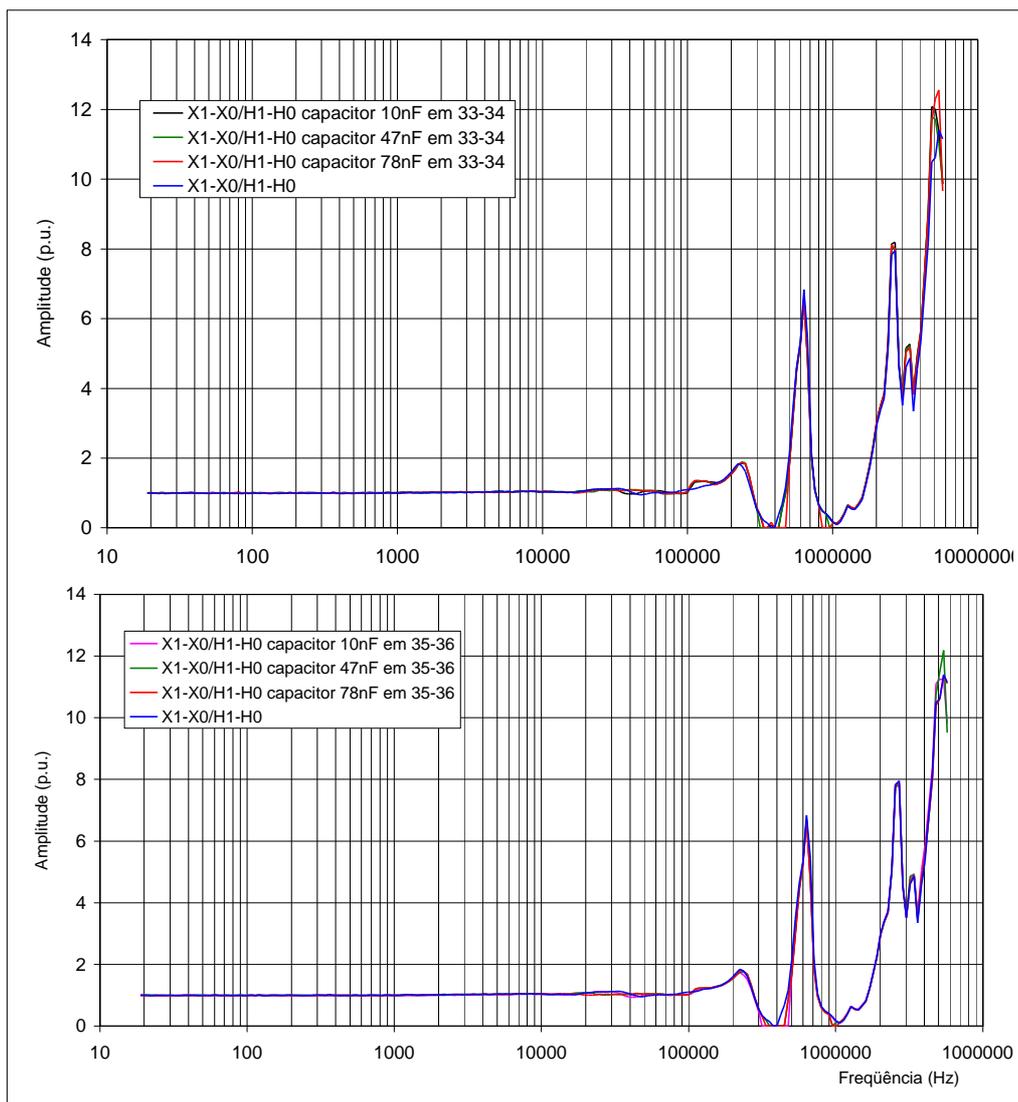


Figura 6.9– Efeitos da variação da capacitância série na resposta em frequência.

Conforme pode ser visto na Figura 6.9, a inserção de capacitâncias (10, 47 e 78nF) em duas bobinas distintas (33-34 e 35-36) produz variações sutis nas curvas de resposta em frequência, sendo melhor vistas na Figura 6.10. A comparação entre as curvas oriundas de bobinas diferentes mostra que embora as inserções tenham sido

realizadas em pontos geometricamente diferentes suas respostas vistas pelos terminais H_1-H_0 são praticamente idênticas.

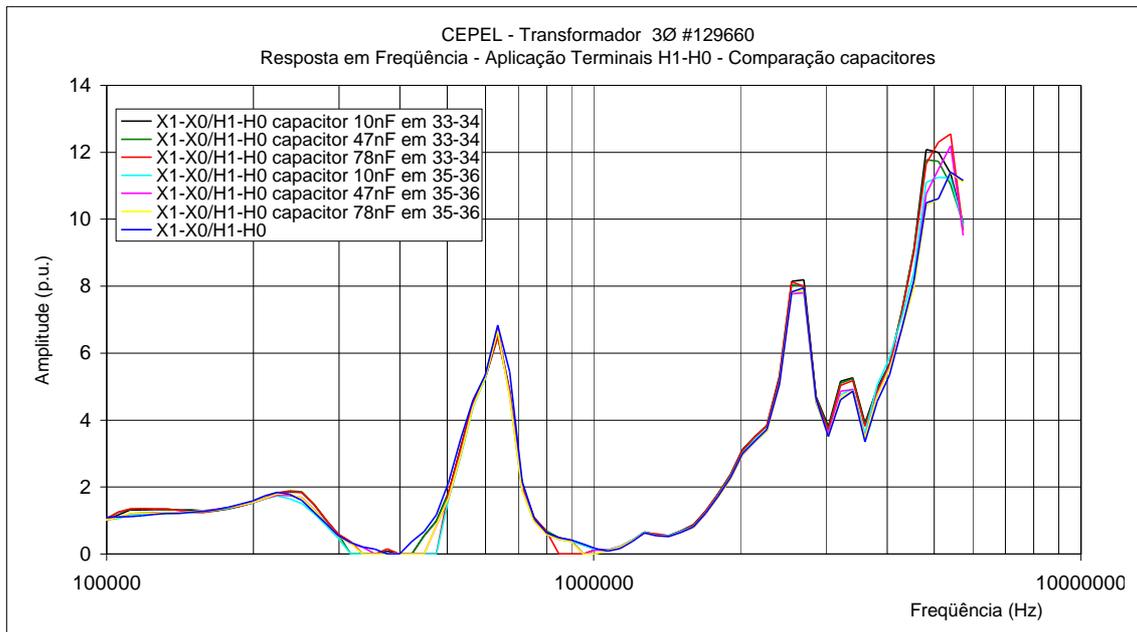


Figura 6.10 – Detalhe das curvas de resposta em frequência para simulação de afrouxamento através de inserção de capacitores.

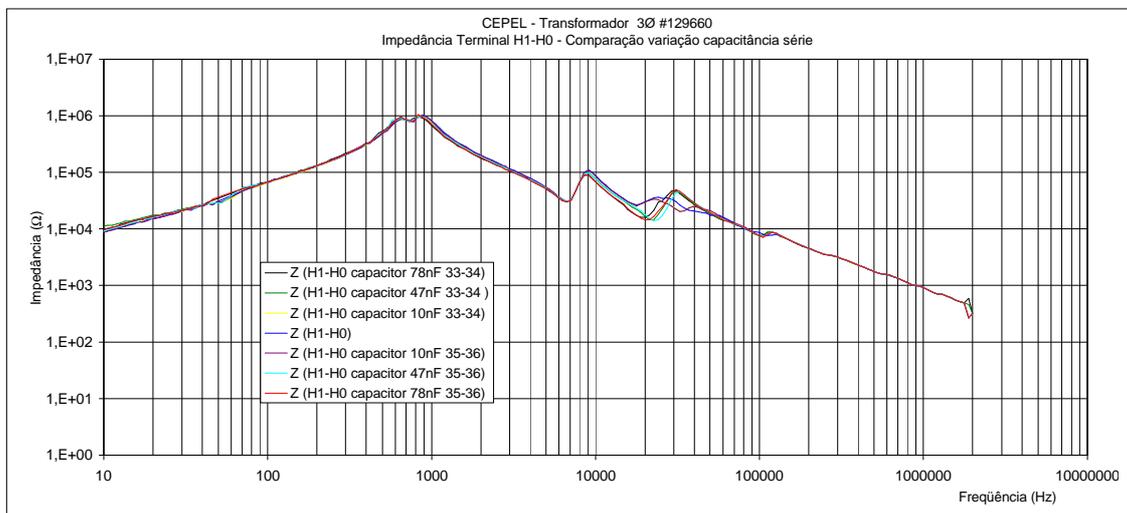


Figura 6.11 – Efeitos da variação da capacitância série na impedância terminal.

Quando analisado pela impedância vista dos terminais H_1-H_0 , a inserção de capacitâncias nas bobinas de regulação provoca alterações somente na região compreendida entre 15 e 40 kHz, como mostrado na Figura 6.11.

As Figuras 6.12 e 6.13 mostram os resultados de resposta em frequência e de impedância terminal relativos a simulação de deslocamentos radiais do enrolamento com a inserção de capacitores no enrolamento, mais especificamente de pontos das bobinas de regulação para a terra (núcleo + tanque),

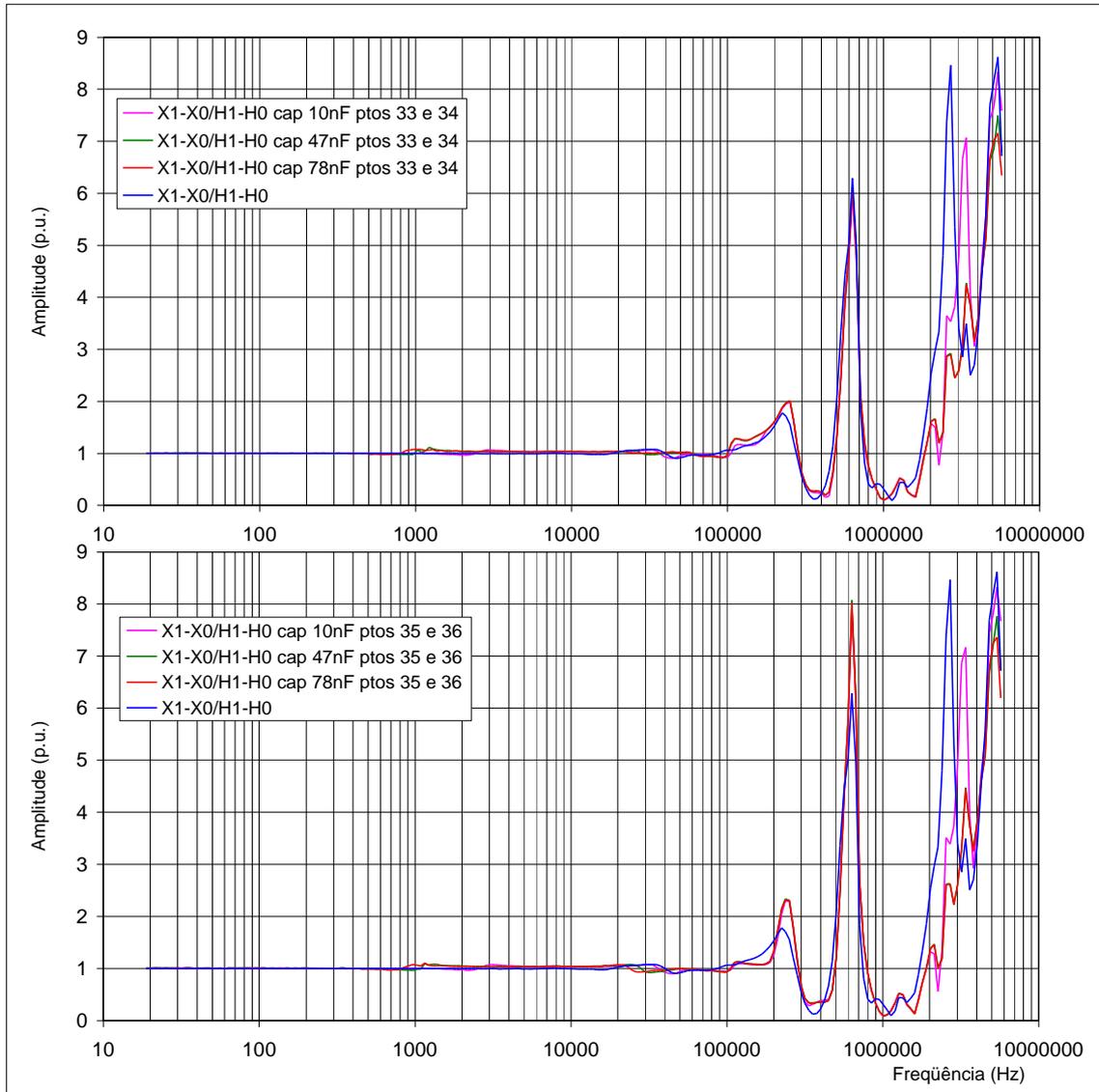


Figura 6.12 – Efeitos da variação da capacitância geométrica na resposta em frequência.

Os gráficos mostrados na Figura 6.12 confirmam os resultados das simulações do Capítulo 5 para a resposta em frequência, uma vez que a capacitância geométrica é um parâmetro transversal são esperados deslocamentos “em fase” para suas variações.

As variações da capacitância geométrica quando vistas pela impedância terminal através de H_1-H_0 promovem tanto variação em amplitude quanto “em fase” como mostrado na Figura 6.13.

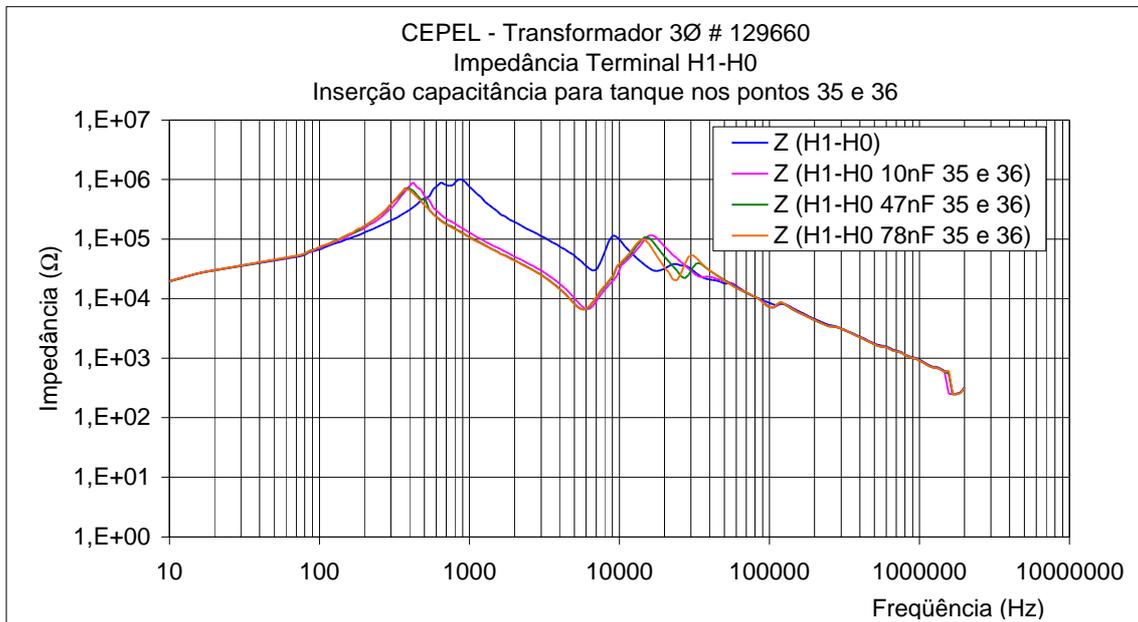


Figura 6.13 – Efeitos da variação da capacitância geométrica na impedância terminal.

6.3 Transformador 750 kVA

Neste equipamento criou-se as condições para simulação via experimentos de afrouxamentos gradativos ao longo de um enrolamento de alta tensão, com o objetivo de afetar a capacitância longitudinal (ou série) do enrolamento. O jugo superior que prensa os enrolamentos, com a ajuda de um micrômetro foi afrouxado em intervalos de 2, 5 e 10 mm, permitindo que os enrolamentos se acomodassem num novo comprimento acrescido de cada um dos intervalos. Uma foto do arranjo montado para esta experiência é mostrada na Figura 6.14, onde foi necessário o uso de uma talha para içamento da parte ativa.



Figura 6.14 – Transformador 750 kVA, 13,8/0,48 kV utilizado nos testes de afrouxamento de enrolamentos.

Para avaliação dos efeitos dos afrouxamentos foi utilizada a técnica de resposta em frequência, cujos resultados para um dos enrolamentos de alta tensão são mostrados na Figura 6.15. Como esperado, os afrouxamentos causam variações nos valores da capacitância série, fazendo com que as curvas obtidas mantenham a mesma forma daquela referente a situação original, porém, com alterações nas

amplitudes, principalmente naquelas relativas aos pólos. A curva referente a 10mm de afrouxamento, embora de aspecto semelhante às demais curvas, traz valores de amplitudes não coerentes com o esperado. Portanto, entende-se que o afrouxamento máximo possível ocorreu antes de 10 mm.

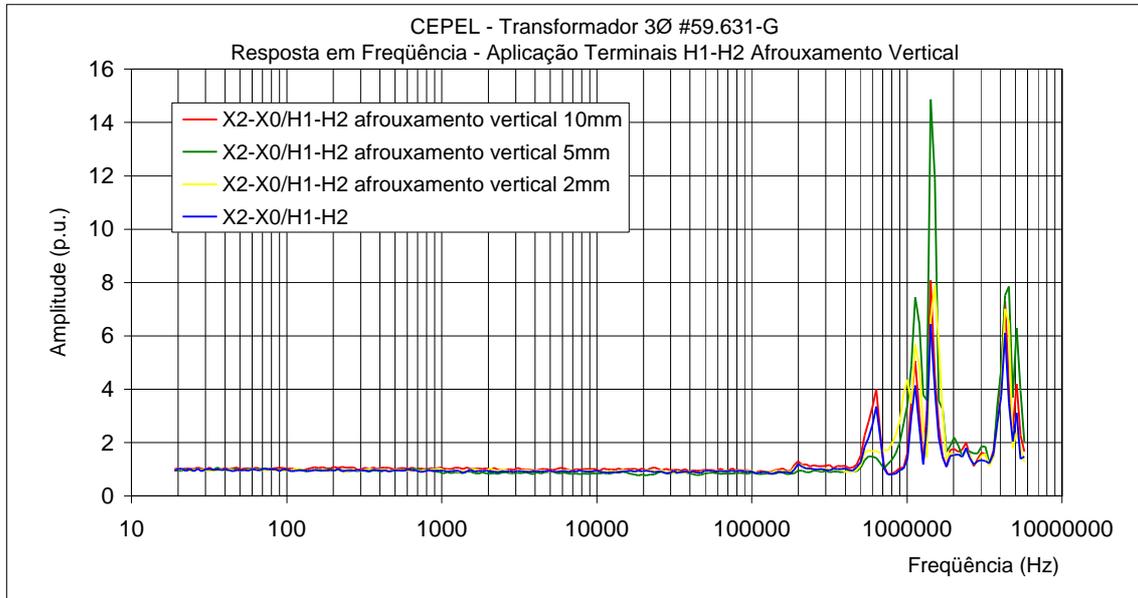


Figura 6.15 – Efeito de afrouxamentos no enrolamento H_1-H_2 .

Os efeitos dos afrouxamentos para o enrolamento de baixa tensão são mostrados na Figura 6.16, onde nota-se que para todos os intervalos (2, 5 e 10 mm) as curvas são coincidentes.

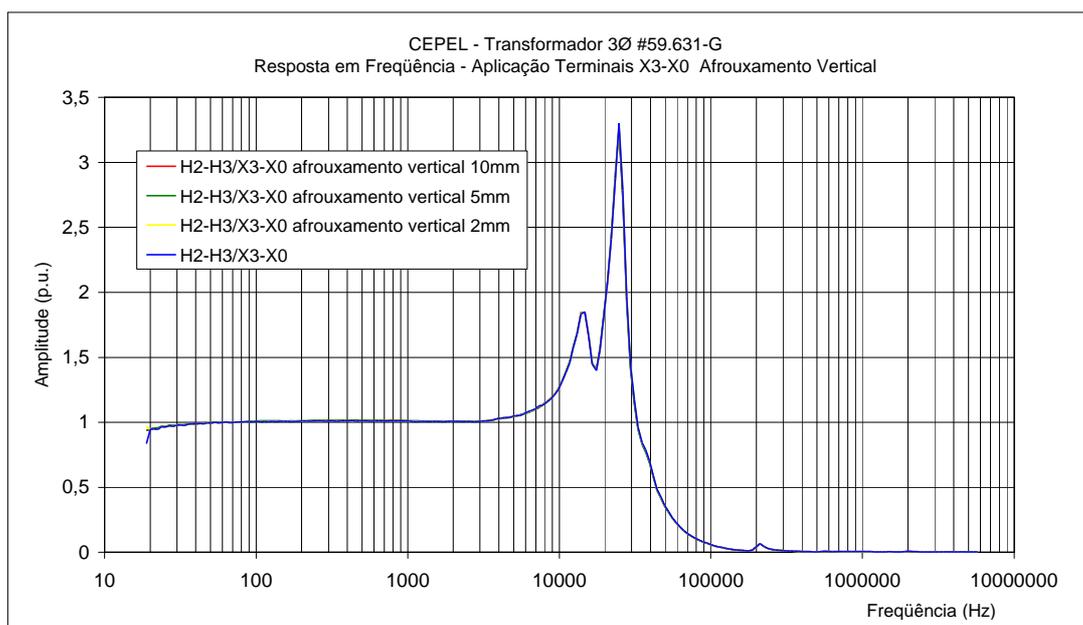


Figura 6.16 – Efeito de afrouxamentos no enrolamento X_3-X_0 .

A explicação para os resultados mostrados na Figura 6.16 pode estar relacionada com o fato do enrolamento de baixa tensão, por ser mais interno e rigidamente montado sobre o núcleo, dificultar os movimentos axiais quando dos afrouxamentos promovidos no jugo superior da parte ativa.

6.4 Transformador Elevador 405 MVA, 13,8/500 kV

De modo a simular a influência de defeitos na resposta em frequência, por exemplo, de curtos-circuitos nos demais enrolamentos, exceto naquele onde a medição está sendo realizada, configurou-se este equipamento para os arranjos mostrados na Tabela 6.1. Os resultados encontram-se nas Figuras 6.17 e 6.18.

Tabela 6.1 – Percepção de curtos-circuitos.

MEDIÇÃO/APLICAÇÃO	SITUAÇÃO DOS TERMINAIS				TIPO DE LIGAÇÃO
	- H ₂ -H ₀	H ₃ -H ₀	X ₂ -X ₃	X ₃ -X ₁	
X ₁ -X ₂ /H ₁ -H ₀	- aberto	aberto	aberto	aberto	
	#1 c.c	aberto	aberto	aberto	
	#2 c.c	c.c	aberto	aberto	
	#3 c.c	c.c	c.c	aberto	
H ₁ -H ₀ /X ₁ -X ₂	- H ₂ -H ₀	H ₃ -H ₀	X ₂ -X ₃	X ₃ -X ₁	
	- aberto	aberto	aberto	aberto	
	#1 c.c	aberto	aberto	aberto	
	#2 c.c	c.c	aberto	aberto	
#3 c.c	c.c	c.c	aberto		

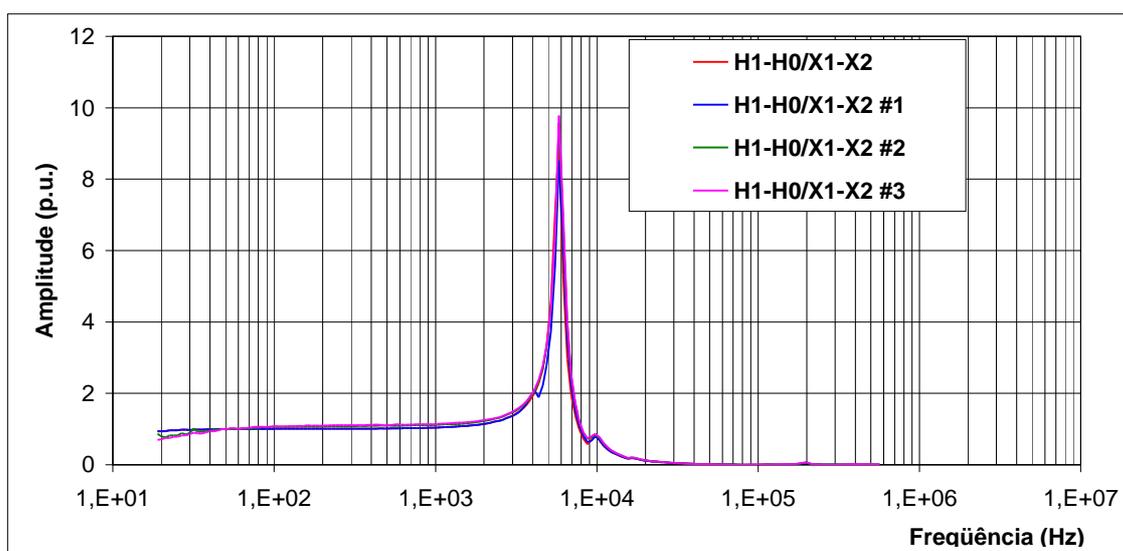


Figura 6.17 – Percepção de curtos-circuitos vistos de X₁-X₂.

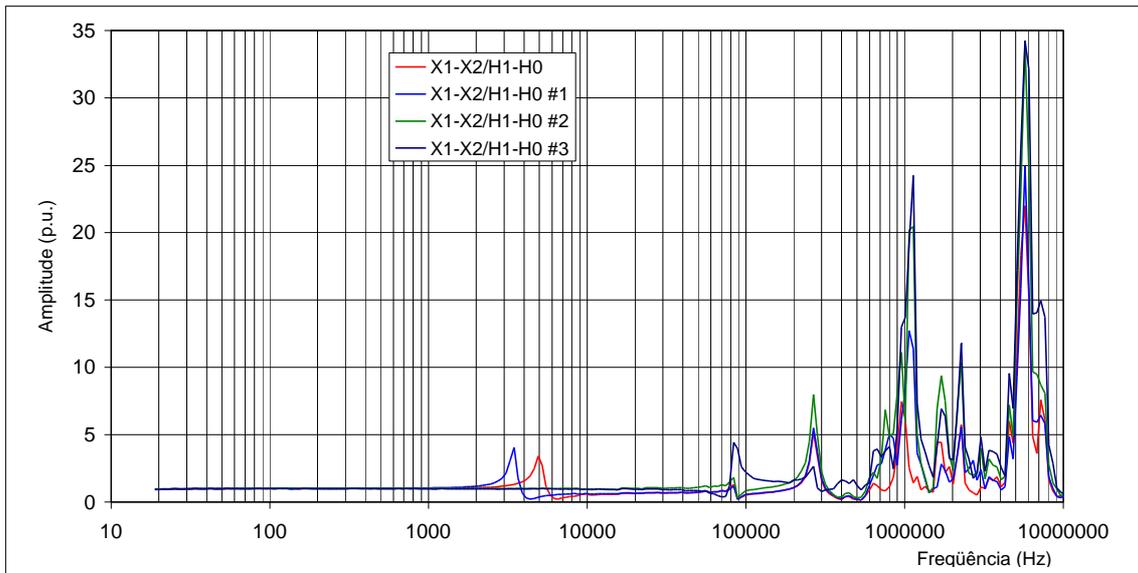


Figura 6.18 – Percepção de curtos-circuitos vistos de H_1-H_0 .

Importante observar a percepção que um determinado enrolamento tem em relação a defeitos no próprio enrolamento ou no seu correspondente (enrolamento secundário). Tanto a resposta em freqüência quanto a impedância terminal vista dos terminais de um determinado enrolamento são capazes de identificar alterações neste próprio enrolamento ou em seus correspondentes. Este fato poderá possibilitar a redução do número de pontos de monitoramento em se tratando de um equipamento trifásico.

6.5 Relação entre Impedância de Circuito Aberto e Impedância em Curto-circuito

Em algumas situações, dada a impossibilidade de se medir a impedância do equipamento com os terminais em aberto, por exemplo, ambientes fabris ou de subestações susceptíveis de provocar interferências, opta-se pela medição das impedâncias considerando o enrolamento correspondente em curto-circuito. A Figura 6.19 mostra estas duas situações, ressaltando-se que quando da medição em circuito aberto está-se praticamente medindo a impedância de magnetização, enquanto que, em curto-circuito mede-se a impedância de dispersão. A relação entre as duas situações é mostrada na Figura 6.20.

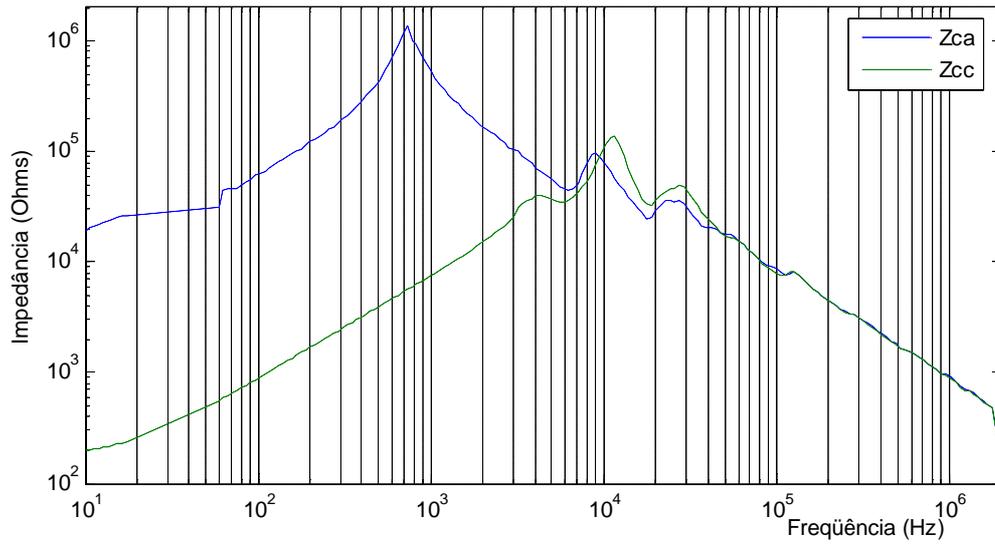


Figura 6.19 – Impedâncias de circuito aberto e curto-circuito vistas dos terminais de alta tensão.

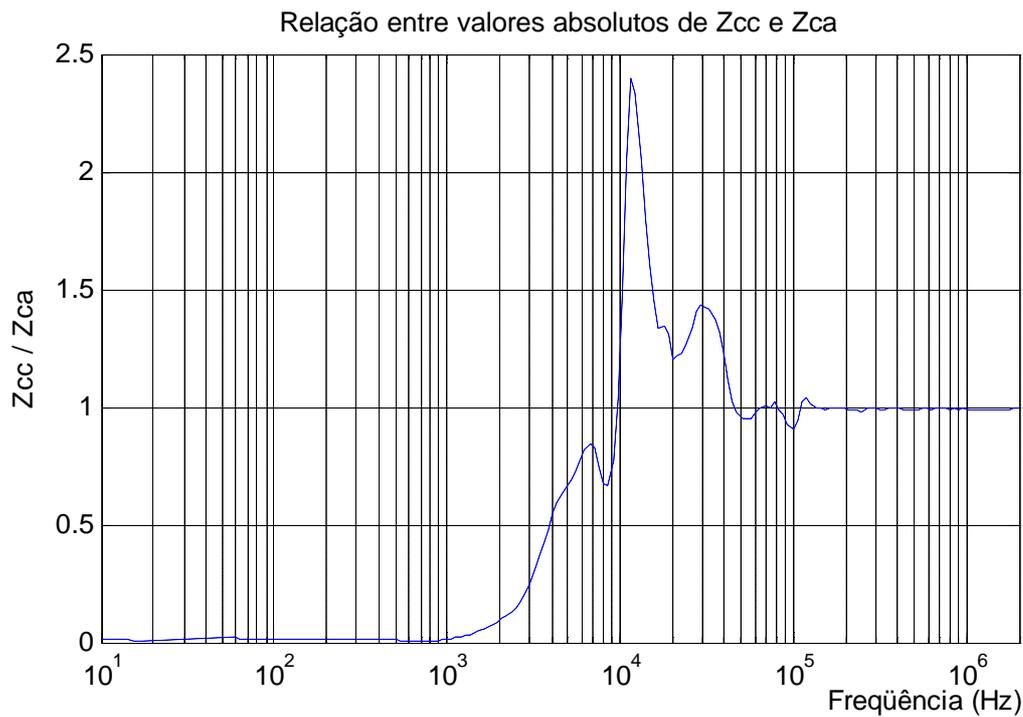


Figura 6.20 – Relação entre impedâncias de circuito aberto e curto-circuito vistas dos terminais de alta tensão.

A partir da inversão de Z_{ca} é possível a obtenção da curva de impedância

característica $Z_c(j\omega) = \sqrt{\frac{Z_{cc}(j\omega)}{Y_{ca}(j\omega)}}$, a qual carrega informações do enrolamento tanto

em circuito aberto quanto em curto-circuito.

6.6 Resumo

Com o objetivo de complementar as simulações de defeitos, realizadas no modelo de enrolamento de transformador para obtenção da resposta em frequência, este capítulo foi dedicado a experimentos em laboratório, tendo-se utilizado um transformador de distribuição de 112,5 kVA e outro de uma subestação unitária do CEPEL de 750 kVA.

Foram criadas situações para inserção de defeitos simulando curtos-circuitos em alguns pontos do enrolamento de alta tensão, simulação de deslocamentos radiais e axiais a partir da inserção de capacitores apropriados, não havendo, portanto, a necessidade do deslocamento geométrico do enrolamento.

Para todos os experimentos explorou-se a medição da impedância terminal e da resposta em frequência objetivando comparar os resultados de ambas as técnicas e identificar as potencialidades de cada uma.

Os experimentos comprovam que parâmetros ditos longitudinais, como a indutância, a resistência ôhmica e a capacitância série alteram as curvas de resposta em frequência de mesmo modo, isto é, com alterações nas amplitudes dos pólos. Para a impedância terminal cada parâmetro tem seu modo particular de alterar esta curva.

Experimentos com a variação da capacitância entre enrolamento de alta tensão e o tanque do transformador corroboram os resultados das simulações computacionais onde se obteve deslocamento da frequência de cada um dos pólos.

Finalmente para um transformador elevador de 13,8/500 kV, 405 MVA, realizou-se em campo experimentos no sentido de obter-se a percepção que um determinado enrolamento tem em relação a curtos-circuitos nos demais. A resposta a este experimento comprova a possibilidade de se monitorar a partir de um determinado enrolamento, o seu correspondente e os demais enrolamentos.

Capítulo 7

Comparação de Funções de Transferência

7.1 Introdução

Normalmente a análise dos resultados de medições de Resposta em Freqüência e/ou Impedância Terminal é realizada de modo comparativo, daí a importância para que os dados de uma determinada medição sejam arquivados para posterior uso caso necessário.

A necessidade de uma padronização de procedimentos tanto de medição quanto de análise de resultados tem sido objeto de atenção de pesquisadores e algumas entidades (IEEE FRA Task Force C.57.149, 2005), (WG A2.26, 2006), sendo que no momento o único país que detém uma norma sobre o assunto é a República Popular da China (COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA, 2004), cujo conteúdo se aplica à análise de resultados obtidos a partir da aplicação de Resposta em Freqüência.

Neste capítulo procura-se desenvolver este tema a partir da análise de alguns padrões obtidos de um banco de dados construído para este trabalho, discussão de alguns procedimentos para comparação de resultados e aplicação de alguns critérios para análise dos resultados.

7.2 Obtenção de Dados e Padrões

No decorrer deste trabalho foram resgatadas e organizadas informações relativas a medições de resposta em freqüência e impedância terminal para quase 80 equipamentos (transformadores e autotransformadores) das mais diversas potências, classes de tensão e fabricantes, medidos pelo CEPEL nos últimos anos, consolidando-se num banco de dados em VisualExcel™, no qual foram inseridas, além das

informações inerentes a cada equipamento (Tabela 7.1), as planilhas relativas às medições de Resposta em Frequência e Impedância dos Terminais.

Tabela 7.1 – Equipamentos medidos.

POTÊNCIA (MVA)	TENSÕES (kV)	EQUIPAMENTO/SITUAÇÃO	SUBESTAÇÃO	FABRICANTE	EMPRESA
550	800	Trafo 1 ϕ , T	SE #20	F1	E2
405	13,8/550	Trafo 3 ϕ , E, N	UHE #3	F2	E5
.
.
.
30	115	Auto 3 ϕ , E, N	SE #2	F3	E3
40	138/13,8	A - N	SE #N	F4	E1

Legenda: A – Abaixador; E – Elevador; T – Transmissão; N – Novo; R – Reformado

Antes da armazenagem, os dados são previamente criticados, qualificados e em alguns casos filtrados ou até inutilizados em função de algum evento (ex. excesso de ruído) que dificulte a futura utilização dos mesmos.

Um dos objetivos da organização destes dados é também servir como fonte de referência tanto para concessionárias quanto para fabricantes dos equipamentos, na eventualidade de uso futuro destas informações para avaliação e diagnóstico. Outro aspecto refere-se à análise destes resultados em busca de identificação de padrões de normalidade gerados pelas técnicas, visto que a maioria dos dados refere-se a equipamentos novos ou usados em boas condições de funcionamento. As Figuras 7.1 e 7.2 mostram telas de acesso, cadastro e busca de informação por alguma característica.

O uso deste banco de dados possibilita algumas análises, como por exemplo:

- Identificação de padrões de normalidade, a partir da verificação da resposta característica de uma dada família de equipamentos;

- Comparação entre equipamentos de famílias diferentes ou não;

-Correlações entre equipamentos.



Figura 7.1 - Tela Principal, Cadastro de Equipamento.

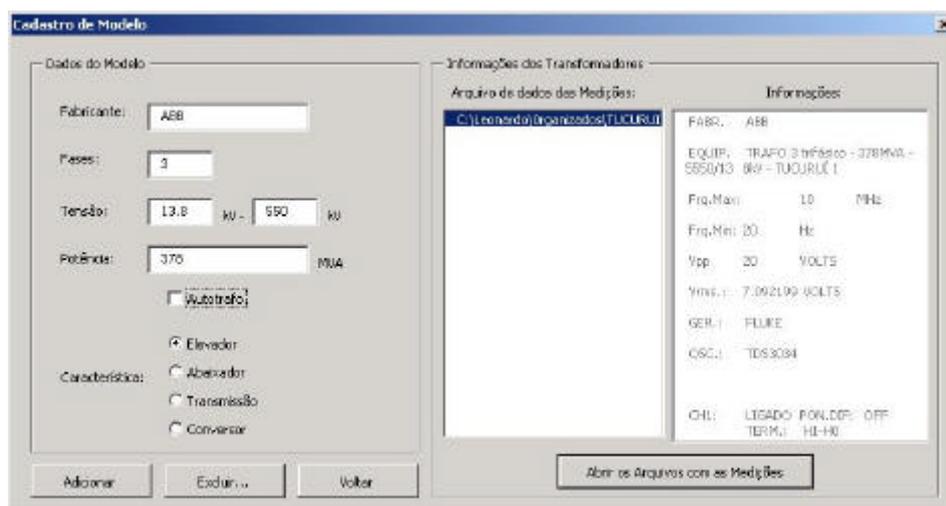


Figura 7.2 - Tela principal, Cadastro de medições.

Nas Figuras 7.3 e 7.4, para a faixa de frequências de 20 Hz a 2 MHz, mostram-se resultados de medições de resposta em frequência, referidas à frequência de 60 Hz (aplicação de sinal em H_1-H_0 e medição em X_1-X_0) e o módulo da impedância terminal (vista de H_1-H_0) para um grupo de autotransformadores de mesma potência e classes de tensão, originários de três diferentes fabricantes. Os valores dos ângulos correspondentes às impedâncias não foram plotados de modo a não sobrecarregar as

figuras, enquanto que para as curvas de resposta em frequência estes ângulos normalmente não são medidos.

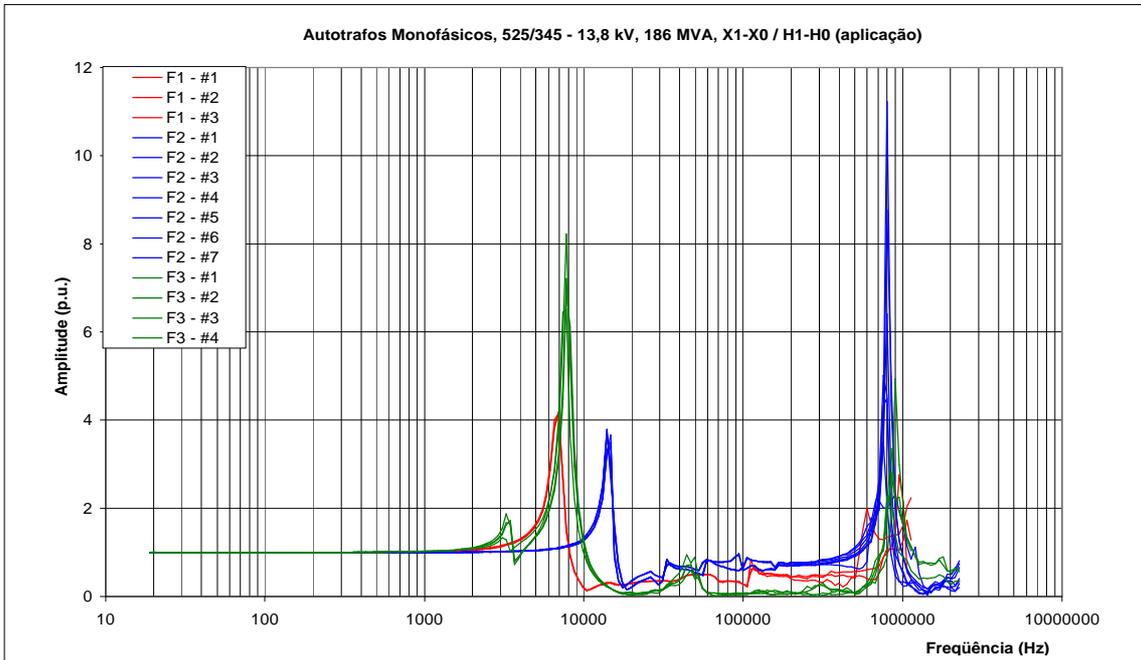


Figura 7.3 – Resposta em frequência autotransformadores 186 MVA, 525/345/13.8 kV.

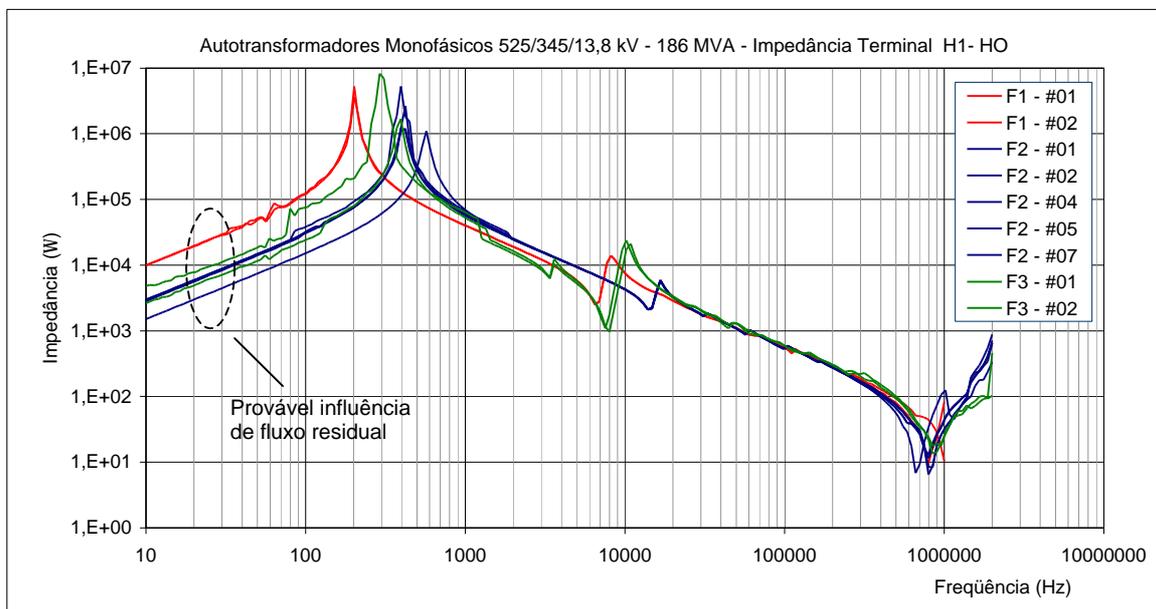


Figura 7.4 – Impedância terminal (H_1-H_0) autotransformadores 186 MVA, 525/345/13.8kV.

Para a resposta em frequência os equipamentos de mesmo fabricante exibem respostas semelhantes em amplitude e frequência, sendo as diferenças atribuídas principalmente a tolerâncias de projeto. Observando-se a totalidade de equipamentos,

dois pólos se destacam, um no entorno de 10 kHz e outro pouco antes de 1 MHz; havendo leves diferenças entre as curvas de diferentes fabricantes, especialmente nos equipamentos do fabricante F2.

A análise da impedância terminal mostra curvas semelhantes para todos os equipamentos, sendo os mínimos destas curvas correspondentes aos pólos das curvas de resposta em frequência, enquanto que o valor máximo para a impedância terminal, no entorno de 400 Hz, não tem correspondente nas curvas de resposta em frequência.

Também na análise das curvas de impedância terminal (Figura 7.4) é possível identificar para uma mesma família de equipamentos, o efeito do fluxo residual, notadamente até aproximadamente 1kHz.

Nas Figuras 7.5 e 7.6, mostram-se resultados de medições de resposta em frequência (aplicação de sinal em H₁-H₂) e impedância terminal (vista de H₁-H₂) para um grupo de transformadores e de autotransformadores monofásicos de mesmo fabricante.

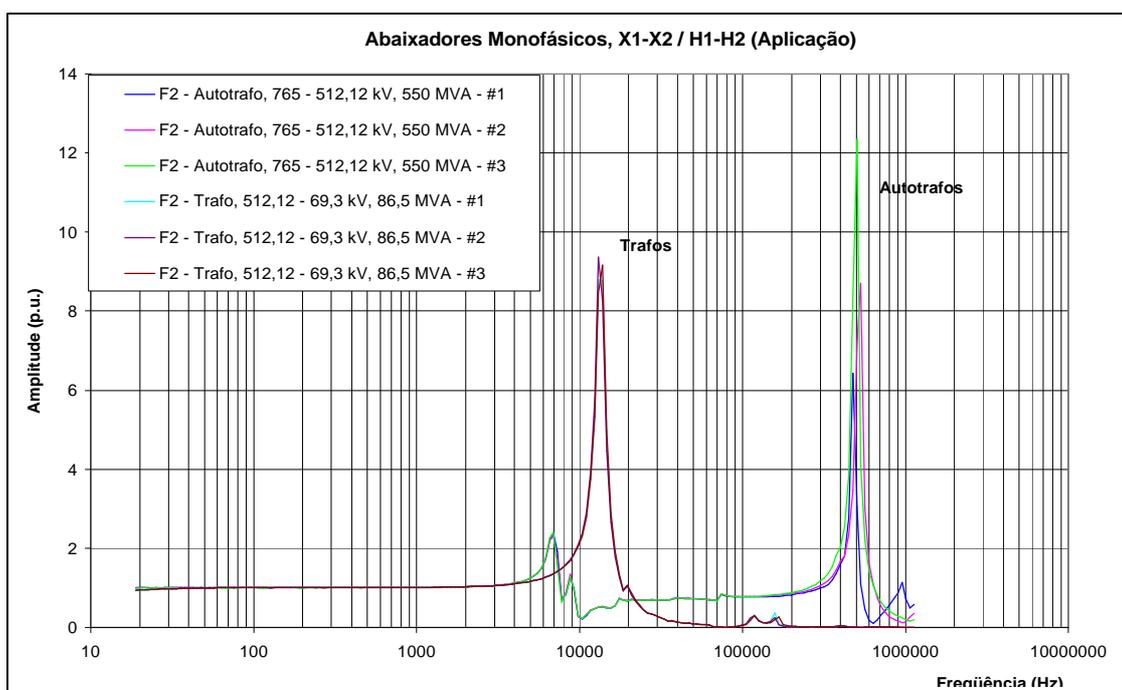


Figura 7.5 – Resposta em frequência de autotransformadores de 550 MVA e transformadores monofásicos de 86,5 MVA.

Analisando-se as curvas de respostas em frequência mostradas na Figura 7.5, nota-se que os transformadores monofásicos têm apenas um pólo dominante enquanto que os autotransformadores monofásicos repetem o padrão mostrado anteriormente na Figura 7.3.

O aspecto das curvas de impedância terminal tanto para transformadores quanto para autotransformadores é semelhante conforme mostrado na Figura 7.6, sendo que os mínimos destas curvas têm seus correspondentes nos pólos das curvas de resposta em frequência. Os valores máximos para a impedância terminal para os autotransformadores vistos de H_1-H_0 encontram-se em torno de 400-500Hz, enquanto para os transformadores vistos de X_1-X_2 estão em aproximadamente 500Hz.

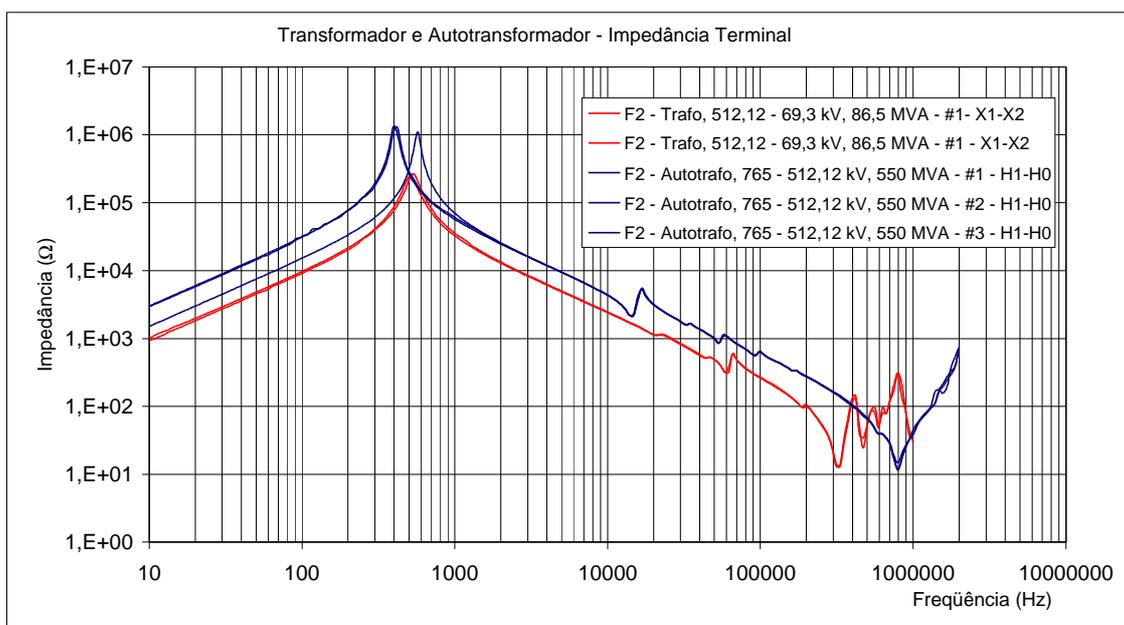


Figura 7.6 – Impedâncias terminais (H_1-H_2) de autotransformadores de 550MVA e transformadores monofásicos de 86,5 MVA.

Nas Figuras 7.7 e 7.8, para a faixa de frequência de 20 Hz a 10 MHz, explora-se uma outra categoria de equipamentos, que são de geração, portanto, mostram-se resultados de medições de resposta em frequência (aplicação de sinal em H_1-H_0 e medição em X_1-X_2) e impedância terminal (vista de H_1-H_0) para um grupo de

transformadores elevadores, trifásicos, a maioria de mesma potência e classe de tensão, originários de quatro diferentes fabricantes.

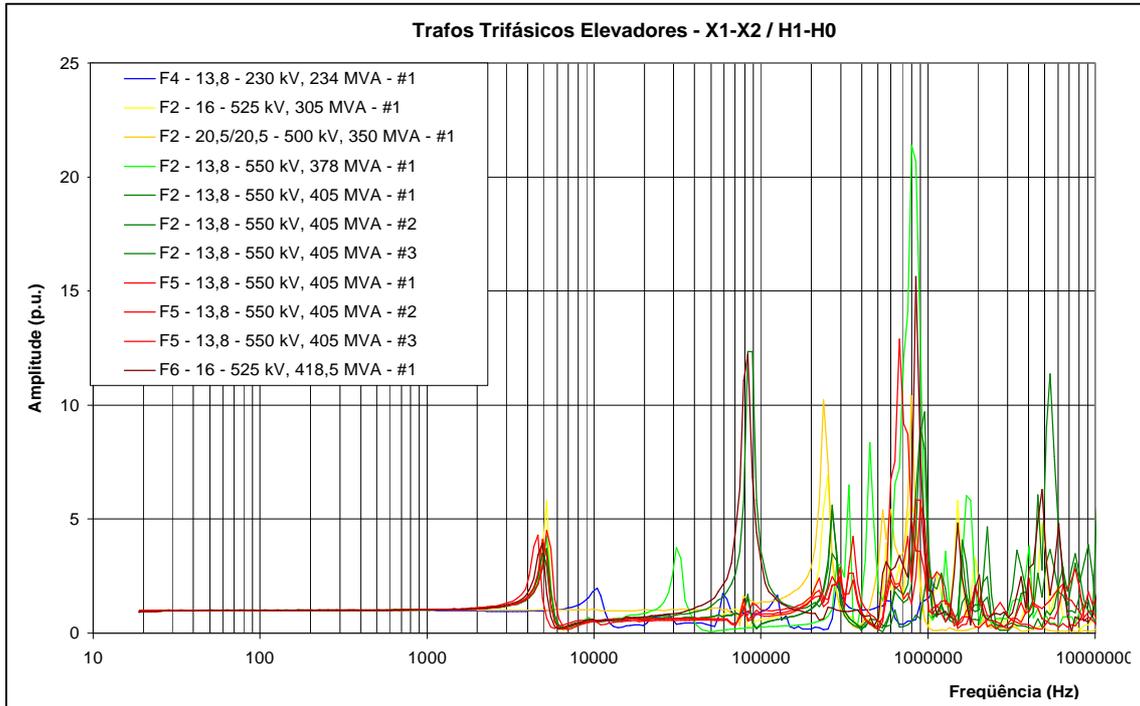


Figura 7.7 – Comparação de resposta em frequência (aplicação de sinal em H_1-H_0) de transformadores elevadores trifásicos.

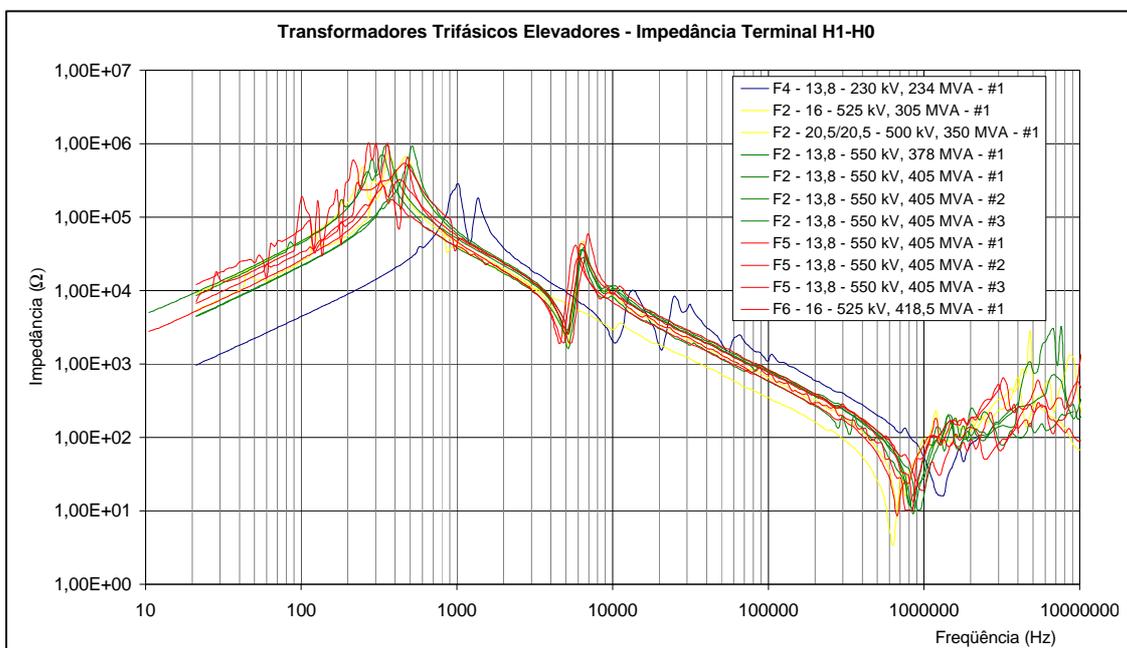


Figura 7.8 – Comparação de impedâncias terminais (H_1-H_0) de transformadores elevadores trifásicos.

Analisando-se as curvas de resposta em frequência mostradas na Figura 7.7, nota-se que os transformadores trifásicos exibem vários pólos, notadamente no entorno das frequências de 4, 80, 300, 800 kHz; bem como alguns pólos entre 1 e 10 MHz, estes últimos, sem contudo caracterizar uma região de predominância de incidência de pólos, provavelmente por influência das particularidades das ligações dos enrolamentos às buchas de alta tensão.

O aspecto das curvas de impedância terminal para o grupo de equipamentos trifásicos é muito semelhante até pouco antes da frequência de 1 MHz, conforme mostrado na Figura 7.8, sendo que os mínimos (~4 kHz e ~800 kHz) destas curvas têm seus correspondentes nos pólos das curvas de resposta em frequência. Os valores máximos para a impedância terminal estão em torno de 400 Hz e 6 kHz, sendo que o primeiro não tem correspondente na curva de resposta em frequência.

Importante notar que alguns pólos identificados na resposta em frequência não são facilmente identificados pelo ensaio de impedância terminal, por exemplo, 80 kHz, o que sugere uma maior sensibilidade desta técnica para identificação e acompanhamento de parâmetros de interesse, ou mesmo de parâmetros que venham a ser utilizados na modelagem do equipamento. Embora não mostrado, o comportamento dos demais enrolamentos, H_2-H_0 e H_3-H_0 , segue padrões similares àquele mostrado para H_1-H_0 .

As curvas tanto de resposta em frequência quanto de impedância terminal mostradas até agora para alguns grupos de equipamentos, foram obtidas a partir de enrolamentos de alta tensão. No exemplo a seguir, as Figuras 7.9 e 7.10 mostram resultados de medições de resposta em frequência para a faixa de frequência de 20 Hz a 10 MHz (aplicação de sinal em X_1-X_2 e medição em H_1-H_0) e impedância terminal (vista de X_1-X_2) para um grupo de transformadores elevadores, trifásicos, de mesma potência e classes de tensão, originários de quatro diferentes fabricantes.

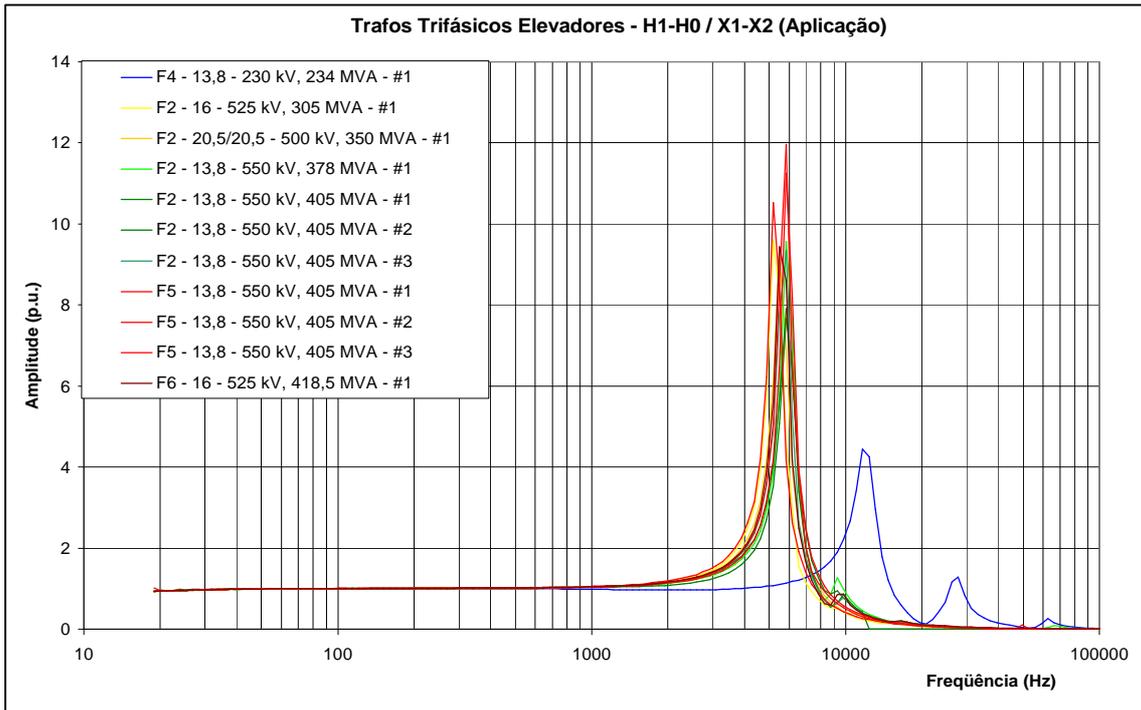


Figura 7.9 – Comparação de resposta em frequência (aplicação de sinal em X_1 - X_2) de transformadores elevadores trifásicos.

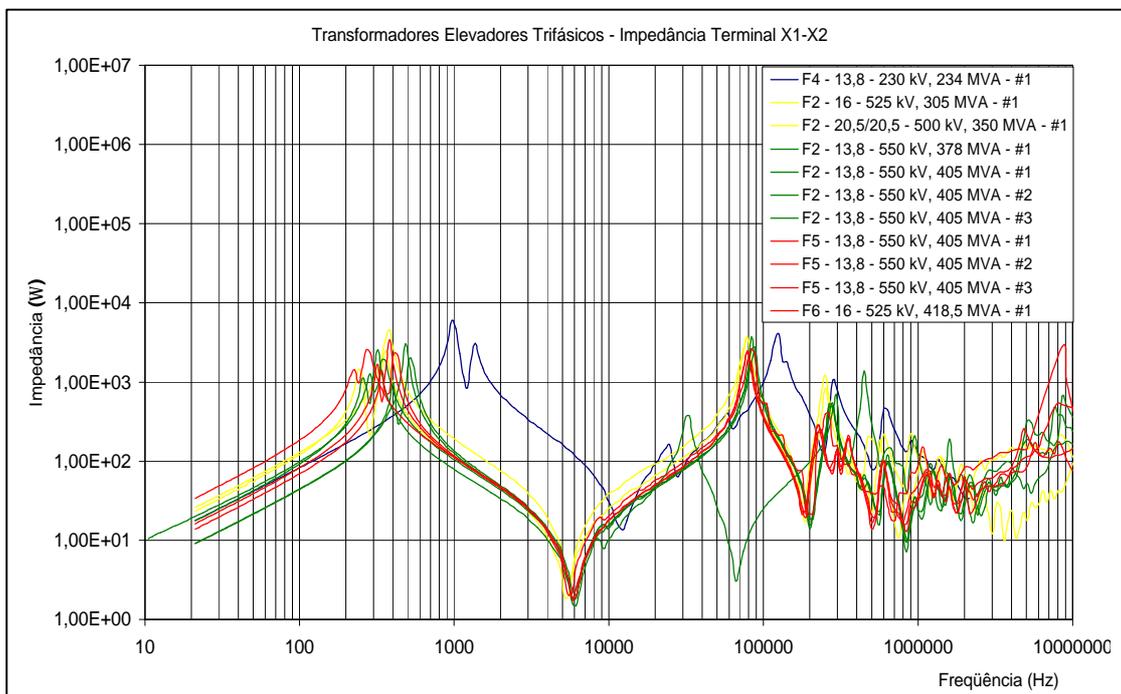


Figura 7.10 – Comparação de impedâncias terminais (X_1 - X_2) de transformadores elevadores trifásicos.

Analisando-se as curvas de resposta em frequência mostradas na Figura 7.9, nota-se que os transformadores trifásicos quando excitados pelo enrolamento de baixa tensão exibem um único pólo em torno da frequência de 5,5 kHz, exceto para o equipamento de F4.

O aspecto das curvas de impedância terminal vista de X_1 - X_2 para o grupo de equipamentos trifásicos é muito semelhante entre si, porém possui um padrão característico que difere daquele obtido quando visto do enrolamento de alta tensão correspondente (H_1 - H_0). Até o primeiro mínimo, a menos da relação entre os módulos das impedâncias, as curvas são semelhantes; a partir deste ponto o enrolamento de baixa tensão exhibe um padrão próprio, rico em máximos e mínimos.

A curva de impedância terminal traz mais informações que sua correspondente de resposta em frequência, portanto uma situação inversa encontrada quando a análise é feita a partir dos enrolamentos de alta tensão.

7.3 Procedimento para Obtenção de Funções de Transferência de Equipamentos

Normalmente a avaliação de algum equipamento utilizando-se funções de transferência, obtidas a partir de medições de resposta em frequência ou impedância dos terminais, é feita de modo comparativo. Conforme ilustra a Figura 7.11, os procedimentos adotados para aplicação das devidas medições seguem geralmente uma das situações:

-Se a amostra for única, isto é, desconhece-se qualquer outra similar, e o equipamento é trifásico, utiliza-se a comparação por simetria à fase central;

-No caso de ser possível identificar uma família à qual o equipamento pertence é possível compará-lo a outros;

-No caso de haver um histórico de medições do equipamento, deixa de ter importância o fato de ser único ou pertencer a uma determinada família, pois é possível uma análise por comparação ao longo do tempo.

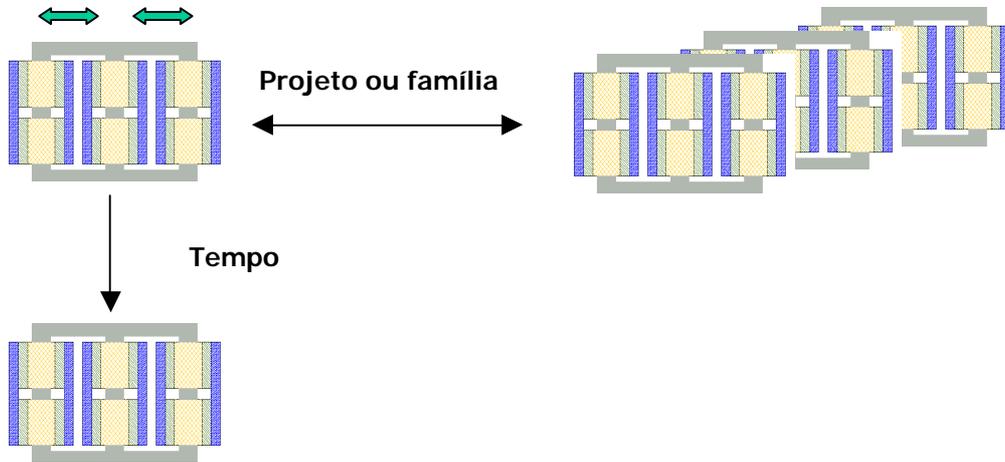


Figura 7.11 – Modos de comparação de funções de transferência de equipamentos.

7.4 Comparação de Funções de Transferência

No Brasil existem poucos equipamentos diagnosticados através desta técnica, não havendo ainda uma metodologia ou critério estabelecido, desenvolvido e adotado a nível nacional ou mesmo mundial, que oriente na comparação entre curvas de resposta em freqüência ou de impedância terminal, nem tampouco na aplicação de um critério para avaliação quantitativa segura. Serão enumerados a seguir dois modos que se sobressaem na literatura para comparação de curvas representativas de funções de transferência.

O coeficiente de correlação ($-1 \leq r \leq 1$) pode ser usado para medir a afinidade entre duas curvas de funções de transferência, denotadas por x e y , com n pontos de freqüência cada uma, conforme a equação a seguir.

$$r = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{x_i - \bar{x}}{\sqrt{\text{var}(x)}} \right) \left(\frac{y_i - \bar{y}}{\sqrt{\text{var}(y)}} \right) \quad (7.1)$$

Onde,

\bar{x} e \bar{y} - são valores relativos as médias das funções x e y;

$\text{var}(x)$ e $\text{var}(y)$ - são as variâncias das funções x e y;

n – número de pontos medidos de cada função de transferência.

A aplicação do coeficiente de correlação para comparação entre curvas oriundas de experimentos relativos a medições de impedância terminal é citada em (RYDER, 2002), onde o autor sugere que correlações inferiores a 0,9950 são indicativas de defeitos.

Numa investigação mais profunda sobre modos de comparação de curvas KIM *et al.* (2005), para uma série de experimentos também utiliza o coeficiente de correlação, porém, mostra uma limitação importante deste método, a qual está relacionada a forma das curvas comparadas. Curvas múltiplas uma da outra, embora deslocadas em amplitude ou fase, com aplicação da fórmula 8.1 podem levar a coeficientes de correlação igual a 1, gerando um falso diagnóstico.

Uma outra abordagem para comparação de duas curvas é utilizada por BAK-JENSEN (1995) com a equação para desvio de espectro, que mede a afinidade entre uma dada curva e uma curva média obtida do conjunto de curvas de interesse, não havendo informação sobre valores limites a partir dos quais configura-se um indicativo de defeito. No caso da fórmula abaixo, “m” foi considerado igual a 2.

$$s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sqrt{\left(\frac{x_i - (x_i + y_i)/2}{(x_i + y_i)/2} \right)^m + \left(\frac{y_i - (x_i + y_i)/2}{(x_i + y_i)/2} \right)^m} \quad (7.2)$$

Qualquer que seja o método escolhido para comparação entre as curvas, é fundamental que as mesmas tenham sido previamente tratadas e qualificadas, eliminando-se preferencialmente na fase de medição possíveis meios de interferência.

A fase de medição é crucial, tanto assim que um trabalho de comparação de curvas de impedância terminal para um determinado equipamento (WG A2.26, 2006),

envolvendo laboratórios conceituados de algumas entidades internacionais, resultou na obtenção de resultados semelhantes somente até a frequência de 300 kHz.

7.5 Critérios para Diagnóstico

A procura de algum critério que possa ser aplicado objetivando um diagnóstico a partir da comparação entre duas situações, expressas por suas curvas de impedância terminal e/ou resposta em frequência tem sido objeto de estudo como em (IEEE FRA Task Force C.57.149, 2005), sintetizado na Tabela 7.2, o qual ainda é qualitativo e aplicado especificamente a deslocamentos geométricos do(s) enrolamentos(s).

Tabela 7.2 – Diagnóstico IEEE.

Faixa de Frequências	Indicativo
20 Hz – 2 kHz	Deformação no núcleo, circuito aberto ou em curto, magnetismo residual
2 kHz – 20 kHz	Movimento entre enrolamentos, alteração da força de prensagem
20 kHz – 200 kHz	Deformação no enrolamento principal e de regulação
200 kHz – 2 MHz	Movimento do enrolamento principal e de regulação

No estágio em que se encontra o trabalho desenvolvido pela IEEE FRA Task Force C.57.149-2005, tem sido esclarecedor quanto ao procedimento e cuidados durante a medição e a forma de apresentação dos resultados, porém ainda não estabeleceu limites comparativos entre duas curvas que conduzam ao diagnóstico.

A partir de simulações em modelo digital simplificado de defeitos típicos relativos a deslocamentos geométricos, tais como aqueles de discos no sentido radial ou de enrolamento no sentido axial, GUI *et al.* (2003) faz algumas correlações em relação a padrões de normalidade tanto para equipamentos com enrolamento tipo contínuo quanto entrelaçado, chegando a uma relação entre grau de deformação (R) e grau de correlação entre duas curvas x e y.

$$R = -\log(1 - r) \quad (7.3)$$

Ou,

$$R = \log \frac{1}{1-r} \quad (7.4)$$

Tabela 7.3 – Critério de GUI *et al.* (2003).

Grau de Deformação	Nenhum	Leve	Moderado	Grave
R	> 1,4	1,4 ≥ R ≥ 0,8	0,8 > R ≥ 0,5	< 0,5

Um único critério que consta em norma nacional de um país (COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA, 2004), foi obtido pelo autor e traduzido para o português para apoio a este trabalho. Este critério ao que parece é muito semelhante ao critério de GUI *et al.* (2003), porém, traz uma evolução ao determinar três faixas distintas de frequência com seus respectivos graus de deformação conforme mostrado na Tabela 7.4.

Tabela 7.4 – Critério norma chinesa.

R_{BF}	R_{MF}	R_{AF}	Grau de Deformação
R ≥ 2,0	R ≥ 1,0	R ≥ 0,6	Nenhum
2,0 > R ≥ 1,0	1,0 > R ≥ 0,6	-	Leve
1,0 > R ≥ 0,6	R < 0,6	-	Moderado
R < 0,6	-	-	Grave

Onde,

R_{BF} - R na faixa de 1 kHz ~ 100 kHz

R_{MF} - R na faixa de 100 kHz ~ 600 kHz

R_{AF} - R na faixa de 600 kHz ~ 1000 kHz

7.6 Resumo

A avaliação de transformadores de potência a partir da resposta em frequência carece de um procedimento adotado internacionalmente, havendo normalmente interpretações qualitativas tanto das curvas de resposta em frequência quanto das de impedância terminal. Com o intuito de se conhecer melhor os padrões de respostas gerados pelos equipamentos resgatou-se os dados de aproximadamente 80 equipamentos, sendo gerados “padrões” para alguns grupos de transformadores, tais como: elevadores, de transmissão e abaixadores. É possível observar que a técnica de resposta em frequência é extremamente sensível quando vista a partir dos enrolamentos de alta tensão, enquanto que a técnica de impedância terminal tem papel semelhante quando vista dos terminais de enrolamentos de mais baixa tensão, sugerindo, portanto que haja uma complementaridade entre as técnicas com vista a robustez.

Os padrões, principalmente os de impedância terminal mostram que há uma tolerância de projeto para um determinado equipamento fabricado pelo mesmo fabricante; mostram também que equipamentos de mesma potência e mesma função, embora fabricados por diferentes fabricantes têm curvas de resposta em frequência e impedância terminal semelhantes.

Mostra-se que há necessidade também de padronização quanto ao procedimento de medição e para avaliação com vista ao diagnóstico do equipamento, sendo a maneira mais eficiente a comparação entre respostas de um mesmo equipamento obtidas ao longo do tempo.

Finalmente discute-se alguns critérios utilizados no diagnóstico, ressaltando-se que a maioria é de conteúdo qualitativo, com exceção daquele utilizado na China, específico para deslocamentos geométricos que utiliza uma classificação de criticidade.

Capítulo 8

Sistema de Medição para Equipamento

Energizado

8.1 Introdução

As principais metodologias descritas até o momento têm em comum, inclusive a utilizada no Brasil, a necessidade do desligamento do equipamento e a desconexão do mesmo dos barramentos, de modo a obter-se as funções de transferência somente para o equipamento em si.

A idéia sobre um sistema de obtenção das funções de transferência sem a necessidade de desligamentos foi publicada em (LEIBFRIED e FESER, 1994). A proposta era a obtenção da função a partir de manobras de disjuntores situados próximos a transformadores. Quando da manobra destes equipamentos os transformadores são submetidos a “um trem” de pulsos, sendo necessário de alguma forma quantificar estas excitações que chegariam aos terminais de entrada do equipamento, bem como algum ou alguns parâmetros secundários nos terminais de saída do equipamento (tensões) ou a medição da corrente que fluiria pelo neutro.

Esta idéia, bastante interessante, ainda não foi aperfeiçoada e aplicada, porém, traz consigo algumas complicações, quais sejam:

- Manobras de disjuntores não são operações freqüentes, fazendo com que o sistema de monitoramento seja acionado somente quando da ocorrência de alguma manobra;

- É necessária a instalação de todo um sistema de medição de tensões nos terminais do equipamento sob análise;

-Pelo fato de se utilizar ondas impulsivas não se garante a mesma amplitude para cada uma das componentes de frequência, além da necessidade da transformação destes sinais para o domínio da frequência.

8.2 Metodologias

O objetivo deste capítulo é descrever um método que seja minimamente invasivo ao equipamento e que não necessite de desligamentos, exceto para instalação e calibração do sistema de monitoramento. O método também deverá se beneficiar da obtenção das funções de transferência a partir de ondas senoidais aplicadas numa ampla faixa de frequências.

Inicialmente, o sistema desenvolvido neste trabalho poderá ser utilizado em campo, com a assistência de um operador que fará o procedimento usual de medições com o equipamento desenergizado, utilizando a metodologia mostrada em 3.3. Para utilização em equipamento energizado, o acesso se dá através dos *taps* capacitivos das buchas a partir de uma caixa terminal na lateral do transformador. Portanto há a necessidade de uma preparação prévia e o acompanhamento das medições através de um operador. Aparentemente simples, a utilização de uma caixa terminal na lateral do transformador certamente trará num primeiro momento algum desconforto às concessionárias, visto que será uma mudança de concepção no uso dos *taps* das buchas de alta tensão. A partir desta caixa, não só os ensaios de resposta em frequência poderão ser realizados a qualquer tempo, mas também medições do nível de descargas parciais, medição dos valores de transitórios eletromagnéticos que alcançam o transformador quando de manobras no interior da subestação, etc.,

Num passo adiante, todo o sistema de medição será desassistido, isto é, não haverá ninguém para ativá-lo, sendo capaz de se autoativar algumas vezes ao dia, aplicando sinais através dos *taps* das buchas e fazendo medições nos *taps* correspondentes e vice-versa. Após o tratamento adequado dos sinais medidos, as

funções de transferência entre os vários enrolamentos são obtidas, comparadas com padrões originados de medições prévias, avaliadas e se alguma tolerância for ultrapassada será emitido um diagnóstico informando o possível tipo de defeito e seu grau de criticidade.

8.2.1 Método Convencional

O método convencional necessita que o transformador esteja desenergizado e desconectado do sistema em que está operando, pois os sinais de medição são aplicados e medidos em seus terminais, conforme Figura 8.1. Na situação atual de operação do sistema elétrico, esta é uma operação cara e muitas vezes inviável do ponto de vista de confiabilidade, fazendo com que algumas empresas declinem da aplicação desta técnica.

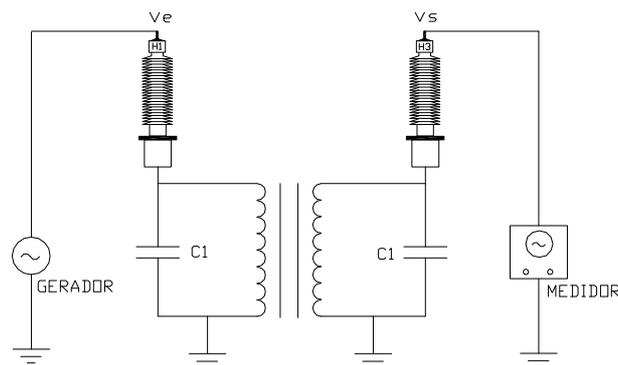


Figura 8.1 – Configuração do ensaio de resposta em frequência pelo método convencional.

8.2.2 Ensaio Entre Terminais Energizados

A idéia neste caso é viabilizar o teste tradicional com o equipamento energizado. Para tal, o gerador de sinais deverá ser capaz de operar num terminal sob potencial, injetando, quando necessário, sinais de tensão que deverão ser transferidos ao enrolamento correspondente. Este esquema teria as seguintes implicações:

- É necessário um gerador por enrolamento;

-Os geradores de sinais devem ser construídos e compatibilizados eletromagneticamente para trabalhar sob potencial;

-A montagem de instrumentos nas buchas é uma interferência no transformador, negativa do ponto de vista de confiabilidade;

-O custo de implementação é alto.

8.2.3 Ensaios entre Terminais Energizados e Terminal de Neutro

A idéia é semelhante a anterior, porém as funções de transferência são obtidas entre a tensão aplicada a um dos terminais de enrolamento e a corrente que flui pelo neutro, consequência desta tensão aplicada.

As implicações negativas são as mesmas mostradas para o esquema anterior, somando-se o fato de que as correntes de desequilíbrio que fluem pelo neutro tornam-se uma fonte de ruído, havendo necessidade de uma isolação galvânica.

8.2.4 Ensaios Entre *Taps* das Buchas

O método proposto consiste em realizar este ensaio sem a necessidade de desenergização e desconexão do transformador do sistema. A idéia consiste em aplicar e monitorar sinais nos *taps* capacitivos das buchas dos transformadores. Aplica-se o sinal no *tap* capacitivo da bucha de um dos enrolamentos do transformador e através da transferência deste sinal monitora-se o *tap* capacitivo da bucha de um outro enrolamento do transformador, conforme mostrado na Figura 8.2. Este processo é repetido até que todas as combinações entre enrolamentos correspondentes sejam satisfeitas.

A princípio devido a mudanças nas características elétricas do circuito de medição as curvas de resposta em frequência obtidas carregam a influência das capacitâncias das buchas, porém, ensaios realizados no laboratório mostraram que

estas mudanças não são muito significativas e, além disso, os resultados encontrados a partir dos ensaios com o transformador energizado passariam a ser a nova assinatura do equipamento analisado, servindo assim como base para futuras análises.

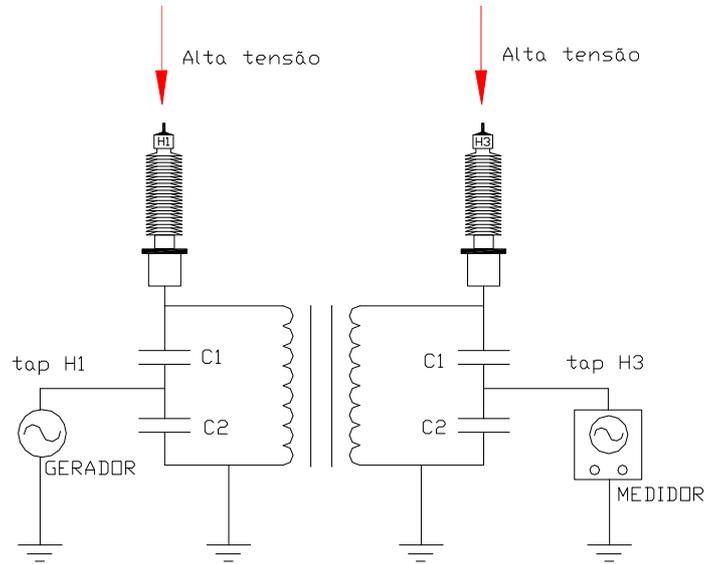


Figura 8.2 – Configuração do ensaio de resposta em freqüência pelo método proposto.

Com este sistema é possível a obtenção das funções de transferência entre enrolamentos correspondentes. Normalmente, para equipamentos de potência expressiva, exceto para o enrolamento terciário, todas as buchas terminais dos enrolamentos têm *taps* capacitivos. O terciário normalmente trabalha com tensão de 13,8 kV, sendo possível uma solução de baixo custo que substitua o *tap* desta bucha (p.ex. divisor de tensão). A seguir é feita uma demonstração matemática desta idéia, originalmente utilizada para localização de fontes de descargas parciais em experimentos com transformadores (AKBARI,2002).

Sejam as seguintes funções de transferências:

$$FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0) = \frac{FFT_{\text{sinal}}X(t)}{FFT_{\text{sinal}}H(t)} \quad (8.1)$$

onde, $FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0)$ = Função de transferência entre enrolamentos de baixa e alta tensão e FFT = transformada rápida de Fourier.

$$FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0) = \frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_X(t)}{FFT_{\text{sinal}}X(t)}, \text{ ou que,}$$

$$FFT_{\text{sinal}}X(t) = \frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_X(t)}{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0)} \quad (8.2)$$

onde, $FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0)$ = Função de transferência da bucha de baixa tensão.

Substituindo (8.2) em (8.1) tem-se:

$$FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0) = \frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_X(t)}{FFT_{\text{sinal}}H(t) \times FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0)} \quad (8.3)$$

Analogamente tem-se que:

$$FT(X_1 - X_0 \Rightarrow H_1 - H_0) = \frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_H(t)}{FFT_{\text{sinal}}X(t) \times FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0)} \quad (8.4)$$

Seja a relação:

$$\frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0)}{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow H_1 - H_0)} = \frac{\frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_X(t)}{FFT_{\text{sinal}}H(t) \times FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0)}}{\frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_H(t)}{FFT_{\text{sinal}}X(t) \times FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0)}} \quad (8.5)$$

Rearranjando os termos tem-se:

$$\frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0)}{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow H_1 - H_0)} = \frac{FFT_{\text{sinal}}X(t) \times FFT_{\text{sinal}}TAP_X(t)}{FFT_{\text{sinal}}H(t) \times FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0)} \times \frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0)}{FFT_{\text{sinal}}TAP_H(t)}$$

$$\frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0)}{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow H_1 - H_0)} = \frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0)}{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0)} \times \frac{FFT_{\text{sinal}}TAP_X(t)}{FFT_{\text{sinal}}TAP_H(t)} \times \frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0)}{FFT_{\text{sinal}}TAP_H(t)}$$

Finalmente tem-se que:

$$FT(X_1 - X_0 \Rightarrow H_1 - H_0) = \frac{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0) \text{ FFTsinal}TAP_H(t)}{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0) \text{ FFTsinal}TAP_X(t)} \quad (8.6)$$

e por analogia tem-se que:

$$FT(H_1 - H_0 \Rightarrow X_1 - X_0) = \frac{FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0) \text{ FFTsinal}TAP_X(t)}{FT(X_1 - X_0 \Rightarrow TAP_X - X_0) \text{ FFTsinal}TAP_H(t)} \quad (8.7)$$

onde,

$FT(H_1 - H_0 \Rightarrow TAP_H - H_0)$ = Função de transferência da bucha de alta tensão

Portanto a realização do ensaio de resposta em freqüência através dos *taps* das buchas capacitivas é idêntico àquele realizado através dos terminais das buchas, a menos da inserção das funções de transferência de cada uma das buchas de alta tensão envolvidas.

8.3 Investigações Iniciais

Algumas experiências iniciais necessitaram ser realizadas de modo a verificar as dificuldades inerentes à viabilização da idéia; assim sendo, utilizou-se um transformador de laboratório com as seguintes características: 200 kVA, tensões de 100/100/13.8 kV, e disponibilidade de *taps* capacitivos em cada uma das buchas de alta tensão. Os enrolamentos de 100 kV (H₁-H₂ e H₃-H₄) podem ser ligados em série possibilitando até 200 kV (H₂ e H₃ conectados).

Esquemas dos terminais e dos *taps* das buchas são mostrados na Figura 8.3 e a foto na Figura 8.4.

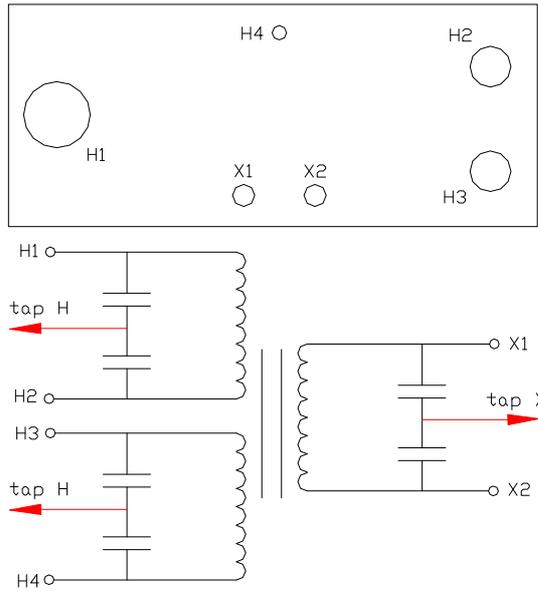


Figura 8.3 – Diagrama da fonte Zilmer 100/100/13.8 kV.



Figura 8.4 – Fonte Zilmer 100/100/13.8 kV.

Para este equipamento, na Figura 8.5 é mostrada a comparação entre duas funções de transferência, uma obtida entre enrolamentos correspondentes e outra obtida via *taps* capacitivos. A “defasagem” em frequência entre as duas funções é atribuída ao quociente entre as duas funções de transferência entre buchas.

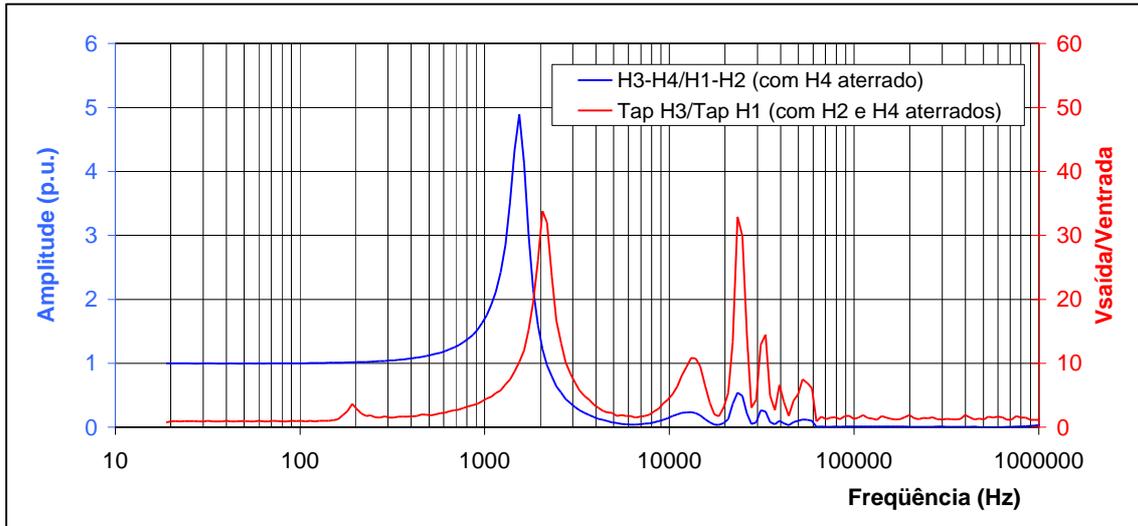


Figura 8.5 – Funções de transferência obtidas entre enrolamentos via terminais e via *taps* capacitivos das buchas.

8.4 – Implementação do Método “On-line”

Para obtenção da resposta em frequência de um transformador energizado, tem-se que encontrar uma forma de aplicar os sinais no equipamento sem que suas tensões normais de operação interfiram na medição, causem danos nos equipamentos utilizados na medição e exponham a riscos vidas humanas. Em condições normais de operação, o *tap* capacitivo de uma bucha de transformador encontra-se curto-circuitado, visto que faz parte de um divisor capacitivo, e haveria um valor de tensão neste ponto. Como os valores de capacitâncias das buchas variam muito entre fabricantes e modelos, os valores das tensões nestes divisores podem variar em torno de 20% a 50% da tensão nominal do terminal das mesmas. Portanto é necessário, através de componentes secundários, compatibilizar a amplitude dos sinais obtidos nos *taps* das buchas do equipamento.

Baseado nisto, desenvolveu-se um método que consiste em colocar filtros na entrada e saída dos *taps* capacitivos com a finalidade de reduzir todo e qualquer nível de sinal em 60Hz para que o mesmo não interfira no sinal de medição e esteja adequado aos níveis de segurança pessoal e da instrumentação.

Devido ao interesse em eliminar sinais com frequência em 60Hz, foi feita uma análise em um banco de dados de resposta em frequência de transformadores comerciais. Foi possível observar que não aparecem ressonâncias importantes em frequências abaixo de 1kHz e também acima de 3MHz. Com base nesta informação optou-se por uma varredura do espectro de frequências na faixa de 1kHz a 3MHz, pois desta forma tem-se como construir filtros capazes de bloquear os sinais em 60Hz e permitir que sinais da nova faixa selecionada possam descrever as ressonâncias naturais do transformador analisado.

Como o novo circuito de medição interno do transformador foi modificado, devido a introdução do capacitor C_1 (capacitância principal) da bucha, em série com o enrolamento primário e secundário do mesmo, esta impedância faz com que os níveis de sinais medidos no *tap* do secundário, sejam menores que pelo método convencional. Portanto foi necessária a construção de um amplificador de sinais, no mercado encontram-se geradores de sinais com tensão de saída máxima de 10Vpp, o que levou a construção de um amplificador de potência de banda larga de tal forma a fornecer 50vpp de saída na faixa de frequência de 1KHz a 3 MHz. Na Figura 8.6 mostra-se um esquemático do circuito de aplicação e medição dos sinais de interesse.

8.4.1 – Condicionamento do Sinal Aplicado

Conforme mencionado anteriormente, não se pode aplicar o sinal de um gerador de funções diretamente nos *taps* capacitivos das buchas de um transformador, estando os mesmos energizados. Para solucionar o problema optou-se pela utilização de um dispositivo que reduzisse os níveis de tensão em 60Hz a valores mínimos comparados ao nível de sinal de saída do gerador (para que não cause dano ao equipamento).

A solução utilizada foi introduzir um indutor (L1) em paralelo com a capacitância secundária da bucha (C_2) que apresenta uma reatância indutiva de 6

ohms em 60Hz, fazendo com que a tensão no *tap* da bucha em 60 Hz fique em torno de 250mVpp contra 50Vpp do sinal de saída do gerador.

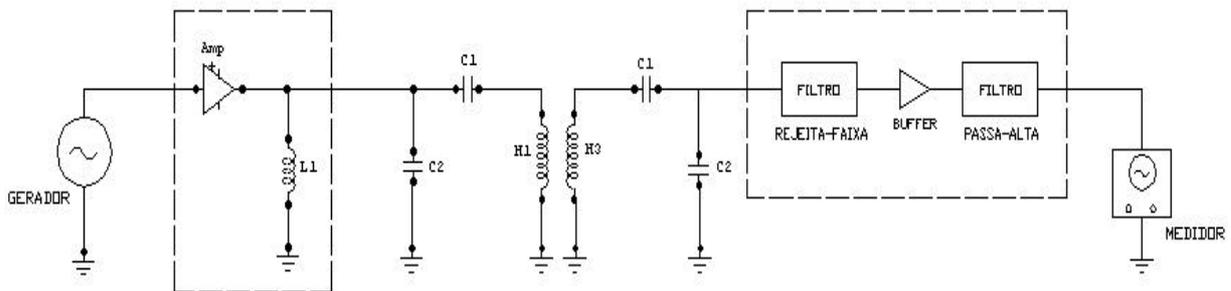


Figura 8.6 – Sistema para o condicionamento do sinal gerado e medido.

8.4.2 – Condicionamento do Sinal Medido

Esta parte do circuito é bem mais crítica, pois se necessita atenuar um sinal em 60Hz preservando o sinal de medição adicionado ao mesmo e sem causar danos ao circuito de medição.

A condição mais crítica deste circuito é que a impedância de saída do *tap* capacitivo da bucha é muito alta e com isto, qualquer carga adicionada ao mesmo, atenua substancialmente tanto a tensão em 60Hz como o sinal de medição.

Outra condição que precisa ser satisfeita é o condicionamento do nível do sinal de tensão em 60Hz para valores que não excedam a tensão máxima permitida de isolamento do conector do *tap* da bucha, caso contrário corre-se o risco de ocorrência de descargas no conector.

O terceiro condicionante é que devido ao valor da impedância deste circuito ter a necessidade de ser elevada, tem-se que dimensionar este valor de forma que a impedância escolhida acarrete uma diferença de potencial aplicada ao filtro adequada, de modo que a potência dissipada nos componentes resistivos do circuito não danifique os mesmos.

A partir de uma análise experimental, selecionou-se alguns valores de impedância de carga no *tap* da bucha representando a impedância do circuito condicionador, avaliou-se a resposta em frequência do transformador de forma a encontrar a melhor condição de impedância que venha a respeitar as três condições acima.

A Figura 8.7 abaixo mostra o resultado do ensaio no transformador com a atenuação das ressonâncias de acordo com a impedância aplicada ao mesmo:

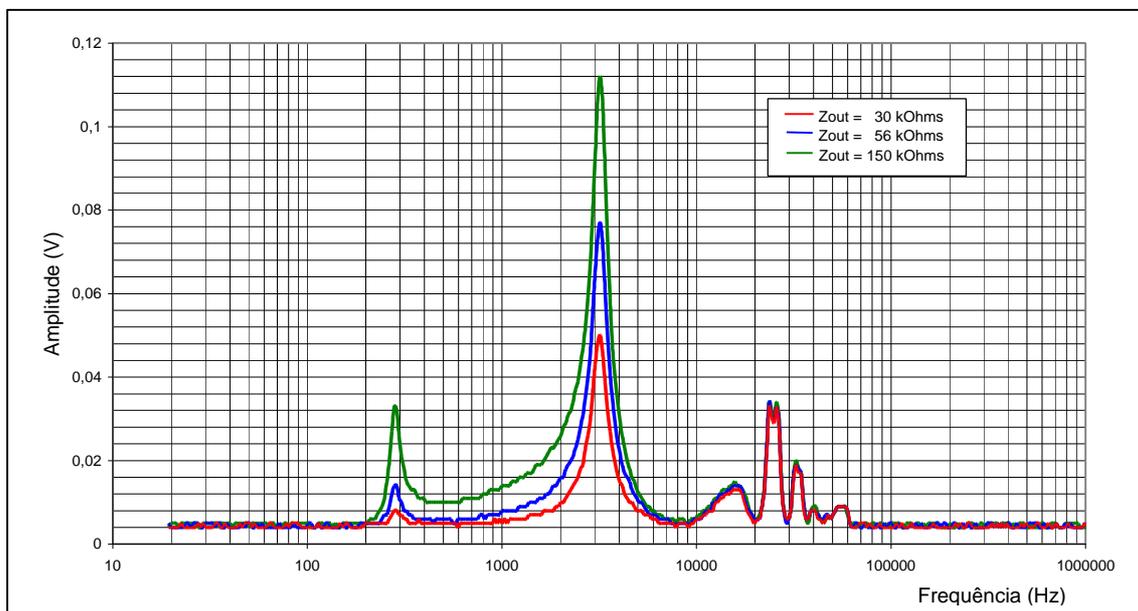


Figura 8.7 – Comparação da Resposta em Frequência com diferentes valores de impedância de saída.

Considerando-se as exigências do circuito descritas acima, optou-se por dimensioná-lo de forma que o mesmo apresente uma impedância com um valor necessário para que os valores das tensões no *tap* da bucha fique entre 100V e 400V. Este valor depende da capacitância C_1 , cujo valor por sua vez depende do tipo de bucha utilizado. A adoção de valor adequado limita a potência dissipada nos componentes resistivos do circuito condicionador de sinais, a valores suficientemente condizentes com os valores de potência encontrados em resistores de valor comercial.

A primeira etapa do circuito de medição consiste em um filtro passa-baixas associado a um filtro passa-altas de forma a construir um filtro rejeita-faixa sintonizado para rejeitar componente de tensão com frequência de 60 Hz. A eficiência deste filtro depende dos valores dos componentes podendo atenuar o sinal de entrada em até 40.000 vezes.

Sendo este estágio do circuito um filtro de impedância elevada, há a necessidade de desacoplamento entre o mesmo e o próximo estágio, pois não é aconselhável utilizar circuitos de alta impedância em circuitos de medição em ambientes muito ruidosos como é o caso, pois quanto maior a impedância mais susceptível a ruídos o circuito em questão. Portanto, para desacoplá-lo do próximo estágio um amplificador operacional configurado como um “buffer” foi utilizado. A Figura 8.8 mostra como um amplificador operacional pode ser configurado como um “buffer”.

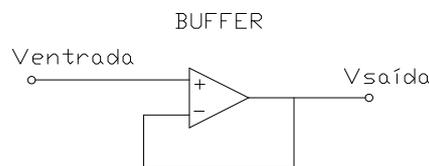


Figura 8.8 – Representação de um “buffer” feito a partir de um amplificador operacional.

Como a relação entre o sinal medido e o ruído do sistema (no caso devido a tensão de operação do transformador em 60Hz) é muito elevada, o estágio do filtro citado acima não é suficiente para atenuar o ruído de 60Hz a níveis que permita discretizar o sinal de medição que chega no *tap* da bucha do enrolamento secundário. Portanto tem-se a necessidade de se introduzir mais um estágio de filtragem no sistema.

Diferentemente da etapa anterior em que o estágio de filtragem foi constituído apenas de elementos resistivos e capacitivos, pois se lidava com impedância elevada, neste estágio está-se lidando com impedâncias baixas, e pode-se construir um filtro de ordem elevada utilizando-se indutores. No estágio anterior a aplicação desta solução não foi possível visto que os valores de indutâncias seriam muito elevados, o que tornaria inviável a utilização de indutores pelo custo e pelas capacitâncias parasitas entre espiras, as quais, introduziriam falsas ressonâncias na medição de resposta em frequência do transformador. Com a utilização do “buffer” pode-se utilizar um filtro de ordem elevada utilizando elementos capacitivos e indutivos.

Portanto, construiu-se um filtro passa-altas dimensionado para ter uma impedância baixa, com frequência de corte de 1KHz e, como já citado anteriormente, uma ordem elevada de modo a garantir uma atenuação de 100dB por década. Na saída do filtro passa-altas o sinal já está pronto para ser adquirido pelo digitalizador.

Na Figura 8.9 mostra-se um arranjo de ensaio com todo o equipamento instalado para medição com esta técnica.

Na Figura 8.10 são mostrados resultados de medição da resposta em frequência para o transformador Zilmer 100/100/13,8 kV, utilizando-se os *taps* das buchas como pontos de medição do ensaio. Para a realização da medição foi aplicada uma tensão no enrolamento de baixa tensão do transformador utilizando um regulador de tensão. Foram monitoradas e medidas as tensões em H_1 e H_3 até atingir uma tensão de 30kV em H_1 ; este limite foi respeitado devido ao limite do divisor de tensão que foi utilizado no auxílio do monitoramento da tensão em H_1 durante a medição.



Figura 8.9 – Arranjo para teste do sistema de medição em equipamento energizado.

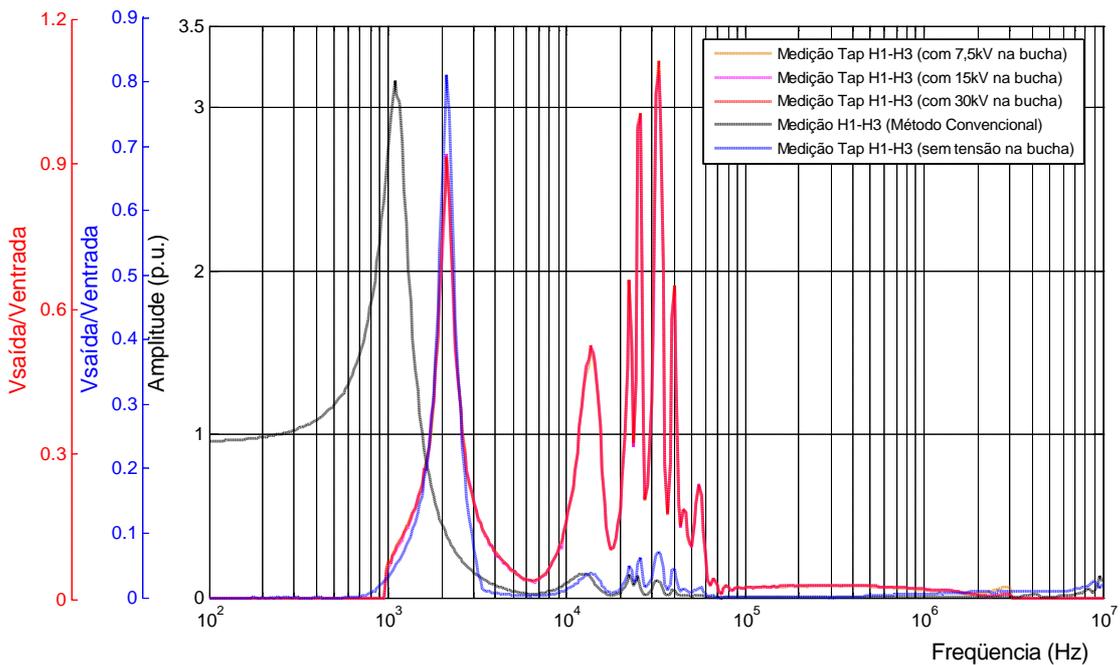


Figura 8.10 – Resposta em Frequência para transformador energizado.

Analisando a Figura 8.10 observa-se que todas as ressonâncias e atenuações das curvas com o transformador energizado correspondem, nas mesmas frequências, às ressonâncias e atenuações da curva com o transformador desenergizado exceto a ressonância que aparece próximo de 2,0 kHz, apesar de aparecer em todas as curvas

nesta mesma frequência, esta ressonância encontra-se atenuada se comparada à curva do transformador desenergizado. Esta atenuação está relacionada ao filtro analógico utilizado nas medições. Os filtros utilizados nestas medições ainda não se encontram na região linear da curva e como consequência há uma distorção da curva fazendo com que próximo à frequência de 2,0 kHz a curva sofra distorções, que neste caso foi uma atenuação de acordo com o que é observado nas curvas contidas na Figura 8.10. Na Figura 8.11 é mostrada a resposta em frequência dos filtros analógicos utilizados.

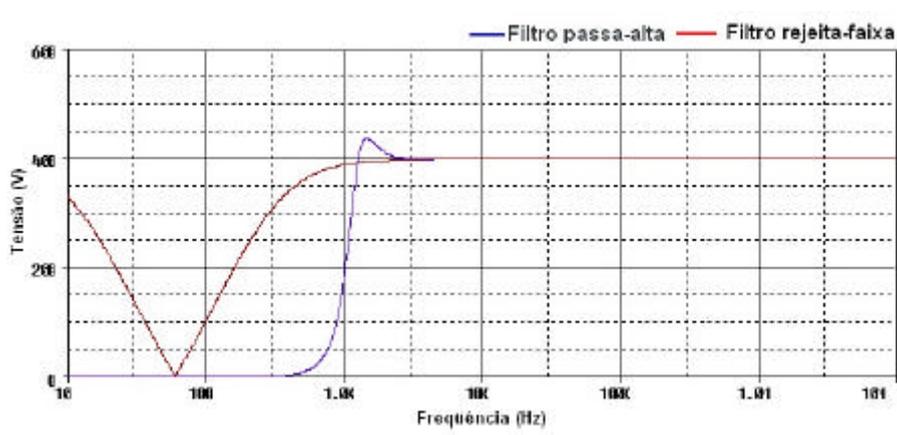


Figura 8.11 – Resposta em Frequência dos filtros utilizados na medição.

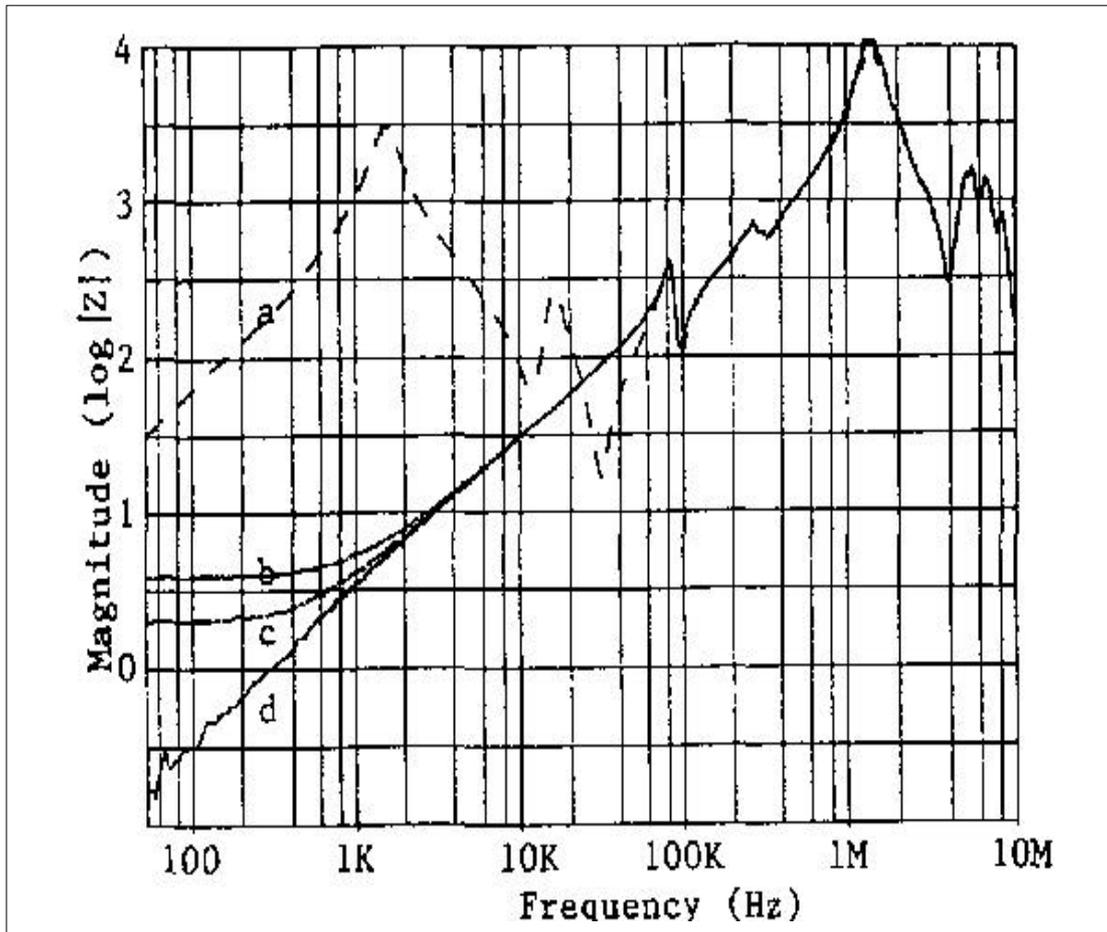
Durante a fase de validação da medição (mostrada no próximo capítulo), sendo identificada alguma interferência devido a transitórios gerados no sistema elétrico, a medição é imediatamente refeita.

Não foi realizado estudo para avaliação e a devida proteção do sistema de medição contra transitórios gerados pelo sistema elétrico.

8.4.3 Efeito da Carga do Transformador na Resposta em Frequência

Todos os testes para obtenção da resposta em frequência ou da impedância terminal utilizados neste trabalho foram realizados considerando o transformador em vazio, que é um caso particular para um equipamento em operação num sistema. Em

(SOYSAL, 1991) constam várias experiências com um transformador de 75 kVA, 4160/208 V; numa delas são realizadas medições de impedância terminal desde circuito aberto, passando por cargas resistivas (metade e plena), até um curto-circuito, conforme é mostrado na Figura 8.12.



- a - Em vazio
- b - Meia carga
- c - Plena carga
- d - Curto-circuito

Figura 8.12 – Impedâncias terminais com cargas resistivas (SOYSAL, 1991)

Uma estimativa da resposta considerando a carga no secundário do transformador pode ser obtida através da representação por quadripolo (HEWLETT PACKARD, 1989); conforme explicado a seguir com base na Figura 8.13.

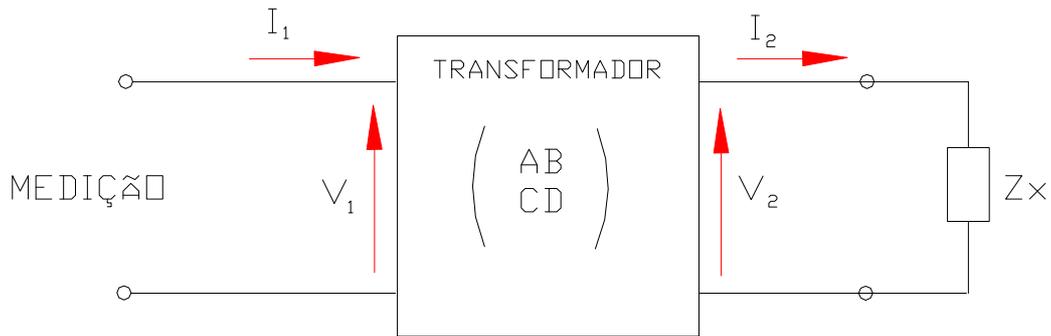


Figura 8.13 – Transformador representado por um quadripolo.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} AV_2 + BI_2 \\ CV_2 + DI_2 \end{pmatrix} \quad (8.8)$$

A impedância medida vista do primário pode ser representada por:

$$Z = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} \quad (8.9)$$

Quando os terminais secundários encontram-se abertos $I_2=0$ e tem-se:

$$Z_{ca} = \frac{A}{C} \quad (8.10)$$

Quando os terminais secundários encontram-se em curto-circuito $V_2=0$ e tem-se:

$$Z_{cc} = \frac{B}{D} \quad (8.11)$$

Considerando que o transformador é uma máquina de comportamento bilateral, os parâmetros A e D do quadripolo podem ser considerados iguais.

A carga no secundário do transformador pode ser representada como uma impedância:

$$Z_x = \frac{V_2}{I_2} \quad (8.12)$$

O valor de Z_x medido pelo primário do transformador, considerando as equações (8.9) a (8.12) pode ser escrito como:

$$Z_{xm} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 + BI_2}{CV_2 + DI_2} = \frac{A \frac{V_2}{I_2} + B}{C \frac{V_2}{I_2} + D} = \frac{AZ_x + B}{CZ_x + D} \quad (8.13)$$

Utilizando as equações (8.10) e (8.11) os parâmetros A e B são eliminados, e utilizando-se a equação (8.10) com A=D, eliminam-se os parâmetros C e D e a equação (8.13) se torna:

$$Z_{xm} = \frac{Z_{cc} + Z_x}{Z_{ca} + Z_x} = \frac{Z_{cc} + Z_x}{1 + \frac{Z_x}{Z_{ca}}} \quad (8.14)$$

Conhecendo-se previamente os valores das impedâncias vistas pelo primário estando o secundário em curto-circuito ou em circuito aberto, para uma dada condição de Z_x é possível estimar a curva de impedância vista pelo primário para esta nova condição.

8.5 Instrumentação

Ao se observar o segmento de instrumentação nestas últimas décadas não é difícil identificar o advento da instrumentação voltada a aquisição de dados em equipamentos instalados no campo, principalmente aqueles que utilizam os PCs para automatizar sistemas de ensaios ou testes em plantas de produção. Estes avanços vão desde os conceitos básicos de projetos de automação e instrumentação até a disponibilização de dados pertinentes aos equipamentos de interesse.

A maioria dos instrumentos disponíveis no mercado, mostrados no Capítulo 3, não se aplicam a medição de resposta em frequência e sim a medição de impedância terminal. Recentemente alguns fabricantes de instrumentos estão realizando algumas alterações que possibilitarão a medição de resposta em frequência. Esta situação aliada ao custo muito alto dos instrumentos, alguns chegando a faixa de US\$ 100,000 (cem mil dólares americanos), despertou a possibilidade da construção de um instrumento utilizando plataformas comerciais.

Neste trabalho toda a parte de controle para aplicação e medição de sinais é realizada por um equipamento construído com este propósito, utilizando o ambiente de programação e controle Labview™.

8.5.1 Instrumentação Autônoma

Desde sua concepção em 1975, mais de 10 milhões de instrumentos foram disponibilizados ao mercado com a interface GPIB (General Purpose Interface Bus), consolidando-se graças ao seu alto índice de confiabilidade e compatibilidade e destacando-se em relação a seus concorrentes.

Diante desse fato, todos os sistemas desenvolvidos e suas melhorias são realizados de maneira que sejam compatíveis com as tecnologias atuais e benéficas aos usuários de instrumentos com interface GPIB. A Figura 8.14 mostra a evolução de

todas as tecnologias de interface utilizadas para a instrumentação nos últimos trinta anos e seus grandes marcos.

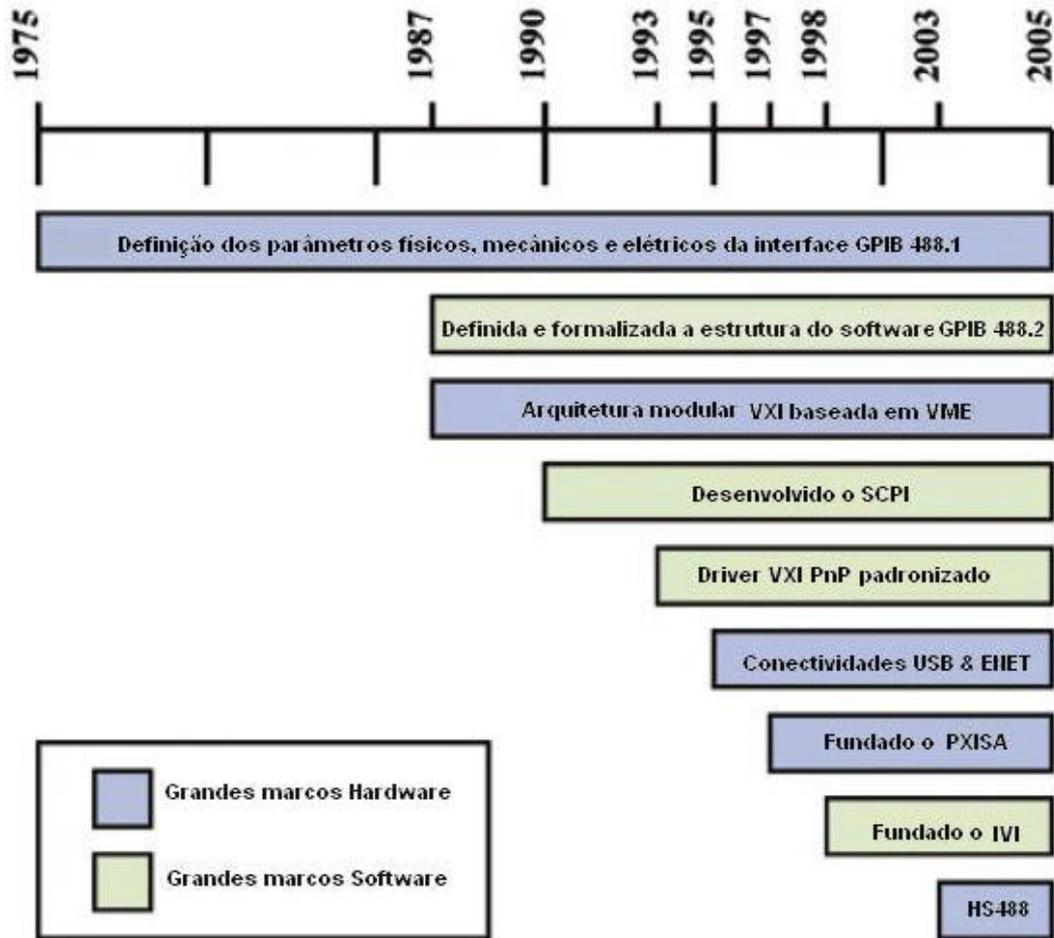


Figura 8.14 – Evolução das tecnologias de interface utilizadas para a instrumentação nos últimos trinta anos e seus grandes marcos (NATIONAL INSTRUMENTS, 2005).

8.5.2 Instrumentação Modular

Em instrumentos modulares as principais tecnologias são: o VXI (VMEbus eXtensions for instrumentation) que é uma evolução do VME (Versa Module Eurocard) e o PXI (PCI eXtensions for instrumentation) que é uma evolução do PCI e CompactPCI, sendo que dentre estas duas tecnologias o PXI surge como a tecnologia mais promissora.

8.5.2.1 VXI (*VMEbus eXtensions for instrumentation*)

Introduzida no mercado em 1987 pela VXI Consortium, esta tecnologia é utilizada como uma plataforma para sistemas de instrumentação nos mais diversos segmentos industriais que vão desde aplicações em indústrias automobilísticas até empresas de telecomunicações, em testes e medições – incluindo aplicações com instrumentos portáteis no campo, sistemas de testes convencionais e ATE (Automated Test Equipment) – para as aplicações de aquisição de dados de alto desempenho e automação industrial. A Figura 8.15 mostra alguns componentes do sistema VXI.

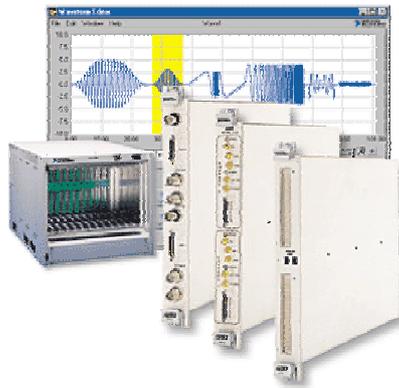


Figura 8.15 – Sistema VXI.

8.5.2.2 PXI (*Peripheral Component Interconnect*)

O padrão de instrumentação modular PXI é uma evolução do PCI (Peripheral Component Interconnect) e CompactPCI, introduzido no mercado em 1998, com o propósito de integrar alto desempenho com um baixo custo de implementação, além ser um padrão aberto industrial tentando atender a crescente demanda de sistemas de instrumentação.

Assim como a instrumentação VXI, o sistema PXI é compreendido por três componentes básicos – “Chassis”, Sistema de controle e Módulos periféricos, conforme mostrado na Figura 8.16.



Figura 8.16 – Sistema PXI.

Os “chassis” geralmente são oferecidos em tamanhos que comportam de 4 a 8 “slots”, disponibilizados com características particulares como, por exemplo, fontes de alimentação em tensão contínua, módulos condicionadores de sinais, osciloscópios, geradores de sinais, etc. O “chassis” contém um barramento de alta performance (barramento PCI) e um barramento de sincronização e “triggering” conforme mostrado na Figura 8.17. Usando este barramento de sincronização e “triggering” os usuários podem desenvolver sistemas onde as aplicações requeiram uma sincronização precisa.

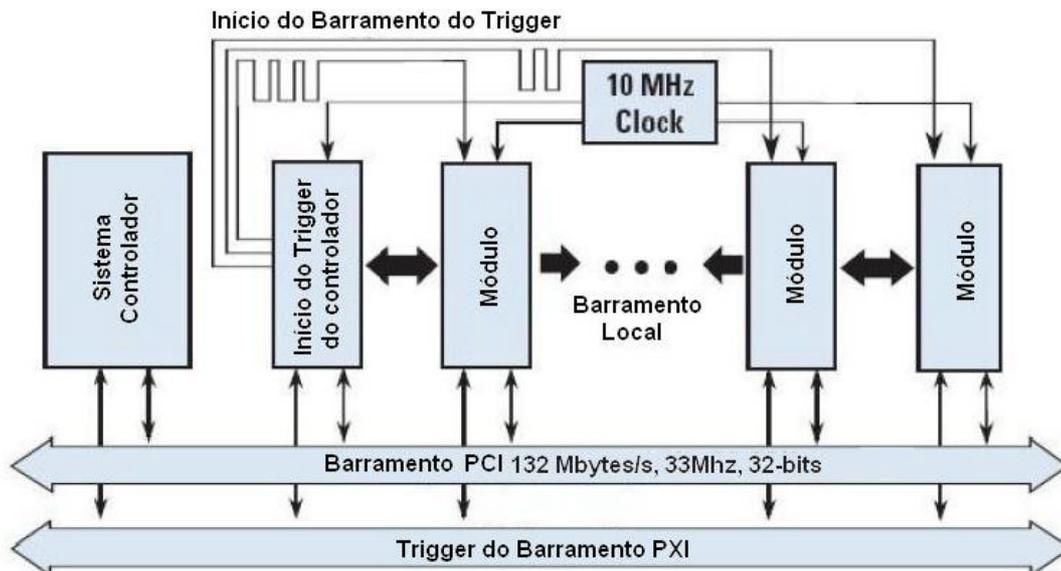


Figura 8.17 – Barramento do PXI (NATIONAL INSTRUMENTS, 2005).

8.5.3 Comparação entre Tecnologias

Na Tabela 8.1 encontra-se um resumo das características das principais plataformas disponíveis no mercado, sendo que o sistema PXI é capaz de interagir com os outros padrões, outras arquiteturas de instrumentação e tecnologias, podendo ser utilizado como o controlador principal para sistemas VXI, VME e GPIB.

Tabela 8.1 – Comparação das plataformas de instrumentação atuais.

	GPIB	VXI	Desktop PCs	PXI/CompactPCI
N.o de bits na transferência	8	8, 16, 32, 64	8, 16 (<i>ISA</i>) 8, 16, 32, 64 (<i>PCI</i>)	8, 16, 32, 64
Taxa de transferência (Mbytes/s)	1 ou 8 (<i>HS488</i>)	40 ou 80 (<i>VME64</i>)	1-2 (<i>ISA</i>) 132-264 (<i>PCI</i>)	132-264
"Timing" e sincronização	Nenhum	Definido	Proprietário	Definido
Produtos avaliados	> 10 milhões	> 1 milhão	> 10 milhões	> 700 mil
Tamanho	Grande	Médio	Pequeno-Médio	Pequeno-Médio
Padronização de softwares e estruturas	Drivers de Instrumentos	Definido o VXI plug-and-play	Nenhum	Definida Especificação PXI
Instrumentação modular	Não	Sim	Não	Sim
Proteção EMI	Opcional	Definida	Especificada em placa	Especificada em Módulo
Custo de todo o sistema	Alto	Médio-Alto	Baixo	Baixo-Médio

Na Figura 8.18 encontra-se uma foto do instrumento utilizado para apoio a este trabalho.



Figura 8.18 – Instrumento para medição de resposta em frequência.

8.6 – Resumo

Considerando as normas e regulamentos aplicados pelos agentes reguladores do Setor Elétrico e a necessidade de se monitorar transformadores focando principalmente defeitos oriundos de solicitações mecânicas, nesta parte do trabalho houve a implementação do método para obtenção da resposta em frequência a partir dos *taps* das buchas estando o equipamento energizado. O sistema também é capaz da medição da impedância terminal, bastando para isso que um transformador de corrente seja inserido no circuito.

As dificuldades para desenvolvimento deste sistema foram muitas, passando pelo desafio da construção de um amplificador com resposta plana para a faixa de 1kHz a 3 MHz e saída de 50 Vpp, até os filtros necessários ao condicionamento do sinal medido e eliminação da frequência de 60 Hz e seus harmônicos.

Após algumas tentativas o sistema de aplicação e medição de sinais senoidais foi testado com sucesso num transformador de 200 kVA, 100/100/13,8 kV, sem carga,

numa área sem imunidade a ruídos, provando que o sistema de medição com o transformador energizado é factível de ser implantado no campo.

Mostrou-se também que todo o conjunto das experiências foi montado numa plataforma única com vistas a um instrumento para realização das medições de resposta em frequência e possivelmente de impedância terminal, a partir de componentes adquiridos no mercado.

Capítulo 9

Avaliação e Diagnóstico

9.1 Introdução

Este capítulo utiliza alguns algoritmos aplicados na avaliação e diagnóstico de equipamentos, procurando-se através de três exemplos aplicar os conceitos e metodologias desenvolvidas nesta tese. Foram selecionados casos reais diagnosticados, relativos a acidentes de transporte.

Para o sistema desassistido, quando os limites arbitrados forem ultrapassados, a classificação do possível defeito será realizada com o auxílio de um conjunto de redes neurais.

9.2 Faixas de Interesse

Numa análise, principalmente, através das curvas de impedância é possível identificar dois aspectos relevantes: um relacionado à máxima impedância do espectro e sua frequência correspondente (normalmente entre 1-2 kHz) e outro relacionado ao valor mínimo da impedância e sua frequência correspondente, podendo ocorrer entre centenas de kHz a poucos MHz. Com o auxílio destas duas frequências e considerando as simulações no Capítulo 5, as experiências no Capítulo 6 e os padrões gerados no Capítulo 7, entende-se que o espectro de interesse pode ser dividido em pelo menos três regiões:

-Região de *Baixa Frequência* (até ~2 kHz), que será afetada por variações de fluxo residual, variações de resistências de aterramento do núcleo e alterações geométricas do núcleo;

-Região de *Média Freqüência* (~2 kHz a ~1 MHz) que será influenciada por defeitos relativos aos enrolamentos tais como: circuito aberto ou curto-circuito entre espiras, deformações ou deslocamentos entre enrolamentos;

-Região de *Alta Freqüência* (acima 1 MHz) afetada por problemas nas saídas dos enrolamentos (*leads*), conexões do circuito de medição (mau contato), mau contato em blindagens eletrostáticas.

Além das três regiões supracitadas, utiliza-se também uma avaliação quantitativa por década de freqüência e outra qualitativa por região.

9.3 Definição de Limites

As curvas de cada uma das funções de transferência (FT) medidas são inicialmente comparadas com as originais, verificando-se através de alguns métodos (KIM, 2005) a presença de alguma alteração significativa. Entende-se por alteração significativa aquela que ultrapassa um determinado limite, por exemplo, a tolerância de projeto, conforme (CHRISTIAN, 2004), obtida para um grupo de transformadores de mesmo projeto e família de fabricação. Para um sistema de avaliação em campo propõe-se um limite mais abrangente como:

Limite = tolerância de projeto + incerteza da medição + efeito da temperatura de operação + efeito da carga.

Uma vez estabelecido o limite obtém-se o valor mínimo de correlação (r_{\min}) e um valor máximo para o desvio espectral (σ_{\max}). Para avaliação utiliza-se uma composição dos parâmetros conforme mostrado na Tabela 9.1 a seguir:

Tabela 9.1 – Composição de parâmetros de avaliação

r	s	Situação
$> r_{\text{mín}}$	$< \sigma_{\text{máx}}$	Normal
$< r_{\text{mín}}$	$> \sigma_{\text{máx}}$	Defeito
$> r_{\text{mín}}$	$> \sigma_{\text{máx}}$	Defeito ^(*)

(*) – curvas comparadas são múltiplas entre si

É de se esperar que à medida que o equipamento envelheça as funções de transferência originais se modifiquem, sendo necessário de tempos em tempos uma calibração do sistema associada a alguma inspeção interna da unidade.

Se na fase de avaliação, para alguma das FTs, for encontrada alguma alteração significativa, isto é, acima do limite estabelecido, vai-se a outra rotina para identificação do tipo de defeito, caso contrário esta nova FT encontrada é adicionada ao banco de medições.

O objetivo é que todas as FTs medidas e validadas pelo sistema passem a fazer parte do cálculo de uma FT média, a qual com o tempo incorpore as eventuais pequenas alterações e acomodações dos enrolamentos.

9.4 Avaliação

A avaliação do transformador poderá ser realizada utilizando-se dados tanto da resposta em frequência quanto da impedância terminal, porém, conforme as experiências do Capítulo 6 e os padrões do Capítulo 7, aumenta-se a sensibilidade da análise, principalmente para equipamentos trifásicos, quando se utiliza as técnicas de modo complementar, isto é, a resposta em frequência para os enrolamentos de mais alta tensão e a impedância terminal para os demais enrolamentos.

As etapas relativas à avaliação e ao diagnóstico são mostradas com detalhes nos fluxogramas das Figuras 9.1 e 9.2.

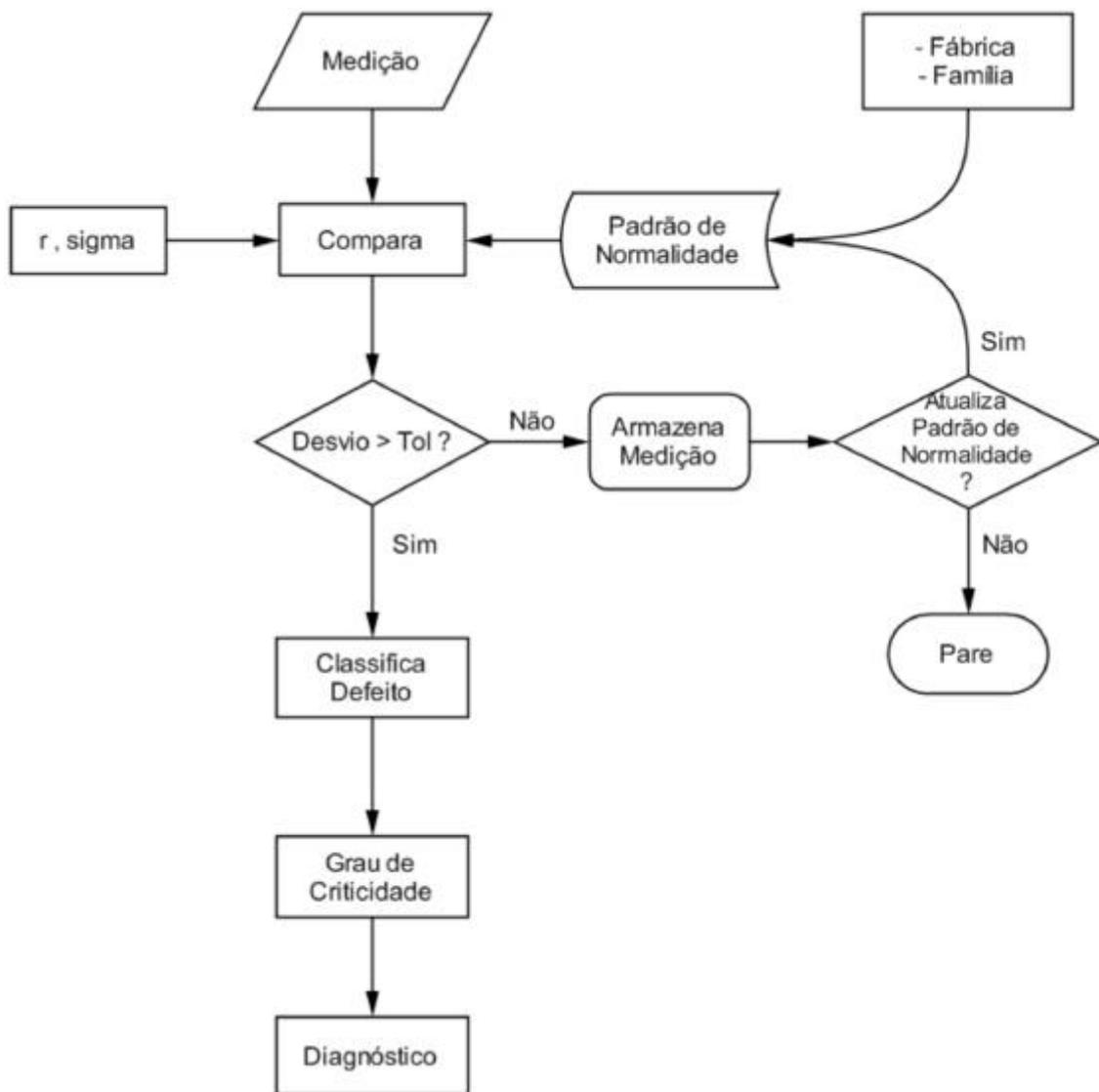


Figura 9.1 – Fluxograma para avaliação e diagnóstico.

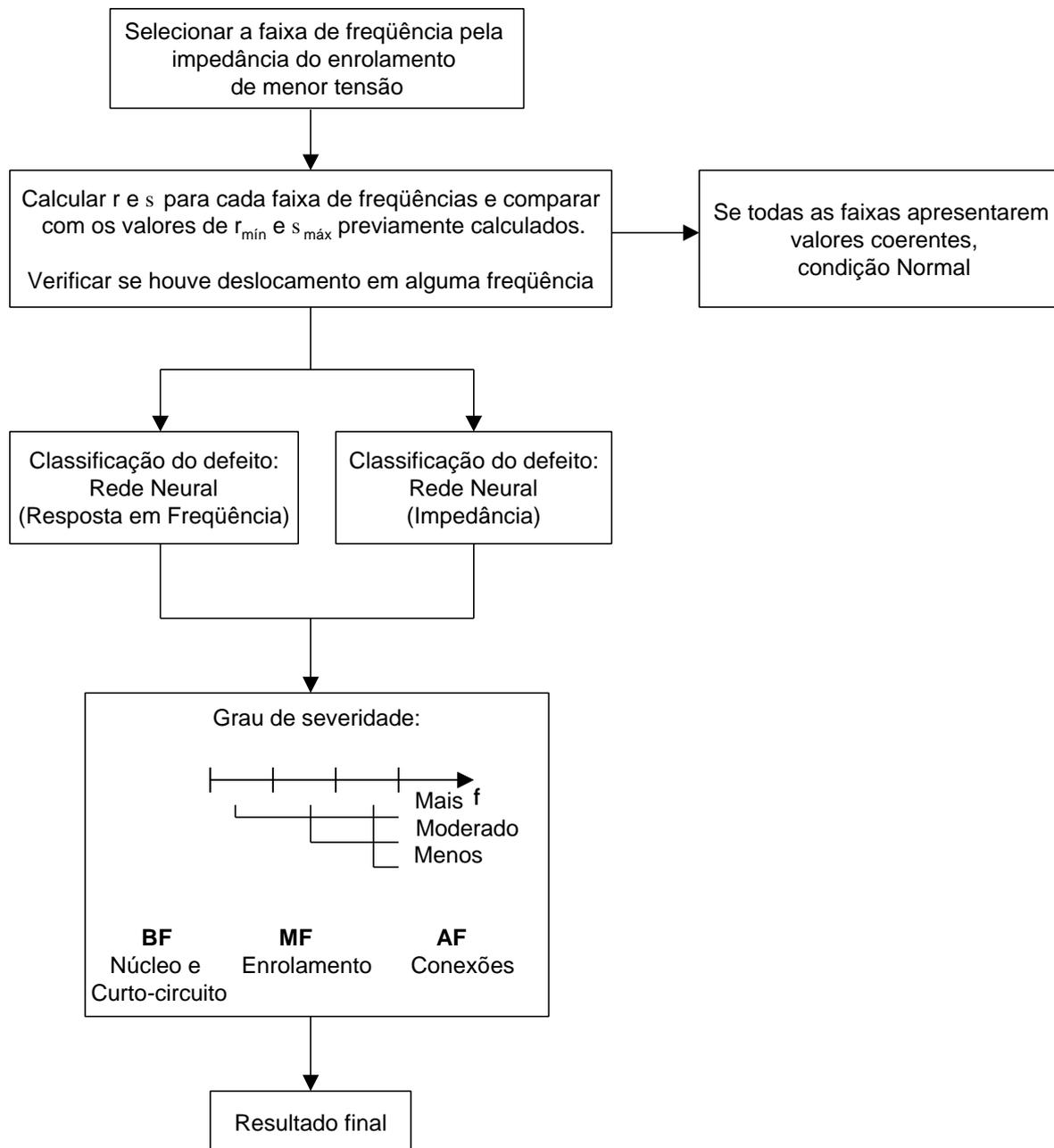


Figura 9.2 – Detalhe da etapa de diagnóstico.

9.5 Identificação do Defeito

Depois da viabilização e implantação do método num equipamento energizado, a identificação do defeito é a tarefa que mais tempo consumirá, sendo uma das partes críticas do trabalho. Para a maioria dos equipamentos medidos no Brasil e no mundo, dispõe-se das funções de transferência no estado normal dos equipamentos, não existindo, portanto, dados suficientes para alguma classificação de padrões típicos de defeitos.

Entretanto um técnico experiente, ao analisar as curvas relativas a FTs de um equipamento, pode identificar qualitativamente um ou outro problema (natureza indutiva, capacitiva, etc.), grosseiramente a região (qual enrolamento), porém, sem possibilidade de emitir algum parecer sobre o grau de severidade. Uma alternativa para se contornar esta situação seria a geração de padrões de defeitos a partir de modelagens, conforme estudado em (HERSZTERG, 2004).

De posse de um banco de curvas de defeitos típicos, a curva da FT alterada é apresentada a uma Rede Neural para que a mesma, utilizada como um classificador, melhor classifique o tipo de defeito. Dependendo da intensidade e do tipo de defeito uma mensagem (e-mail, Fax, etc.) pode ser enviada a algum órgão responsável na empresa pela manutenção/operação, ou mesmo pode ser ativado um alarme ao operador da subestação, caso esta seja assistida.

9.5.1 Classificador Neural

São propostas neste trabalho duas redes multicamadas (MLP) semelhantes, com oito neurônios de entrada, doze na camada escondida e três de saída. A primeira rede é treinada para analisar as curvas de impedância do enrolamento de baixa tensão, enquanto que a segunda rede analisa o espectro da resposta em frequência do enrolamento de alta tensão. A topologia das redes propostas é mostrada na Figura 9.3 abaixo.

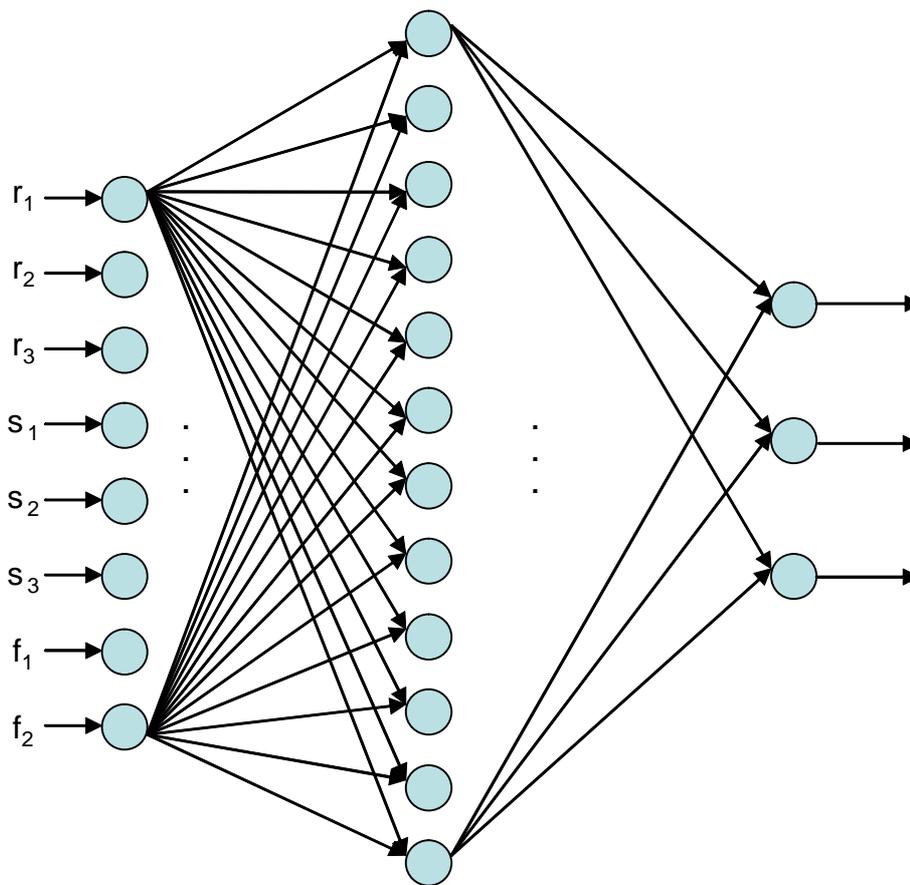


Figura 9.3 – Rede multicamadas.

Os resultados apresentados pelas duas redes neurais representarão os defeitos detectados por cada uma individualmente. Uma rotina com um conjunto de regras ou um sistema especialista (não abordado neste trabalho) será responsável por cruzar as informações obtidas e indicar um diagnóstico final.

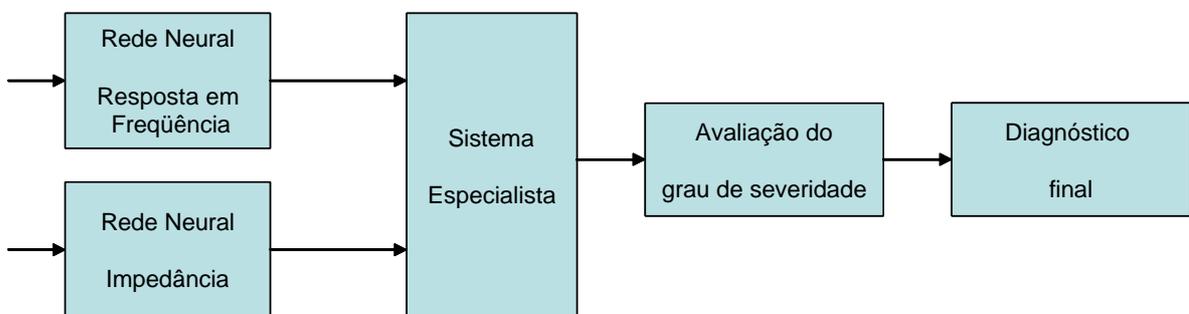


Figura 9.4 – Sistema de diagnóstico.

Nota-se que nesta etapa, os valores de r e s das faixas que se apresentarem abaixo de r_{\min} e acima de s_{\max} serão avaliados segundo os critérios de severidade de defeito. Para defeitos de origem geométrica, a norma chinesa pode ser utilizada como referência (COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA, 2004).

9.6 Exemplos de Avaliação e Diagnóstico

Para aplicação dos conceitos discutidos na seção anterior, selecionou-se três situações reais nas quais os equipamentos encontravam-se desligados, sendo que cada situação envolve pelo menos uma das faixas de frequências do espectro.

9.6.1 Deslocamento Geométrico de Enrolamentos

Para este exemplo foi selecionado um autotransformador, novo, monofásico de 224 MVA, 525/230-13,8 kV, que no transporte rodoviário entre a fábrica e a subestação da concessionária sofreu deslocamento em pelo menos um conjunto de enrolamentos. As respostas em frequência e impedâncias terminais medidas antes e depois do deslocamento são mostradas nas Figuras 9.5 a 9.8.

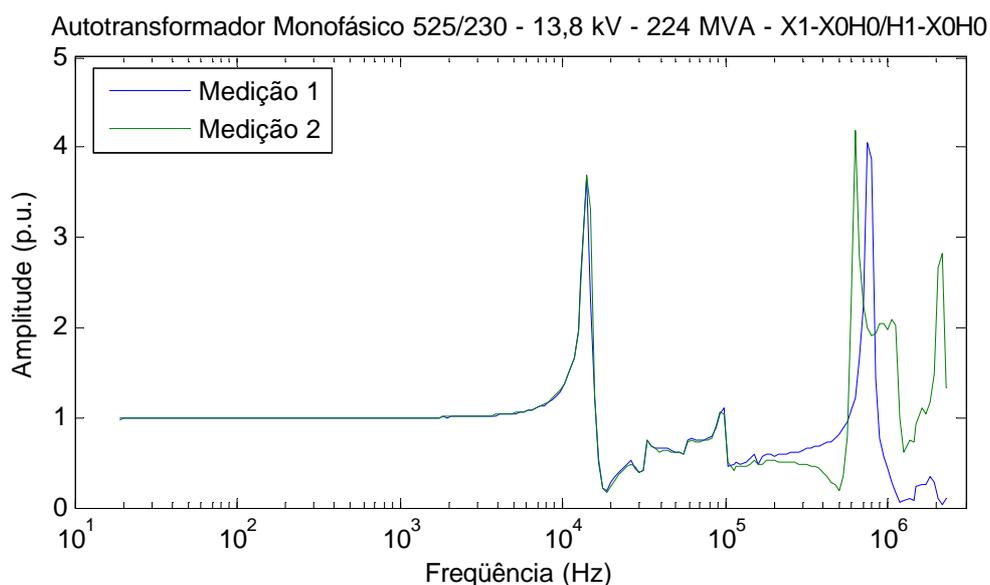


Figura 9.5 – Resposta em frequência medida no enrolamento de alta tensão.

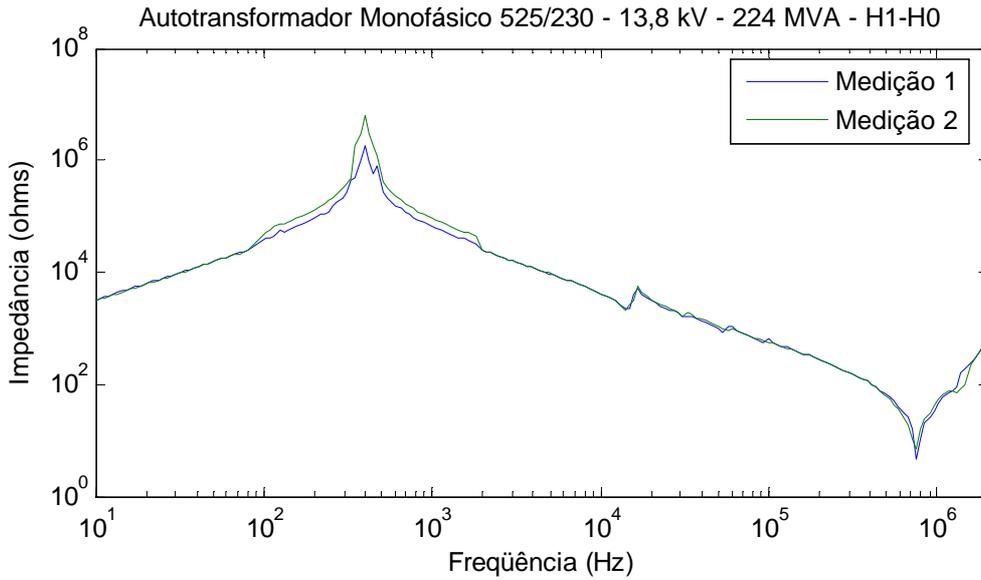


Figura 9.6 – Impedância terminal medida no enrolamento de alta tensão.

Tabela 9.2 – Correlações e desvios espectrais em enrolamento de AT (Caso 1)

Faixa de Frequência	Resp. Frequência		Impedância Terminal	
	r	S	r	S
10Hz – 100Hz	0,9999	0,0015	0,9999	0,0014
100Hz – 1kHz	1,0000	0,0011	1,0000	0,0012
1kHz – 10kHz	0,9999	0,0029	0,9999	0,0030
10kHz – 100kHz	0,9914	0,0326	0,9910	0,0334
100kHz – 1MHz	0,7867	0,2837	0,7985	0,2555
1MHz – 2MHz	0,7718	1,0685	0,8048	0,9299

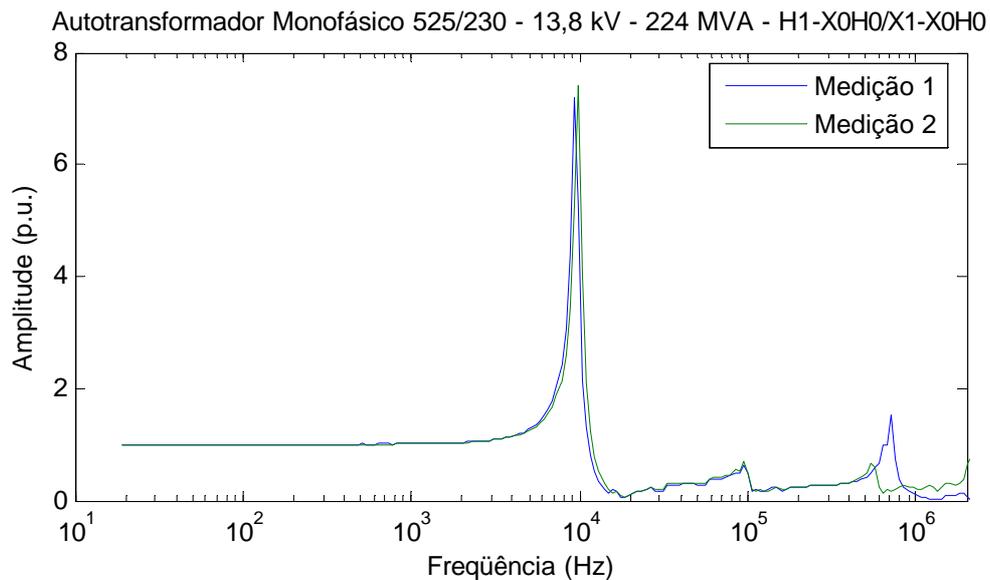


Figura 9.7 – Resposta em frequência medida no enrolamento de baixa tensão.

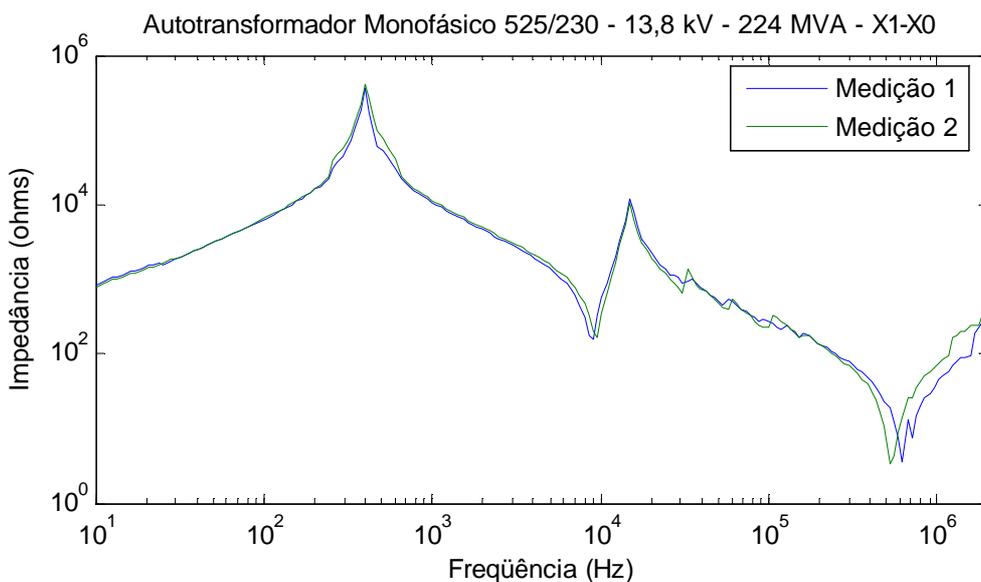


Figura 9.8 – Impedância terminal medida no enrolamento de baixa tensão.

Tabela 9.3 – Correlações e desvios espectrais em enrolamento de BT (Caso 1)

Faixa de Frequência	Resp. Frequência		Impedância Terminal	
	<i>r</i>	<i>s</i>	<i>r</i>	<i>s</i>
10Hz – 100Hz	1,0000	0,0010	1,0000	0,0009
100Hz – 1kHz	1,0000	0,0012	1,0000	0,0012
1kHz – 10kHz	0,9707	0,0293	0,9606	0,0432
10kHz – 100kHz	0,9758	0,1043	0,9810	0,0977
100kHz – 1MHz	0,7357	0,1748	0,7445	0,1633
1MHz – 2MHz	0,6853	0,9121	0,8296	0,7252

Os coeficientes relativos principalmente as faixas de 100kHz-1MHz e 1MHz-2MHz, mostrados nas Tabelas 9.2 e 9.3 e as Figuras 9.5 e 9.8 corroboram o diagnóstico, ressaltando que na Figura 9.5 a curva de resposta em frequência dá indicativo de variação de capacitância geométrica (deslocamento da frequência 750 kHz).

Devido a problemas de medição, na análise das curvas de impedância, deve-se desconsiderar as diferenças até aproximadamente 1 kHz.

9.6.2 Deslocamento de Conexão à Bucha

Para este exemplo selecionou-se um transformador elevador, novo, monofásico de 350 MVA, 20,5/500 kV, que no transporte marítimo entre a fábrica e a usina hidroelétrica da concessionária sofreu uma alteração geométrica na ligação entre enrolamento e bucha de alta tensão. Os resultados dos ensaios de resposta em frequência e impedância terminal são mostrados nas Figuras 9.9 a 9.12.

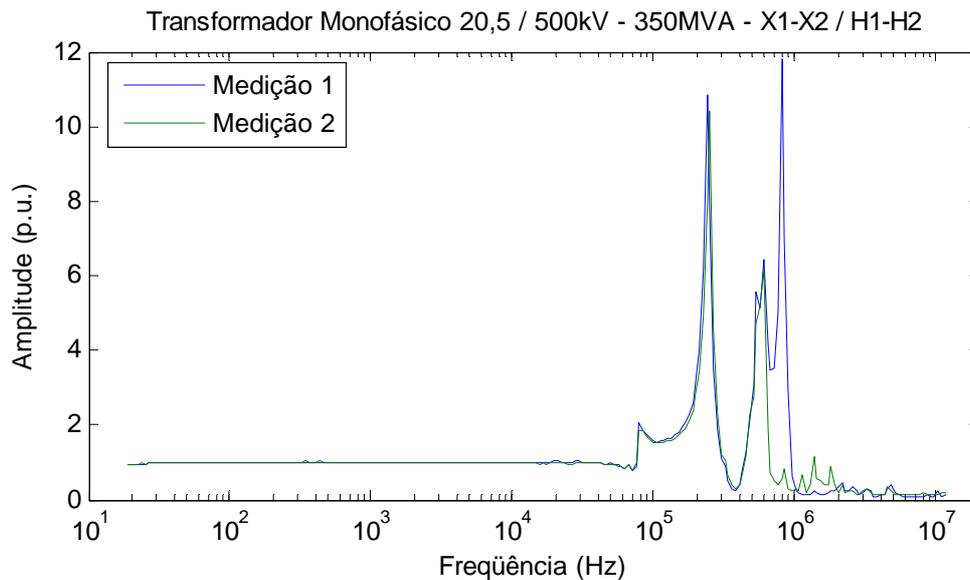


Figura 9.9 – Resposta em frequência medida no enrolamento de alta tensão.

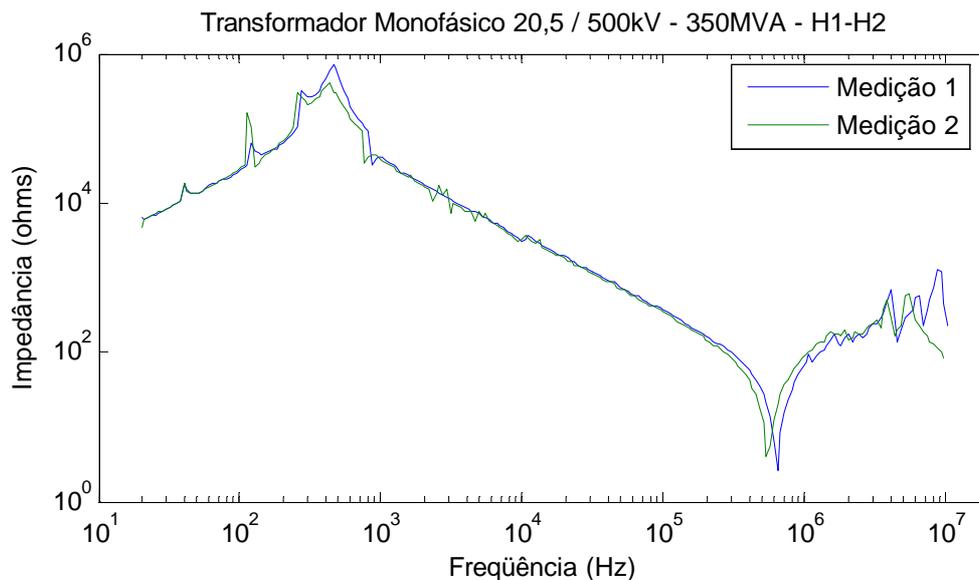


Figura 9.10 – Impedância terminal medida no enrolamento de alta tensão.

Tabela 9.4 – Correlações e desvios espectrais em enrolamento de AT (Caso 2)

Faixa de Frequência	Resp. Frequência		Impedância Terminal	
	<i>r</i>	<i>S</i>	<i>r</i>	<i>S</i>
10Hz – 100Hz	0,9999	0,0041	0,9989	0,0220
100Hz – 1kHz	0,9999	0,0048	0,9363	0,2245
1kHz – 10kHz	0,9999	0,0102	0,9965	0,0686
10kHz – 100kHz	0,9996	0,0203	0,9977	0,0430
100kHz – 1MHz	0,8121	0,2745	0,9960	0,2496
1MHz – 4MHz	0,7811	0,5344	0,6608	0,3327

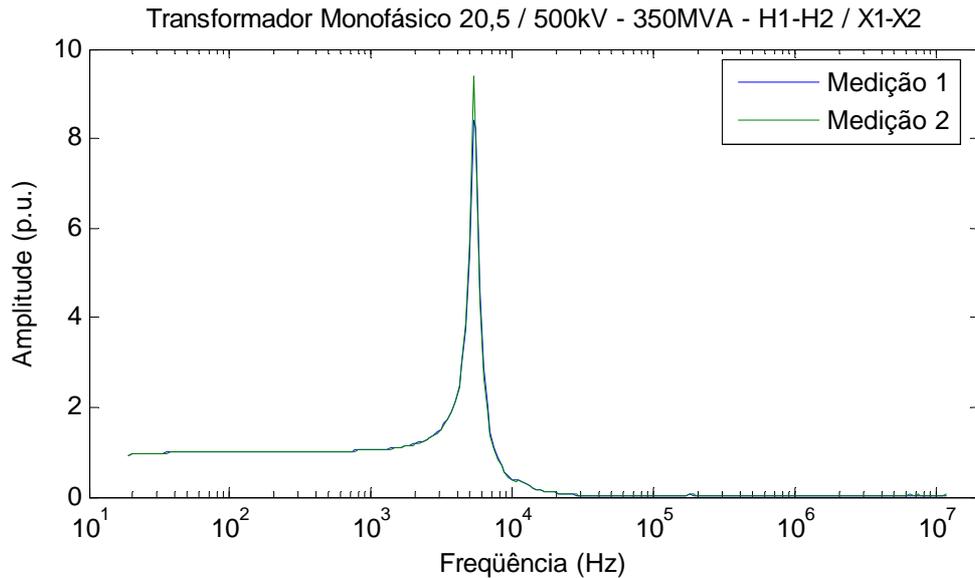


Figura 9.11 – Resposta em frequência medida no enrolamento de baixa tensão.

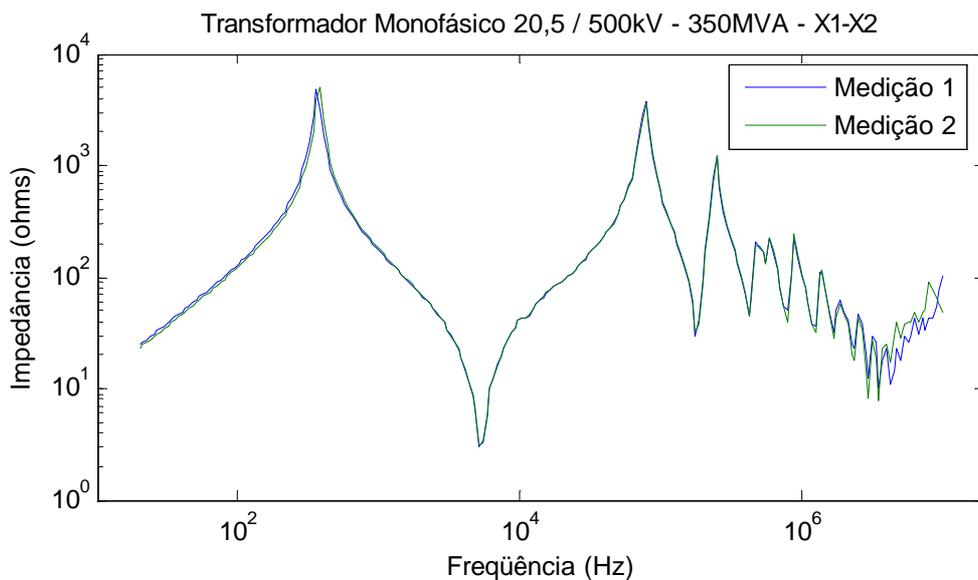


Figura 9.12 – Impedância terminal medida no enrolamento de baixa tensão.

Tabela 9.5 – Correlações e desvios espectrais em enrolamento de BT (Caso 2)

Faixa de Frequência	Resp. Frequência		Impedância Terminal	
	r	S	r	S
10Hz – 100Hz	1,0000	0,0012	0,9999	0,0411
100Hz – 1kHz	1,0000	0,0017	0,9481	0,0779
1kHz – 10kHz	0,9981	0,0169	0,9999	0,0120
10kHz – 100kHz	0,9997	0,1161	0,9978	0,0160
100kHz – 1MHz	0,8982	0,3569	0,9979	0,0416
1MHz – 4MHz	0,9744	0,1582	0,9587	0,1681

Devido a problemas de medição, na análise das curvas de impedância, deve-se desconsiderar as diferenças até aproximadamente 1 kHz e acima de 4 MHz.

Os coeficientes relativos principalmente as faixas de 100kHz-1MHz e 1MHz-4MHz, mostrados nas Tabelas 9.4 e 9.5 e as Figuras 9.9 (indicativo de variação geométrica), 9.10 (indicativo de variação geométrica e ligação) e 9.12 (indicativo de variação na ligação), sinalizam um diagnóstico envolvendo a ligação do enrolamento à bucha de alta tensão e alguma variação geométrica do enrolamento (provavelmente devido a bucha de alta tensão ser inclinada).

9.6.3 Danos no Núcleo Magnético

Este exemplo é o mais complexo dos três, pois envolve alterações em duas faixas de frequências. Refere-se a um transformador elevador, novo, de 13,8/550 kV, 405 MVA, que foi danificado durante transporte entre a fábrica e a usina hidroelétrica da concessionária, quando rompeu-se um dos apoios transversais de madeira existente entre o fundo do tanque do transformador e a carreta, provocando uma pequena queda sobre o pranchão da própria carreta.

Transformador Trifásico - 13,8 / 550kV - 405MVA - Resposta em Frequência X1-X2/H1-H0

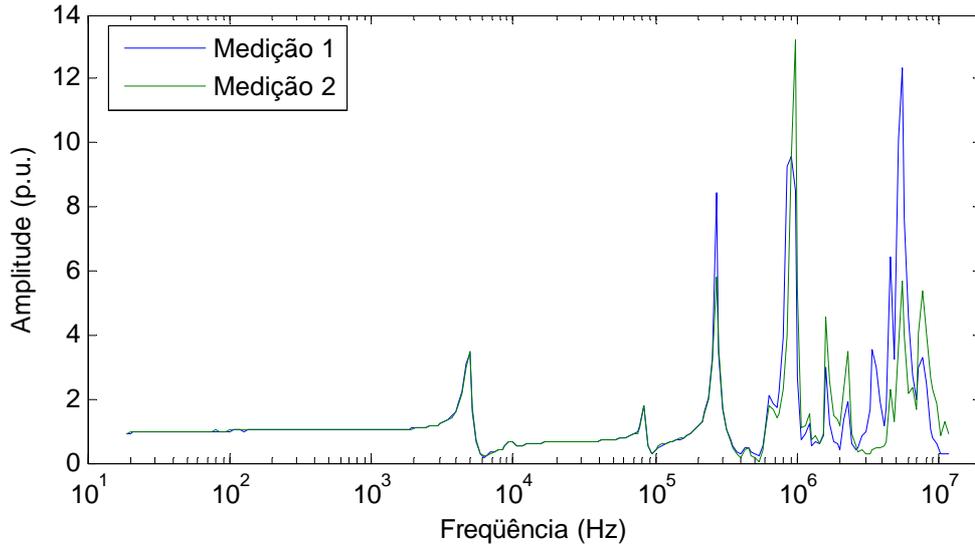


Figura 9.13 – Resposta em frequência medida no enrolamento de alta tensão.

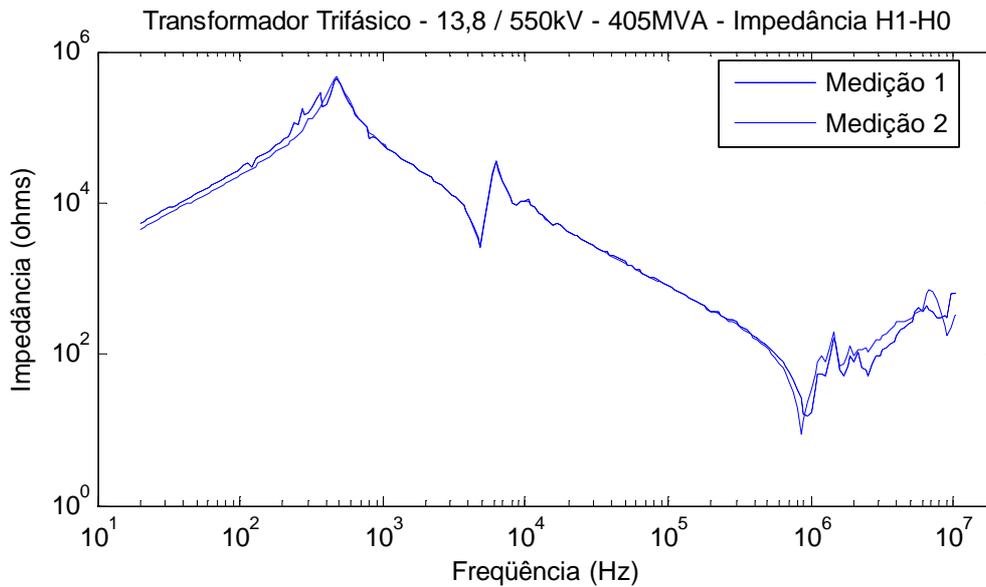


Figura 9.14 – Impedância terminal medida no enrolamento de alta tensão.

Tabela 9.6 – Correlações e desvios espectrais em enrolamento de AT (Caso 3)

Faixa de Frequência	Resp. Frequência		Impedância Terminal	
	r	S	r	S
10Hz – 100Hz	1,0000	0,0016	1,0000	0,1190
100Hz – 1kHz	1,0000	0,0019	0,9790	0,1309
1kHz – 10kHz	0,9996	0,0106	0,9998	0,0079
10kHz – 100kHz	0,9999	0,0048	0,9999	0,0102
100kHz – 1MHz	0,9216	0,1305	0,9998	0,0791
1MHz – 4MHz	0,7947	0,4881	0,8951	0,2659

Transformador Trifásico - 13,8 / 550kV - 405MVA - Resposta em Frequência H1-H0/X1-X2

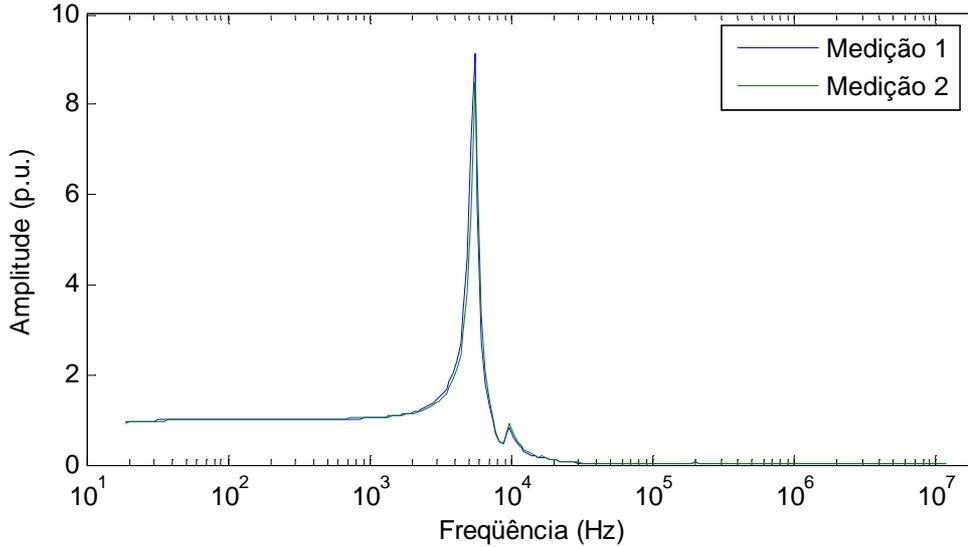


Figura 9.15 – Resposta em frequência medida no enrolamento de baixa tensão.

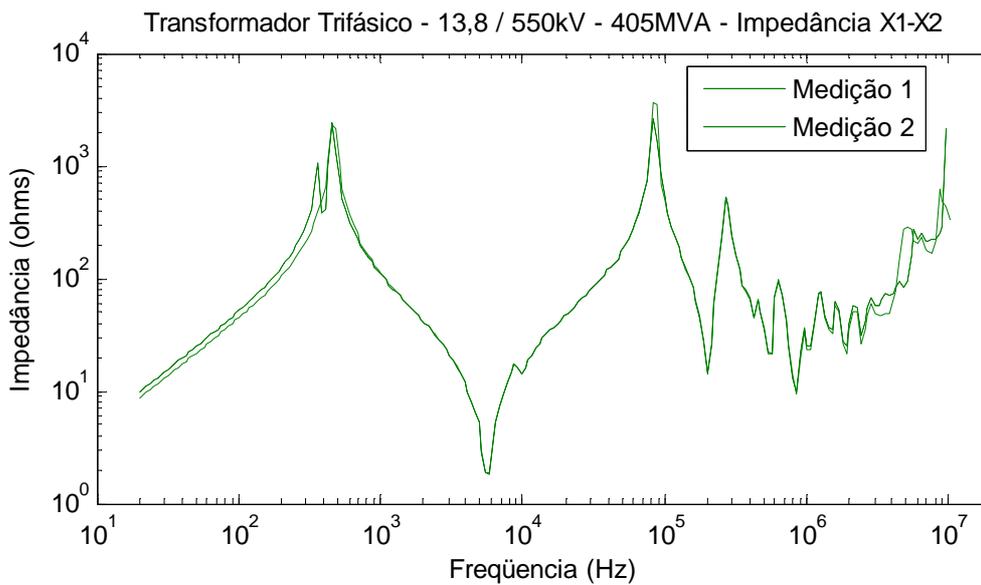


Figura 9.16 – Impedância terminal medida no enrolamento de baixa tensão.

Tabela 9.7 – Correlações e desvios espectrais em enrolamento de BT (Caso 3)

Faixa de Frequência	Resp. Frequência		Impedância Terminal	
	<i>r</i>	<i>S</i>	<i>r</i>	<i>S</i>
10Hz – 100Hz	0,9999	0,0026	0,9999	0,0948
100Hz – 1kHz	0,9999	0,0054	0,9513	0,1486
1kHz – 10kHz	0,9914	0,0413	0,9999	0,0055
10kHz – 100kHz	0,9995	0,0631	0,9594	0,0250
100kHz – 1MHz	0,9983	0,0939	0,9999	0,0153
1MHz – 4MHz	0,6797	0,5450	0,6067	0,2123

A análise das curvas de impedância para as duas primeiras décadas indica algum problema com o núcleo, visto que o equipamento não fora energizado. Pelas curvas de resposta em frequência este defeito não é percebido. A curva de resposta em frequência mostrada em 9.13 mostra alteração em amplitude nos pólos para faixas de frequência acima de 100 kHz, caracterizando algum afrouxamento do enrolamento.

9.7 Resumo

Neste capítulo mostrou-se como foi implementado o sistema de avaliação e diagnóstico, utilizando os conceitos desenvolvidos ao longo dos capítulos anteriores, tais como: faixas de frequência, utilização dos coeficientes estatísticos e uma proposta de utilização de redes neurais multicamadas para classificação de defeitos.

A partir de casos reais diagnosticados, mostrou-se alguns exemplos de defeitos típicos e a utilização dos conceitos para avaliação e diagnóstico de transformadores; ressaltando-se uma vez mais, que a qualidade da medição é fundamental para que se tenha sucesso na emissão de um diagnóstico.

Capítulo 10

Conclusões e Sugestões de Trabalhos

Futuros

10.1 Conclusões

- A partir de simulações utilizando o modelo matemático para enrolamento do transformador, constatou-se que variações provocadas nos parâmetros longitudinais R, L e Cs causam alterações nas amplitudes das curvas de resposta em frequência, nas regiões relativas aos pólos. Enquanto que variações impostas a parâmetros transversais como a capacitância entre enrolamentos (C_{ee}) ou entre enrolamento e tanque (C_{et}), provocam alterações em fase nas curvas de resposta em frequência.
- Alterações nos materiais dielétricos que compõem o sistema de isolamento elétrico do transformador de potência, notadamente no óleo mineral isolante, podem ser percebidas e identificadas pela técnica de resposta em frequência, o que possibilitará o desenvolvimento de algum dispositivo utilizando esta técnica para monitorar e avaliar a qualidade do óleo isolante;
- Considerando-se que o transformador de distribuição de 112,5 kVA, cuja parte ativa é do tipo núcleo envolvido (similar a maioria dos transformadores em uso no Brasil) é um modelo reduzido daquele cujos dados foram utilizados nas simulações digitais, as experiências de laboratório realizadas comprovam as variações que os parâmetros longitudinais e transversais causam nas curvas de resposta em frequência.

- Considerando as experiências realizadas, os padrões obtidos do banco de dados e os casos práticos onde tanto a técnica de Resposta em Freqüência quanto de Impedância Terminal foram aplicadas, conclui-se que para os defeitos originários nos enrolamentos de baixa tensão a Resposta em Freqüência é pouco sensível, enquanto para defeitos na região que envolva os enrolamentos de alta tensão a Impedância Terminal é pobre na sua identificação. Assim sendo, a situação ideal para monitoramento e diagnóstico de transformadores de potência é a utilização de ambas as técnicas de forma complementar entre si;
- Um fato relevante quando se pretende monitorar transformadores de potência, refere-se ao efeito da temperatura de operação do equipamento. Mostrou-se que dependendo da temperatura de operação e o estado do óleo isolante, as curvas de resposta em freqüência serão alteradas nas amplitudes dos pólos, diferindo de modo significativo daquelas comumente obtidas com o equipamento desligado.
- A avaliação de transformadores de potência a partir da resposta em freqüência carece de um procedimento adotado internacionalmente, havendo normalmente interpretações qualitativas tanto das curvas de resposta em freqüência quanto das de impedância terminal. Com o intuito de se conhecer melhor os padrões de respostas gerados pelos equipamentos resgatou-se os dados de aproximadamente 80 equipamentos, sendo gerados “padrões” para alguns grupos de transformadores, tais como: elevadores, de transmissão e abaixadores. Os padrões, principalmente os de impedância terminal mostram que há uma tolerância de projeto para um determinado equipamento fabricado pelo mesmo fabricante; mostram o efeito do fluxo residual na faixa de freqüência até aproximadamente 1 kHz; mostram também que equipamentos de mesma potência e mesma função, embora fabricados por diferentes

fabricantes têm curvas de resposta em frequência e impedância terminal semelhantes;

- Considerando as normas e procedimentos praticados pelos agentes reguladores do Setor Elétrico e a necessidade de se monitorar transformadores focando principalmente defeitos oriundos de solicitações mecânicas, houve a implementação do método para obtenção da resposta em frequência a partir dos *taps* das buchas estando o equipamento energizado. O sistema também é capaz de medir a impedância terminal, bastando para isso que um transformador de corrente especial seja inserido no circuito. As dificuldades para desenvolvimento deste sistema foram muitas, passando pelo desafio da construção de um amplificador com resposta plana para a faixa de 1kHz a 3 MHz e saída de 50 Vpp, até os filtros necessários ao condicionamento do sinal medido e eliminação da frequência de 60 Hz e seus harmônicos. O sistema de aplicação e medição de sinais senoidais foi testado com sucesso num transformador de 200 kVA, 100/100/13,8 kV, sem carga, numa área sem imunidade a ruídos, provando que o sistema de medição com o transformador energizado é factível de ser implantado no campo. Todo o conjunto das experiências foi reunido numa plataforma única com vistas a um instrumento para realização das medições de resposta em frequência e possivelmente de impedância terminal.
- Satisfazendo as condições requeridas de segurança pessoal, a utilização de uma caixa terminal na lateral do transformador representará uma mudança promissora quanto a acesso a parâmetros de interesse de transformadores com vista a avaliação e diagnóstico. O acesso aos *taps* capacitivos permitirá a avaliação da capacitância e fator de perdas das buchas, medição das amplitudes das solicitações transitórias geradas principalmente por manobras de equipamentos na subestação, medição dos níveis de descargas parciais,

implementação do sistema de medição de resposta em frequência e impedância terminal, etc.,

- No sentido de preencher a lacuna referente à falta de um critério objetivo, principalmente sob o ponto de vista quantitativo, desenvolveu-se um critério para avaliação e diagnóstico de transformadores quando submetidos a ensaios de resposta em frequência e impedância terminal.
- A falta de casos diagnosticados de defeitos ou falhas identificados pelas técnicas de resposta em frequência e impedância terminal não possibilitou um treinamento adequado do conjunto de redes neurais destinadas à classificação do defeito com seu respectivo grau de criticidade.

10.2 Sugestões de trabalhos futuros

- O efeito das perdas no cobre é um fator qualitativo que altera o módulo dos pólos na Resposta em Frequência. Portanto, a inclusão destas perdas no modelo matemático do enrolamento, tem influência nos resultados obtidos, sendo necessário a modelagem deste parâmetro considerando o efeito da frequência;
- O modelo desenvolvido representa um dos enrolamentos de mais alta tensão e o acoplamento entre este enrolamento e seu correspondente e o tanque. A representação através da matriz de relutâncias dos acoplamentos com o núcleo trará uma contribuição significativa, completando o modelo aprimorado neste trabalho para equipamento monofásico ou uma das fases de um equipamento trifásico. No caso de equipamento trifásico (WG A2.26, 2006), para a resposta em frequência, a melhor representação da estrutura de uma fase traz contribuições mais significativas que a interação entre fases;

- Há a necessidade urgente de padronização dos procedimentos de medição e de análise de resultados com vista ao diagnóstico de equipamentos, sendo a maneira mais eficiente a comparação entre respostas de um mesmo equipamento obtidas ao longo do tempo;
- O efeito da carga do transformador tem papel significativo na região de mais baixas frequências, tanto para a resposta em frequência como para a impedância terminal, sendo fundamental a sua melhor representação junto ao modelo aqui utilizado;
- Extração automática de parâmetros do enrolamento a partir das curvas de impedância terminal utilizando algoritmos de otimização associados a redes neurais.
- Criação de um banco de casos diagnosticados de defeito em transformadores onde for possível utilizar a resposta em frequência e a impedância terminal de modo a possibilitar treinamento de redes neurais para classificação de defeitos com maior probabilidade de acerto.

Anexo 1

Modelo do Sistema no Domínio Modal

Tradicionalmente, na solução das equações:

$$\frac{\partial^2 V(x, j\omega)}{\partial x^2} = Z(j\omega) \cdot Y(j\omega) \cdot V(j\omega) \quad (\text{A1.1a})$$

$$\frac{\partial^2 I(x, j\omega)}{\partial x^2} = Y(j\omega) \cdot Z(j\omega) \cdot I(j\omega) \quad (\text{A1.1b})$$

utiliza-se a transformação modal (WEDEPOHL, 1963; HEDMAN, 1965) que se baseia na teoria dos autovalores e autovetores de uma matriz.

A seguir serão descritas todas as etapas da solução geral do problema no domínio modal:

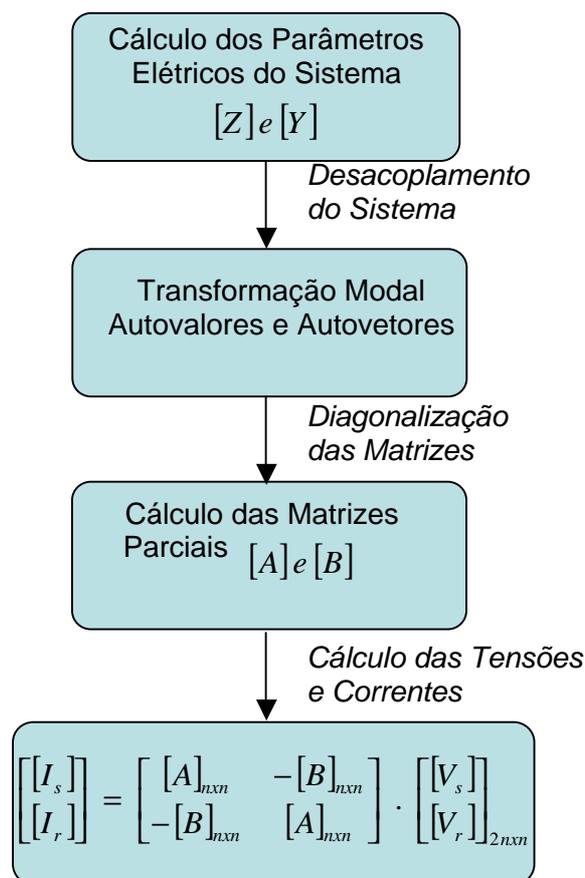


Figura A1.1: Fluxograma Geral

As equações (A1.1a) e (A1.1b) podem ser re-escritas da seguinte forma:

$$\frac{\partial^2 V(x, j\omega)}{\partial x^2} = [P(j\omega)]^T \cdot [V(j\omega)] \quad (\text{A1.2a})$$

$$\frac{\partial^2 I(x, j\omega)}{\partial x^2} = [P(j\omega)] \cdot [I(j\omega)] \quad (\text{A1.2b})$$

onde $[P(j\omega)] = [Y(j\omega)] \cdot [Z(j\omega)]$ e $[P(j\omega)]^T = [Z(j\omega)] \cdot [Y(j\omega)]$ são iguais somente para matrizes simétricas e algumas considerações podem ser feitas, tais como:

- Os autovalores da matriz $[P(j\omega)]$ e $[P(j\omega)]^T$ são os mesmos;
- Os autovetores denominados $Q_i(j\omega)$ e $Q_v(j\omega)$ são utilizados para diagonalizar as matrizes $[P(j\omega)]$ e $[P(j\omega)]^T$, respectivamente.
- A matriz de transformação modal $T_i(j\omega)$ tem suas n colunas compostas pelos n autovetores de $[P(j\omega)]$ e a matriz de transformação modal $T_v(j\omega)$ tem suas n colunas compostas pelos n autovetores de $[P(j\omega)]^T$ (WEDEPOHL, 1963; LANCZOS, 1988; GOLUB e VAN LOAN, 1996).

É possível transformar as equações de fase acopladas (A1.2a) e (A1.2b) em equações modais desacopladas, com as matrizes associadas diagonalizadas.

Definindo como $[V_{\text{modal}}]$ e $[I_{\text{modal}}]$ os vetores que representam a tensão e corrente no domínio modal, a relação entre as tensões e correntes modais e de fase pode ser escrita como:

$$[V(j\omega)] = [T_v(j\omega)] \cdot [V_{\text{modal}}(j\omega)] \quad (\text{A1.3a})$$

$$[I(j\omega)] = [T_i(j\omega)] \cdot [I_{\text{modal}}(j\omega)] \quad (\text{A1.3b})$$

Substituindo as relações acima em (A1.2a) e (A1.2b), tem-se:

$$\frac{\partial^2 V_{\text{modal}}}{\partial x^2} = [T_v]^{-1} \cdot [Z_{\text{fase}} \cdot Y_{\text{fase}}] \cdot [T_v] \cdot [V_{\text{modal}}] \quad (\text{A1.4a})$$

$$\frac{\partial^2 I_{\text{modal}}}{\partial x^2} = [T_v]^{-1} \cdot [Y_{\text{fase}} \cdot Z_{\text{fase}}] \cdot [T_v] \cdot [I_{\text{modal}}] \quad (\text{A1.4b})$$

As matrizes Z_{modal} e Y_{modal} podem ser representadas inserindo uma matriz identidade entre o produto matricial

$$\begin{aligned} [T_i]^{-1} \cdot [Y_{\text{fase}} \cdot Z_{\text{fase}}] \cdot [T_i] &= [T_i]^{-1} \cdot [Y_{\text{fase}} \cdot (T_i \cdot T_i^{-1})^T \cdot Z_{\text{fase}}] \cdot [T_i] = \\ &= [T_i]^{-1} \cdot [Y_{\text{fase}} \cdot (T_i^{-1})^T \cdot T_i^T \cdot Z_{\text{fase}}] \cdot [T_i] = [T_i^{-1} \cdot Y_{\text{fase}} \cdot T_v] \cdot [T_i^T \cdot Z_{\text{fase}} \cdot T_i] = \\ &= Y_{\text{modal}} \cdot Z_{\text{modal}} \end{aligned}$$

Encontrar as matrizes $T_i(j\omega)$ e $T_v(j\omega)$ que diagonalizem as matrizes produto $[Z_{\text{fase}} \cdot Y_{\text{fase}}]$ e $[Y_{\text{fase}} \cdot Z_{\text{fase}}]$, consiste em um problema de autovalores e autovetores, onde $[Q_v]$ e $[Q_i]$ são os autovetores das matrizes produto e os autovalores $[I_v]$ e $[I_i]$ são os elementos das matrizes diagonalizadas. Portanto, no domínio modal, as expressões (A1.4a) e (A1.4b) podem ser escritas da seguinte forma:

$$\frac{\partial^2 V_{\text{modal}}}{\partial x^2} = [I_v] \cdot [V_{\text{modal}}] \quad (\text{A1.5a})$$

$$\frac{\partial^2 I_{\text{modal}}}{\partial x^2} = [I_i] \cdot [I_{\text{modal}}] \quad (\text{A1.5b})$$

As matrizes Z_{fase} e Y_{fase} são simétricas, sendo assim as matrizes $[Z_{\text{fase}} \cdot Y_{\text{fase}}]$ e $[Y_{\text{fase}} \cdot Z_{\text{fase}}]$ possuem os mesmos autovalores $[\lambda]$. Desta forma a matriz de autovalores $[\lambda]$, é composta dos autovalores da matriz $[P(j\omega)]$.

$$[I] = [I_v] = [I_i] = \begin{bmatrix} I_1 & & & & \\ & I_2 & & & \\ & & I_3 & & \\ & & & \ddots & \\ & & & & I_n \end{bmatrix}$$

As matrizes de transformação modal $T_v(j\omega)$ e $T_i(j\omega)$ serão iguais, somente quando forem funções de uma mesma matriz, ocorrendo apenas em sistemas balanceados. Em geral, estas matrizes são complexas e calculadas através da seguinte relação:

$$[T_v]^{-1} = [T_i]^T$$

As impedâncias e admitâncias características podem ser escritas através da seguinte relação:

$$Z_{c_{\text{modal}}} = \frac{\sqrt{Z_{\text{modal}}}}{\sqrt{Y_{\text{modal}}}} \quad (\text{A1.6a})$$

$$Y_{c_{\text{modal}}} = \frac{\sqrt{Y_{\text{modal}}}}{\sqrt{Z_{\text{modal}}}} \quad (\text{A1.6b})$$

Os parâmetros do enrolamento do transformador são definidos através das matrizes $[A]$ e $[B]$, conforme a equação (4.12), e estes são calculados a partir das matrizes Z_{modal} e Y_{modal} , conforme descrito a seguir.

Fisicamente a transformação modal desacopla n condutores de uma linha de transmissão em um sistema matematicamente equivalente. Assim para o enrolamento de um transformador, o sistema desacoplado pode ser resolvido como n bobinas independentes.

A1.1 Cálculo da Matriz Parcial $[A]$

A matriz $[A]$ relaciona as tensões e correntes nos terminais de entrada da associação de quadripolos, correspondendo assim à matriz de admitância própria de entrada em curto-circuito de cada quadripolo (MENDES,1995), ou seja:

$$\begin{aligned} [I_s] &= [A] \cdot [V_s] \Big|_{[V_r]=0} \\ [I_r] &= [A] \cdot [V_r] \Big|_{[V_s]=0} \end{aligned} \tag{A1.7}$$

Escrevendo a expressão (4.11) de forma matricial e correspondendo cada termo com a expressão (4.10), tem-se:

$$[A] = [Z_c]^{-1} \cdot \coth([\mathbf{g}] \cdot l) \tag{A1.8}$$

onde:

$$[Z_{c\,modal}] = \frac{\sqrt{[Z_{modal}]}}{\sqrt{[Y_{modal}]}} = \sqrt{[Z_{modal}] \cdot [Y_{modal}]^{-1}} = [Z_{modal}]^{1/2} \cdot [Y_{modal}]^{-1/2}$$

A matriz $[Z_c]$ pode ser representada inserindo uma matriz identidade entre o produto matricial.

$$\begin{aligned} [Z_{c\,modal}] &= [Z_{modal}]^{1/2} \cdot [Y_{modal}]^{-1/2} = [Z_{modal}]^{1/2} \cdot [Y_{modal}]^{1/2} \cdot [Y_{modal}]^{-1/2} \cdot [Y_{modal}]^{-1/2} = \\ &= [\sqrt{\mathbf{I}}] \cdot [Y_{modal}]^{-1} \end{aligned}$$

Logo,

$$[Y_{c\,modal}] = [Z_{c\,modal}]^{-1} = [Y_{modal}] \cdot [\sqrt{\mathbf{I}}]^{-1} \tag{A1.9}$$

Portanto, substituindo (A1.9) em (A1.8), tem-se:

$$[A_{modal}] = [Y_{modal}] \cdot [\sqrt{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \coth([\sqrt{\mathbf{I}}] \cdot l) \tag{A1.10}$$

Onde: $\sqrt{[\mathbf{I}]}$ = Constante de propagação no domínio modal

A1.2 Cálculo da Matriz Parcial [B]

A matriz [B] relaciona a corrente e a tensão nos terminais de entrada e saída da associação de quadripolos, ou seja, a matriz [B] corresponde a matriz de admitância de transferência em curto-circuito de cada quadripolo (MENDES, 1995), ou seja:

$$\begin{aligned}
 [I_s] &= -[B] \cdot [V_r] \Big|_{[V_s]=0} \\
 [I_r] &= -[B] \cdot [V_s] \Big|_{[V_r]=0}
 \end{aligned}
 \tag{A1.11}$$

Escrevendo a expressão (4.11) de forma matricial e correspondendo cada termo com a expressão (4.10), tem-se:

$$[B] = -[Z_c]^{-1} \cdot \csc h([\mathbf{g}] \cdot l)
 \tag{A1.12}$$

Portanto, substituindo (A1.9) em (A1.12) tem-se:

$$[B_{\text{mod al}}] = -[Y_{\text{mod al}}] \cdot [\sqrt{\mathbf{I}}]^{-1} \cdot \csc h([\sqrt{\mathbf{I}}] \cdot l)
 \tag{A1.13}$$

Obtidas as matrizes parciais $[A_{\text{mod al}}]$ e $[B_{\text{mod al}}]$, pode-se determinar o modelo matemático do enrolamento do transformador e calcular as correntes e tensões de interesse do sistema, a partir do equacionamento da expressão (4.12).

Anexo 2

Cálculo dos Parâmetros do Enrolamento

A.2.1 Introdução

Em condições normais de operação, o transformador está submetido somente à componente de 60 Hz que normalmente é considerada a frequência industrial. Entretanto durante fenômenos transitórios gerados a partir de surtos de manobras ou surtos atmosféricos, tensões de frequências da ordem de 1MHz podem chegar aos terminais do transformador, proporcionando um comportamento completamente diferente do original (MENDES,1995).

Visando simular o comportamento do transformador em uma ampla faixa de frequência, é preciso garantir a precisão dos parâmetros elétricos calculados para o seu enrolamento, tais como, resistências, condutâncias, indutâncias e capacitâncias. O desempenho do modelo matemático proposto estará diretamente associado a estes parâmetros, os quais dependem da geometria e da disposição dos enrolamentos e de seus condutores, bem como das características de seus materiais que são variantes na frequência.

Portanto, modelos matemáticos determinados a partir das características construtivas do transformador, refletem com muito mais fidelidade o comportamento transitório do enrolamento, pois as tensões e correntes em seus terminais são fortemente dependentes da frequência, envolvendo fenômenos ressonantes (GUSTAVSEN, 2004). Isto é percebido, pois os modelos existentes encontrados, que não são baseados na geometria interna do transformador, não são válidos para altas frequências, ou seja, não refletem com boa precisão o comportamento do enrolamento

para sinais que contenham frequências elevadas em seu espectro (GUSTAVSEN, 1998).

A Figura A2.1 representa uma rede em camadas contendo as indutâncias próprias e mútuas, as capacitância geométrica por unidade de comprimento e as capacitâncias série (ISLAM, 2000). Esta associação de quadripolos difere do circuito equivalente simplificado para linha de transmissão pela presença da capacitância série.

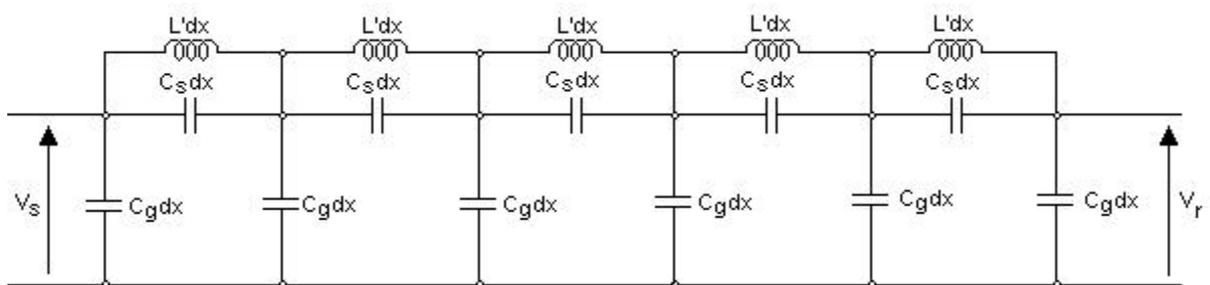


Figura A2.1 - Circuito equivalente para médias frequências.

O modelo matemático proposto neste anexo é baseado nos estudos desenvolvidos por K. Karsai e apresentados no livro *“Large Power Transformer, 1987”*. Neste livro, são tratados os aspectos construtivos do núcleo e enrolamentos, bem como sua interação com a estrutura do transformador, e propõe um modelo matemático baseado na geometria interna do mesmo, para aplicação em testes de impulso de tensão.

Com base no modelo desenvolvido por K. Karsai, serão definidos todos os parâmetros necessários para calcular os valores de capacitâncias e indutâncias presentes na Figura A2.1.

A2.2 Matriz de Indutâncias [L]

Em função das características de seus materiais, os parâmetros elétricos do

enrolamento de um transformador são dependentes da frequência, logo as indutâncias não podem ser calculadas através de fórmulas analíticas convencionais. Estas expressões normalmente encontradas na literatura são válidas para enrolamentos imersos no ar e no caso real, o transformador possui um núcleo ferromagnético com uma profundidade de penetração variante na frequência (KARSAI,1987).

As indutâncias presentes em um enrolamento subdividem-se em próprias, presentes nos condutores e mútuas, referentes aos acoplamentos magnéticos entre condutores adjacentes e não adjacentes. Estes valores calculados são os elementos da matriz de indutâncias $[L]$ e observa-se que sua influência ocorre principalmente nas frequências mais baixas.

Sendo o enrolamento representado a partir da associação série de bobinas duplas, onde cada bobina é representada detalhadamente (espira por espira), a partir de seus parâmetros elétricos e geométricos, é possível construir a rede de relutâncias considerando o caminho magnético em torno dos condutores.

Após a definição da rede de relutâncias, a matriz $[L]$ é obtida por inversão direta da matriz $[\mathfrak{R}]$, isto é:

$$[\mathfrak{R}].[f]=[I] \quad \text{e} \quad [L].[I]=[f] \quad (\text{A2.1})$$

sendo, $[L]=[\mathfrak{R}]^{-1}$, resultando em: $[\mathfrak{R}].[f]=[L]^{-1}.[f]$

A matriz de relutâncias $[\mathfrak{R}]$ é formada a partir das relutâncias parciais presentes nos condutores de uma bobina dupla do enrolamento.

As relutâncias parciais a serem consideradas são:

Relutância entre condutores (espiras) (\mathfrak{R}_{cc}) ;

Relutância entre bobinas (\mathfrak{R}_{bb});

Relutância entre enrolamentos (\mathfrak{R}_{ee});

Relutância entre bobina e tanque (\mathfrak{R}_{et}).

A Figura A2.2 apresenta a rede de relutâncias utilizada para definição da matriz $[\mathfrak{R}]$, a partir da associação das relutâncias parciais descritas anteriormente (MENDES,1995).

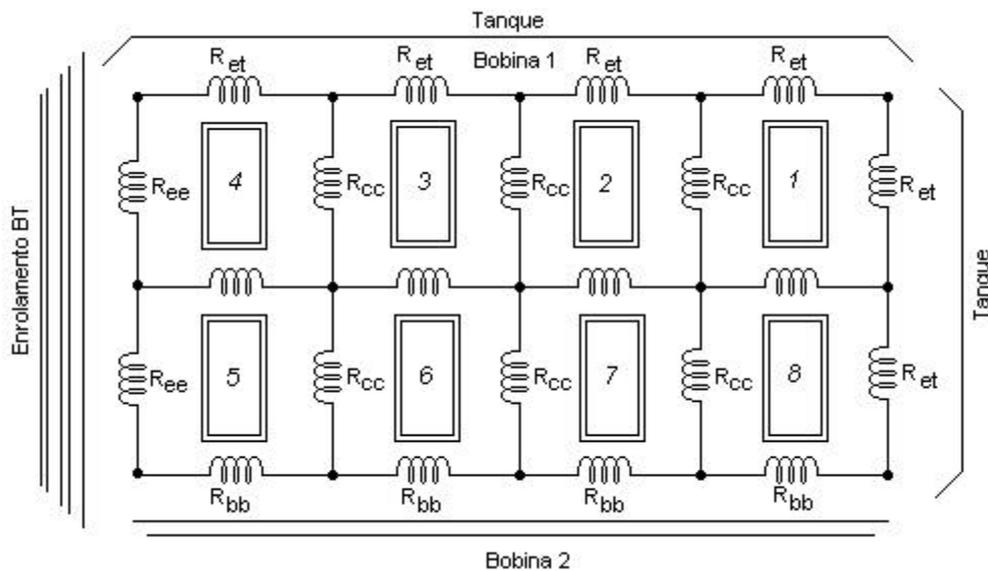


Figura A2.2 – Rede de relutâncias

A partir da análise da rede de relutâncias parciais juntamente ao comportamento fluxo magnético ao redor dos condutores, determina-se a matriz $[\mathfrak{R}]$ que será formada pelo seguinte procedimento:

$$\begin{cases} \mathfrak{R}_{ii} = \sum \text{Relutâncias parciais ao redor do cond. "i"} \\ \mathfrak{R}_{ij} = -[\text{Relutâncias parcial entre cond "i" e "j"}]_{i \neq j} \end{cases}$$

O fluxo magnético penetra nos condutores e meios magnéticos adjacentes em

uma profundidade pelicular não desprezível, denominada profundidade de penetração.

As perdas associadas à profundidade de penetração do campo magnético nos condutores são importantes no início do espectro de frequência (até poucos kHz). Sua influência é inversamente proporcional ao aumento da frequência angular ω .

A.2.3 Relutâncias Parciais

Para determinação das relutâncias parciais em torno dos condutores e entre eles, é necessário a definição e cálculo de um circuito equivalente, sendo fundamental sua representação considerando os principais parâmetros envolvidos, e a profundidade de penetração correspondente.

A.2.3.1 Relutâncias Entre Espiras

A Figura A2.3 mostra a disposição relativa entre duas espiras, bem como a profundidade de penetração correspondente e o seu circuito equivalente.

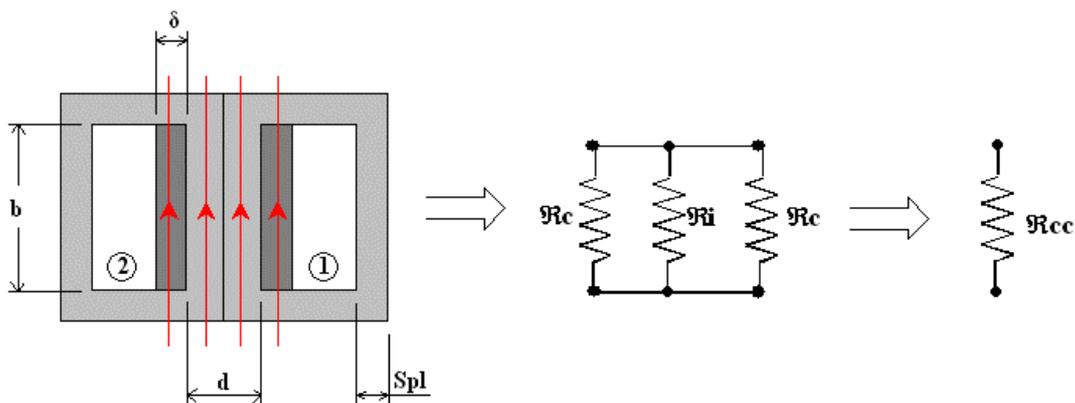


Figura A2.3 – Relutâncias parciais entre espiras

A relutância associada ao espaço ocupado pela isolamento entre duas espiras é dada por (KARSAI,1987):

$$\mathfrak{R}_i = \frac{1}{\mathbf{m}_o} \cdot \frac{b}{d} \quad [A/Wb] \quad (\text{A2.2})$$

Sendo: b = Largura do condutor sem o isolamento;

S_{pl} = Espessura total da isolação do condutor;

d = Soma das espessuras da isolação dos condutores adjacentes.

Ou seja, $d = 2 \cdot S_{pl}$ e $b = H_c - 2S_{pl}$, sendo H_c , a largura do condutor isolado.

A relutância associada à profundidade de penetração do campo magnético nos condutores é dada por (KARSAI,1987):

$$\mathfrak{R}_c = \frac{1}{\mathbf{m}_o} \cdot \frac{b}{d} \quad [A/Wb] \quad (\text{A2.3})$$

Sendo a profundidade de penetração,

$$d = \frac{1-j}{\sqrt{2 \cdot \mathbf{m}_{cu} \cdot \mathbf{s}_{cu} \cdot \omega}} \quad [m] \quad (\text{A2.4})$$

Observa-se que profundidade de penetração varia com o inverso do quadrado da frequência angular ω e está relacionada com a permeabilidade e condutividade do cobre.

Por fim, a relutância equivalente através da associação em paralelo de \mathfrak{R}_i e \mathfrak{R}_c é dada por:

$$\mathfrak{R}_{cc} = 1 / \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_i} + \frac{1}{\mathfrak{R}_c} + \frac{1}{\mathfrak{R}_c} \right) \quad [A/Wb] \quad (A2.5)$$

A.2.3.2 Relutância Entre Bobinas

A Figura A2.4 mostra a disposição relativa entre duas bobinas adjacentes, bem como a profundidade de penetração correspondente e o seu circuito equivalente.

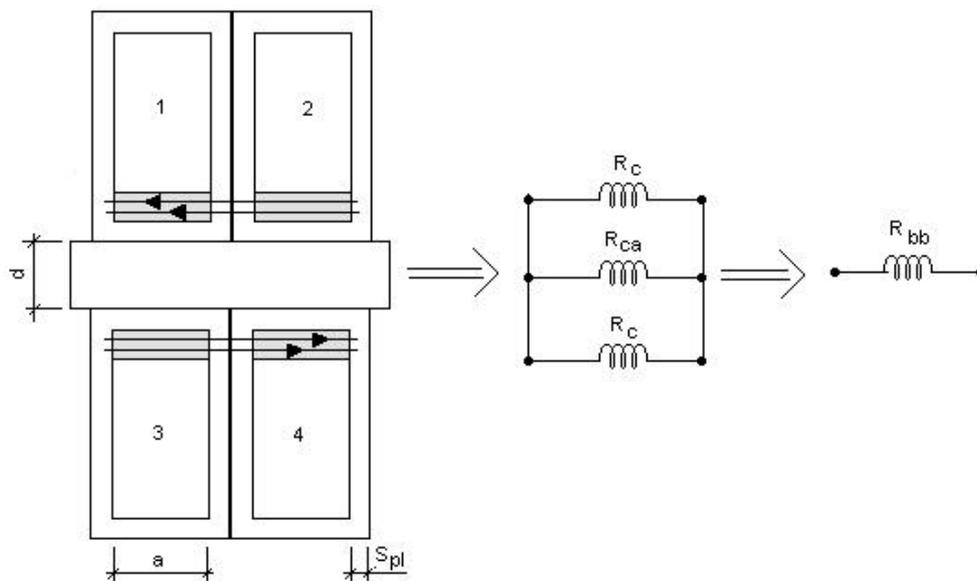


Figura A2.4- Relutâncias parciais entre bobinas

A relutância associada à isolação e ao canal radial de óleo entre as bobinas adjacentes é dada por (KARSAI, 1987):

$$\mathfrak{R}_{ca} = \frac{1}{\mathbf{m}_o} \cdot \frac{a}{d} \quad [A/Wb] \quad (A2.6)$$

Sendo: d = distância entre bobinas adjacentes;

a = espessura do condutor sem isolação

Ou seja, $a = A_c - 2S_{pl}$, sendo A_c a espessura do condutor isolado.

A relutância associada à profundidade de penetração do campo magnético nos condutores é dada por (KARSAI, 1987):

$$\mathfrak{R}_c = \frac{1}{m_o} \cdot \frac{a}{d} \quad [A/Wb] \quad (A2.7)$$

Por fim, a relutância equivalente através da associação em paralelo de \mathfrak{R}_{ca} e \mathfrak{R}_c é dada por:

$$\mathfrak{R}_{bb} = 1 / \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_{ca}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_c} + \frac{1}{\mathfrak{R}_c} \right) \quad [A/Wb] \quad (A2.8)$$

A.2.3.3 Relutância Entre Enrolamentos

A Figura A2.5 mostra a disposição relativa entre bobina do enrolamento considerado e a bobina adjacente, bem como a profundidade de penetração correspondente e o seu circuito equivalente.

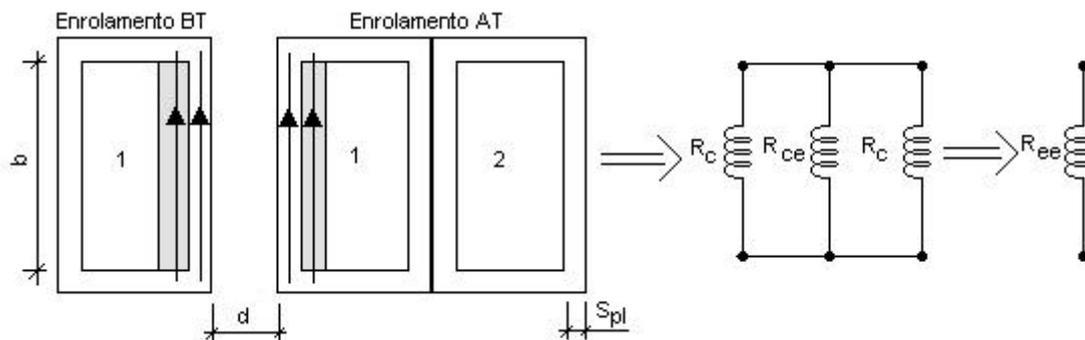


Figura A2.5 - Relutâncias parciais entre enrolamentos

A relutância associada à isolação do canal principal entre os enrolamentos é dada por (KARSAI, 1987):

$$\mathfrak{R}_{ce} = \frac{1}{\mathfrak{m}_o} \cdot \frac{b}{d} \quad [A/Wb] \quad (A2.9)$$

Sendo: d = distância entre enrolamentos adjacentes;

b = largura do condutor sem o isolamento;

A relutância associada à profundidade de penetração do campo magnético nos condutores das bobinas adjacentes dos enrolamentos é dada por (KARSAI, 1987):

$$\mathfrak{R}_c = \frac{1}{\mathfrak{m}_o} \cdot \frac{b}{d} \quad [A/Wb] \quad (A2.10)$$

Por fim, a relutância equivalente através da associação em paralelo de \mathfrak{R}_{ca} e \mathfrak{R}_c é dada por:

$$\mathfrak{R}_{ee} = 1 / \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_i} + \frac{1}{\mathfrak{R}_{ce}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_c} \right) \quad [A/Wb] \quad (A2.11)$$

A.2.3.4 Relutância Entre Enrolamento e Tanque

A Figura A2.6 mostra a disposição relativa entre a bobina do enrolamento considerado e a lateral (adjacente à ela) do tanque do transformador, bem como a profundidade de penetração correspondente e o seu circuito equivalente.

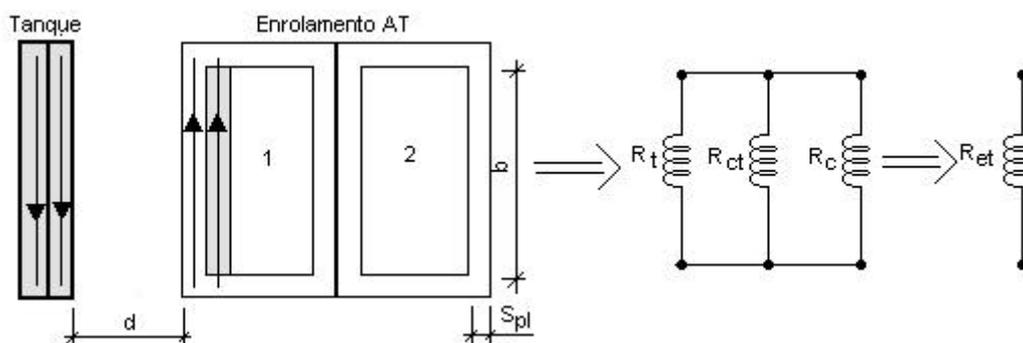


Figura A2.6 - Relutâncias parciais entre bobina e tanque

A relutância associada à isolação do canal entre o enrolamento e a lateral do tanque é dada por (KARSAI, 1987):

$$\mathfrak{R}_{ct} = \frac{1}{\mathbf{m}_o} \cdot \frac{b}{d} \quad [A/Wb] \quad (\text{A2.12})$$

Sendo: d = distância entre enrolamento e parede adjacente do tanque;

A relutância associada à profundidade de penetração do campo magnético na lateral do tanque é dada por (KARSAI, 1987):

$$\mathfrak{R}_t = \frac{1}{\mathbf{m}_t} \cdot \frac{b}{d_t} \quad [A/Wb] \quad (\text{A2.13})$$

Sendo a profundidade de penetração na parede do tanque

$$d_t = \frac{1-j}{\sqrt{2 \cdot \mathbf{m}_t \cdot \mathbf{s}_t \cdot \mathbf{w}}} \quad [m] \quad (\text{A2.14})$$

Observa-se que a profundidade de penetração na lateral do tanque está relacionada à permeabilidade e condutividade do aço utilizado na confecção do mesmo.

Por fim, a relutância equivalente através da associação em paralelo de \mathfrak{R}_{ca} e \mathfrak{R}_c é dada por:

$$\mathfrak{R}_{et} = 1 / \left(\frac{1}{\mathfrak{R}_{ct}} + \frac{1}{\mathfrak{R}_c} + \frac{1}{\mathfrak{R}_t} \right) \quad [A/Wb] \quad (\text{A2.15})$$

Determinada a matriz de relutâncias $[\mathfrak{R}]$ a partir associação das relutâncias parciais calculadas, é definida a matriz de indutância $[L]$, que será utilizada no modelo matemático do enrolamento, a partir da inversão direta da matriz de relutâncias $[\mathfrak{R}]$.

A.2.4 Matriz de Capacitâncias [C]

Para representar com precisão o enrolamento do transformador em situações de altas frequências, deve-se considerar o efeito predominante das capacitâncias existentes ao longo das bobinas.

O papel das capacitâncias pode ser demonstrado examinando-se um único enrolamento homogêneo de camada única, através de suas capacitâncias em derivação C_g , e suas capacitâncias série C_s , conforme representado na Figura A2.7 (MENDES, 1995).

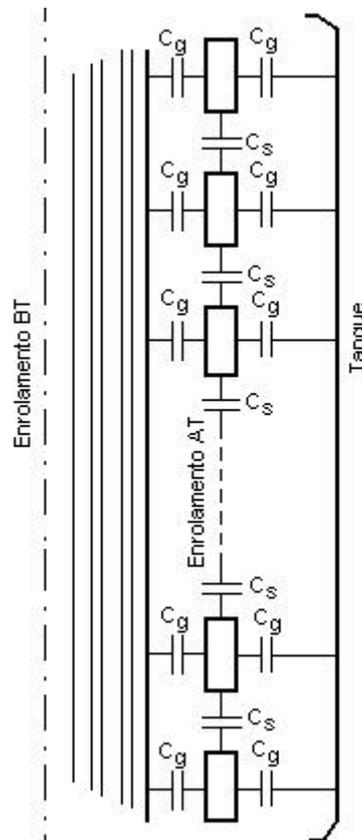


Figura A2.7 - Capacitâncias em um enrolamento de camada única

As capacitâncias em derivação ou geométricas existem entre enrolamentos ou entre enrolamentos e partes aterradas (núcleo, tanque, etc.), e as capacitâncias série

são encontradas no interior de cada enrolamento, entre espiras, discos, camadas e entre bobinas individuais.

Todas as capacitâncias série e geométricas, calculadas para um determinado número de espiras, serão armazenadas em uma matriz de capacitâncias $[C]$, onde todos os elementos são calculados através de fórmulas analíticas clássicas, supondo modelos de capacitores cilíndricos ou planos (MENDES, 1995).

A Figura A2.8 apresenta a rede de capacitâncias utilizada para definição da matriz $[C]$, sendo esta composta pelas capacitâncias parciais entre condutores adjacentes, ou capacitâncias parciais entre condutores e a terra (MENDES, 1995).

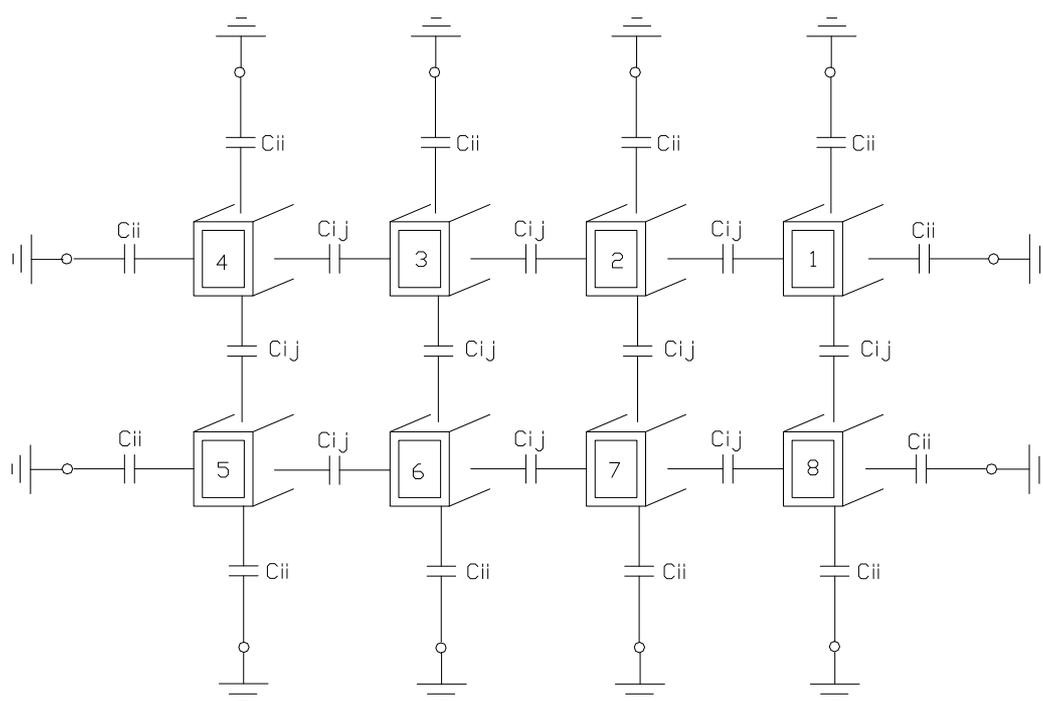


Figura A2.8 - Rede de Capacitâncias

A partir da análise da rede de capacitâncias, juntamente ao comportamento das capacitâncias série e geométricas, determina-se a matriz $[C]$ que será formada pelo seguinte procedimento:

$$\begin{cases} C_{ii} = \text{Capac. parcial do cond "i" para a terra} + \sum \text{Capac. parciais ligadas ao cond. "i"} \\ C_{ij} = -[\text{Capac. parcial entre cond "i" e "j"}]_{i \neq j} \end{cases}$$

A.2.5 Capacitância Paralela

As capacitâncias paralelas representam os acoplamentos eletrostáticos dos enrolamentos entre si e, entre enrolamentos e “terra” adjacente (tanque ou núcleo).

Os enrolamentos são cilíndricos e concêntricos, e as capacitâncias são supostas como distribuídas uniformemente ao longo do enrolamento de interesse. A Figura A2.9 mostra um esquema mais detalhado das capacitâncias geométricas de um transformador, em função dos aspectos construtivos do mesmo.

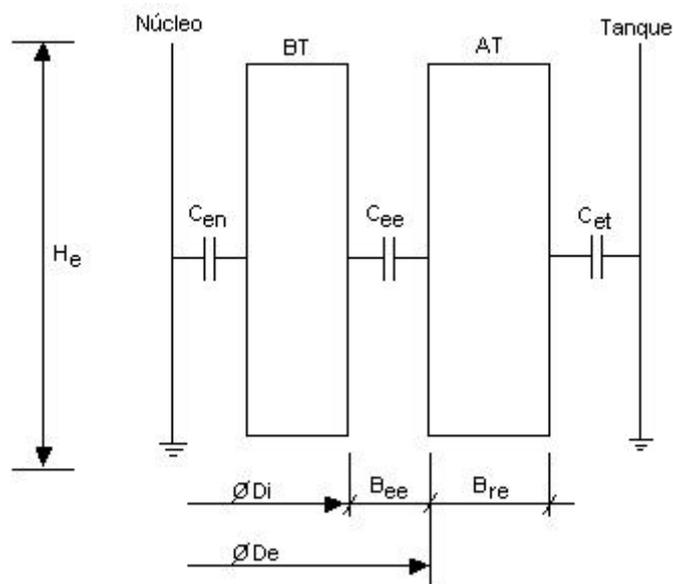


Figura A2.9 – Capacitâncias geométricas

A.2.5.1 Capacitância Entre Enrolamentos

A capacitância entre dois enrolamentos cilíndricos e concêntricos é calculada a

partir do modelo de capacitores de placas cilíndricas e representa, de maneira aproximada, a não homogeneidade do campo elétrico nas extremidades dos enrolamentos (MENDES, 1995, ABEYWICKRAMA, 2006).

Outro aspecto considerado ao analisar a geometria entre dois enrolamentos concêntricos, é a isolamento sólida e líquida, entre as superfícies dos mesmos, composta do “presspan” (tipo papelão) e óleo respectivamente.

A espessura total destes isolantes é igual à distância radial entre os cilindros e, portanto deverá ser considerada no cálculo das capacitâncias entre enrolamentos (MENDES, 1995). A Figura A2.10 revela a disposição dos isolantes sólido e líquido.

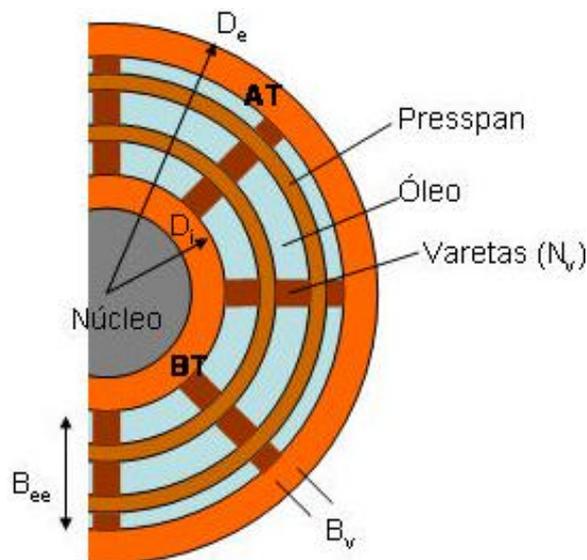


Figura A2.10 – Isolação composta entre enrolamentos – vista superior

As expressões principais para determinação da capacitância dependem dos seguintes parâmetros geométricos: diâmetro interno (D_i); diâmetro externo (D_e); altura do enrolamento (H_{eq}); distância entre enrolamentos (B_{ee}); número de varetas dos canais interno e externo (N_{vi} e N_{ve}); e largura das varetas dos canais interno e externo (B_{vi} e B_{ve}).

A capacitância entre enrolamentos cilíndricos e concêntricos de diâmetro externo (D_e) e diâmetro interno (D_i) possui a seguinte forma (MENDES, 1995, ABEYWICKRAMA, 2006):

$$C_{ee} = \mathbf{x}_0 \cdot \frac{(1-\mathbf{a}) \cdot \mathbf{p} \cdot D_m \cdot H_{eq}}{(1-\mathbf{b}) \cdot B_{ee} + \frac{\mathbf{b} \cdot B_{ee}}{\mathbf{x}_{pb}}} + \mathbf{x}_0 \cdot \mathbf{x}_{pb} \cdot \frac{\mathbf{a} \cdot \mathbf{p} \cdot D_m \cdot H_{eq}}{B_{ee}} \quad [F] \quad (A2.16)$$

Onde:

$$D_m = \frac{D_e + D_i}{2};$$

$$\mathbf{b} = \frac{\sum A_c}{B_{ee}}$$

$$\mathbf{a} = \frac{N_v \cdot B_v}{\mathbf{p} \cdot D_m}$$

B_{ee} = distância entre enrolamentos;

$H_{eq} = H_e + B_{ee}$ Altura equivalente do enrolamento;

\mathbf{x}_{ol} = Permissividade do óleo;

\mathbf{x}_{pb} = Permissividade do presspan;

\mathbf{x}_o = Permissividade do vácuo.

As relações que ajustam as capacitâncias parciais em função da frequência são aquelas que dependem da permissividade do material isolante.

A.2.5.2 Capacitância entre Enrolamento e Tanque

A capacitância entre o enrolamento externo e a parede adjacente do tanque pode ser calculada como sendo a capacitância entre enrolamentos externos cilíndricos paralelos (KARSAI, 1987, MENDES, 1995).

Entretanto, a influência do tanque é considerada através da discretização do seu contorno em setores geométricos equivalentes, definindo o ângulo e a largura de cada setor do tanque.

A Figura A2.11 esquematiza detalhadamente a geometria de contorno do tanque e sua relação com o enrolamento externo.

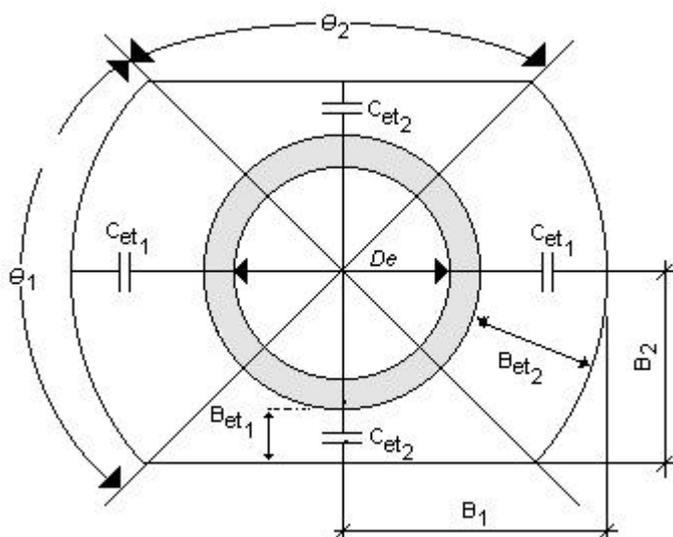


Figura A2.11 – Geometria de contorno do tanque

Adicionalmente, deve-se considerar no cálculo da capacitância parcial entre enrolamento externo e tanque, o meio isolante formado por uma isolamento sólida composta de presspan e uma isolamento líquida composta de óleo.

Neste caso, também a espessura total destes isolantes é igual à distância

radial entre o cilindro externo e a parede do tanque adjacente, e deverá ser considerada no cálculo das capacitâncias.

A capacitância entre o enrolamento externo cilíndrico e o tanque, é a soma das capacitâncias calculadas para cada setor geométrico do tanque, e possui a seguinte forma (KARSAI, 1987, MENDES, 1995, ABEYWICKRAMA, 2006).

$$C_{et} = C_{et_1} + C_{et_2} \quad \left[\frac{F}{m} \right] \quad (A2.17)$$

Sendo C_{et_1} e C_{et_2} determinados pelas seguintes expressões:

$$C_{et_1} = x_0 \frac{(1-a) \cdot k_1 \cdot p \cdot D_{m_1} \cdot H_{eq}}{\frac{(1-b) \cdot B_{et1}}{x_{ol}} + \frac{b \cdot B_{et1}}{x_{pb}}} + x_0 \cdot x_{pb} \frac{a \cdot k_1 \cdot p \cdot D_{m_1} \cdot H_{eq}}{B_{et_1}} \quad (A2.18)$$

$$C_{et_2} = x_0 \frac{(1-a) \cdot k_2 \cdot p \cdot D_{m_2} \cdot H_{eq}}{\frac{(1-b) \cdot B_{et2}}{x_{ol}} + \frac{b \cdot B_{et2}}{x_{pb}}} + x_0 \cdot x_{pb} \frac{a \cdot k_2 \cdot p \cdot D_{m_2} \cdot H_{eq}}{B_{et_2}} \quad (A2.19)$$

Onde: B_{et} = distância entre enrolamento externo e tanque;

k = relação de θ em 360°;

São necessários os seguintes dados geométricos do transformador: diâmetro externo (D_e); distâncias entre o centro e a parede do tanque de cada setor (B_1 e B_2); dimensões angulares de cada setor (q_1 e q_2); altura do enrolamento externo (H_{eq}); número de varetas dos canais interno e externo (N_{vi} e N_{ve}); e largura das varetas dos canais interno e externo (B_{vi} e B_{ve}).

Com a definição destes parâmetros geométricos, as expressões necessárias

para determinação da capacitância entre enrolamento externo e tanque são calculadas.

$$B_{et_1} = B_1 - 0.5 \cdot D_e \quad (\text{A2.20})$$

$$B_{et_2} = B_2 - 0.5 \cdot D_e \quad (\text{A2.21})$$

$$D_{m_1} = 0.5 \cdot (D_e + 2B_1) \quad (\text{A2.22})$$

$$D_{m_2} = 0.5 \cdot (D_e + 2B_2) \quad (\text{A2.23})$$

$$k_1 = \frac{q_1}{360} \quad (\text{A2.24})$$

$$k_2 = \frac{q_2}{360} \quad (\text{A2.25})$$

A.2.6 Capacitância Série (ou longitudinal)

Tradicionalmente, para o projeto e fabricação de enrolamentos de alta tensão de transformadores de potência, são aplicados enrolamentos tipo disco contínuo ou tipo disco entrelaçado.

A.2.6.1 Enrolamento Tipo Disco Contínuo

O enrolamento tipo disco contínuo é formado por um conjunto de discos planos, com espiras radialmente justapostas, enroladas continuamente e separadas axialmente por espaçadores que formam, por sua vez, canais de óleo entre discos adjacentes (MENDES, 1995).

Em cada um dos discos, as espiras correspondentes são enroladas como uma

espiral plana. Os discos adjacentes são ligados em série de forma contínua. O número de condutores em paralelo é dependente da corrente a conduzir, das perdas máximas e das solicitações mecânicas associadas a curtos-circuitos. Quando dois ou mais condutores paralelos são empregados, transposições dos condutores são necessárias (KARSAI, 1987).

O diagrama esquemático apresentado na Figura A2.12 mostra que este tipo de enrolamento consiste em duas seções de discos contendo iguais números de espiras cada. Sendo assim, as capacitâncias série para o disco contínuo se subdividem em duas partes, as quais representam o acoplamento capacitivo entre espiras e entre bobinas adjacentes, e resultam do cálculo da energia eletrostática armazenada entre os acoplamentos.

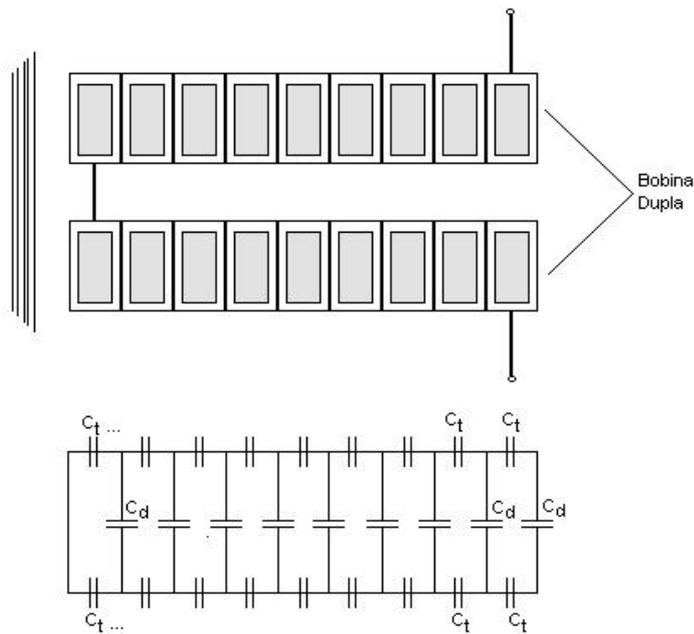


Figura A2.12 – Diagrama esquemático do enrolamento disco contínuo

Neste tipo de enrolamento cada grupo de discos adjacentes é representado por uma capacitância série equivalente e será denominado bobina dupla. A capacitância série do enrolamento completo resulta da associação série das capacitâncias das

bobinas duplas.

Para calcular a capacitância série é suposto que a distribuição de tensão é uniforme ao longo do disco contínuo. A determinação da capacitância resultante é baseada no princípio de que o somatório das energias acumuladas nos acoplamentos capacitivos de cada seção é equivalente à energia inteira do disco (KARSAI, 1987).

A Figura A2.13 mostra os aspectos construtivos do disco contínuo.

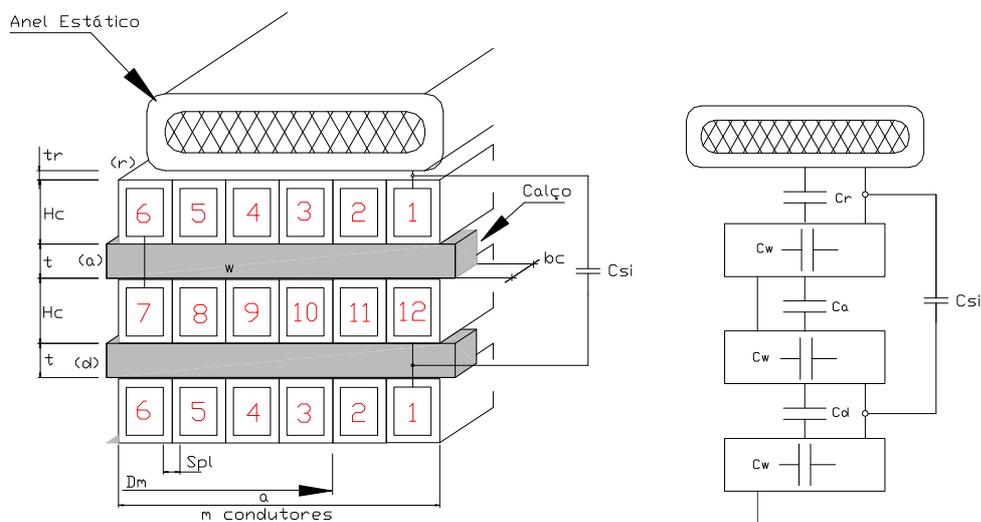


Figura A2.13 – Capacitância série em uma bobina dupla (disco contínuo)

A partir dos parâmetros geométricos de dois discos adjacentes, pode-se determinar a capacitância série equivalente, através da associação das capacitâncias parciais entre discos (C_a), entre bobinas duplas (C_d), entre espiras (C_w) e entre bobina e anel estático (C_r). Conseqüentemente, a capacitância série para todo o enrolamento será calculada através da associação série destas bobinas duplas.

$$C_{si} = \frac{C_s}{n_{bd}} \quad [F] \quad (A2.26)$$

Onde: C_{si} = Capacitância série total por bobina dupla [F];

n_{bd} = Número total de bobinas duplas no enrolamento

Sendo assim, a capacitância série total, por bobina dupla, é dada por (MENDES, 1995):

$$C_{si} = k_a C_a + k_d \cdot C_d + k_w \cdot C_w + k_r \cdot C_r \quad [F] \quad (A2.27)$$

Onde k_a , k_d , k_w e k_r são os coeficientes de capacitância série dados na Tabela A2.1.

Coeficientes de capacitância série Enrolamento tipo disco contínuo $N_p = 1$	
k_a	$\frac{n^2-1}{3 \cdot n^2}$
k_d	$\frac{n^2-1}{6 \cdot n^2}$
k_w	$\frac{n-2-(2 \cdot y)}{n^2}$
k_r	$\frac{n^2+3 \cdot n+2}{12 \cdot n^2}$

Tabela A2.1 – Coeficientes de capacitância série

Onde: N_p = Número de condutores em paralelo, neste caso $N_p=1$;

n = Número de espiras em uma bobina dupla;

y = Número de canais axiais internos ao enrolamento.

A partir da determinação dos parâmetros geométricos da bobina dupla e dos coeficientes de capacitância, pode-se definir a expressão para calcular as capacitâncias parciais para cada par de discos (MENDES, 1995).

C_a Representa a capacitância série parcial entre discos e baseia-se na seguinte

relação:

$$C_a = \mathbf{p} \cdot \mathbf{x}_0 \cdot D_m \cdot \frac{B_{re}}{t} \cdot \left[\frac{\mathbf{s}}{\frac{1}{\mathbf{x}_{pb}} + \frac{S_{pl}}{t \cdot \mathbf{x}_{pa}}} + \frac{1 - \mathbf{s}}{\frac{1}{\mathbf{x}_{pb}} + \frac{S_{pl}}{t \cdot \mathbf{x}_{pa}}} \right] \quad [F] \quad (A2.28)$$

Sendo, a taxa de ocupação dos calços por bobina dupla fornecida pela relação:

$$\mathbf{s} = \frac{\sum b_c}{\mathbf{p} \cdot D_m} \quad (A2.29)$$

Onde: $\sum b_c$ = Soma das larguras de calços por bobina dupla [m];

D_m = Diâmetro médio do enrolamento [m];

B_{re} = Dimensão radial do enrolamento [m];

S_{pl} = Espessura total da isolamento do condutor [m];

t = Espessura do canal radial entre bobinas [m].

\mathbf{x}_{pa} = Permissividade do papel;

C_d Representa a capacitância série parcial entre bobinas duplas e baseia-se na seguinte relação:

$$C_d = C_a \quad [F] \quad (A2.30)$$

Esta relação é verídica, visto que as bobinas duplas que compõe o enrolamento são idênticas.

C_w Representa a capacitância série parcial entre espiras e baseia-se na

seguinte relação:

$$C_w = \mathbf{x}_{pa} \cdot \mathbf{x}_0 \cdot \mathbf{p} \cdot D_m \cdot \left[\frac{H_c + \frac{2}{3} \cdot S_{pl}}{S_{pl}} \right] \quad [F] \quad (A2.31)$$

Onde: H_c = Largura do condutor isolado.

C_r Representa a capacitância série parcial que é considerada apenas para bobina adjacente ao anel estático e baseia-se na seguinte relação:

$$C_r = \frac{t}{t_r} \cdot C_a \quad [F] \quad (A2.32)$$

Após a determinação das capacitâncias de derivação e das capacitâncias série do enrolamento tipo disco contínuo, a partir dos dados geométricos do mesmo, estas serão armazenadas na matriz de capacitâncias para serem utilizadas no modelo matemático proposto para o enrolamento.

A.2.6.2 Enrolamento Tipo Disco Entrelaçado

A Figura A2.14 mostra a ligação entre discos sucessivos em um enrolamento tipo disco entrelaçado.

Cada grupo de dois discos adjacentes (uma bobina dupla) é representado por uma capacitância série equivalente. A capacitância série do enrolamento completo resulta da associação série das capacitâncias destes grupos:

$$C_s = \frac{C_{si}}{n_{bd}} \quad [F] \quad (A2.33)$$

Onde: C_{si} = Capacitância série total por bobina dupla [F];

n_{bd} = Número total de bobinas duplas no enrolamento

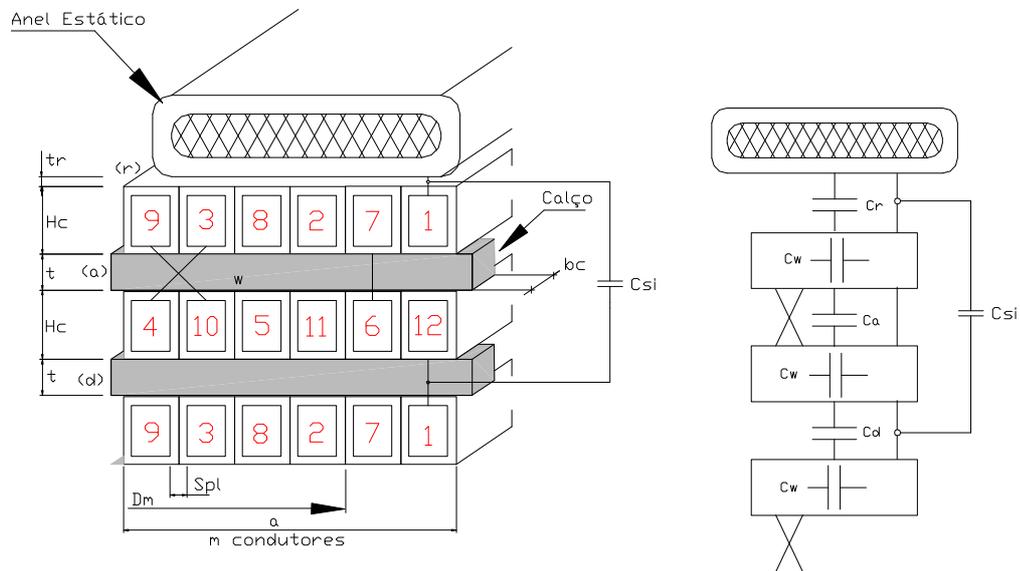


Figura A2.14 - Capacitância série enrolamento disco entrelaçado

Sendo assim, a capacitância série total, por bobina dupla, é dada por (MENDES, 1995):

$$C_{si} = k_a \cdot C_a + k_d \cdot C_d + k_w \cdot C_w + k_r \cdot C_r \quad [F] \quad (A2.34)$$

Onde k_a , k_d , k_w e k_r são os coeficientes de capacitância série dados na Tabela A2.2.

Coeficientes de capacitância série Enrolamento tipo disco entrelaçado		
$N_p = 1$		
	m (par)	m (ímpar)
k_a	$\frac{n^2-1}{3.n^2}$	$\frac{n^2-1}{3.n^2}$
k_d	$\frac{5n^2-2}{12.n^2}$	$\frac{5.n^2-12.n+10}{12.n^2}$
k_w	$\frac{1}{4n^2} [n^3-(4+2.y)n^2+10n-8]$	$\frac{1}{4n^2} [n^3-(4+2.y)n^2+6n-4]$
k_r	$\frac{1}{24n^2} [5n^2+9n+4]$	$\frac{1}{24n^3} [5n^3-3n^2+4n+12]$

Tabela A2.2 - Coeficientes de capacitância série

Onde: N_p = número de condutores em paralelo;

n = número de espiras em uma bobina dupla;

m = número de condutores por bobina (disco) do enrolamento;

y = Número de canais axiais internos ao enrolamento.

Anexo 3

Dados dos Transformadores Simulados

A seguir são descritas as características geométricas dos enrolamentos estudados. Estes valores constam nas Tabelas A3.1 e A3.2 sendo utilizados nos cálculos dos parâmetros dos enrolamentos vistos no Capítulo 6 e são as variáveis necessárias ao algoritmo “RESP_FREQ”.

A Figura A3.1(MENDES, 1995) representa todos os parâmetros construtivos para uma melhor visualização dos enrolamentos.

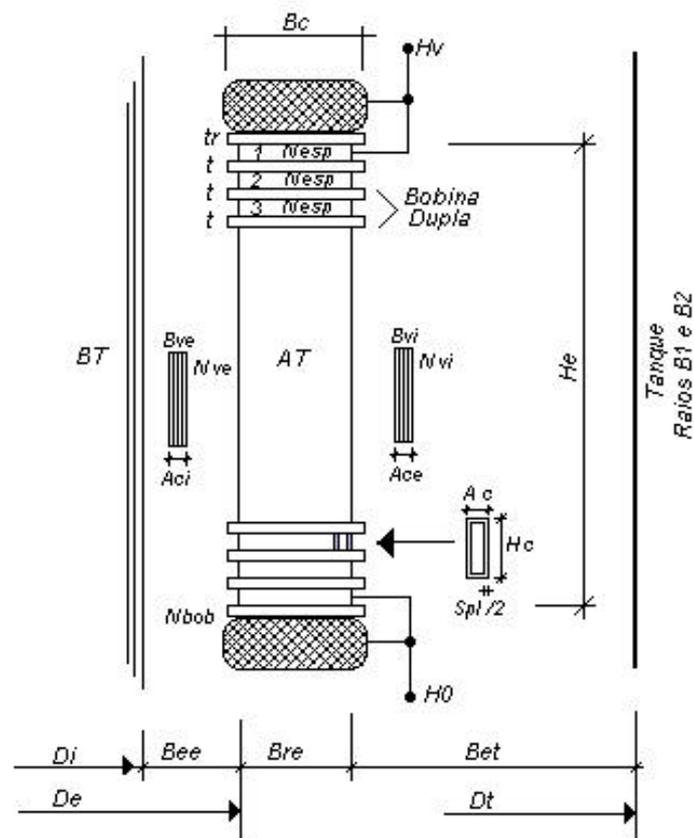


Figura A3.1: Parâmetros construtivos do enrolamento

Tabela A3.1 - Características Geométricas do Enrolamento Tipo *Contínuo*, 72,5 kV

Símbolo	Descrição	Valor (mm)
Ac	Espessura do condutor isolado	4,5
Ace	Soma da espessura isolação canal externo	3,0
Aci	Soma da espessura isolação canal interno	6,0
t	Canal entre bobinas	4,0
tr	Canal entre enrolamento e anel estático	4,0
Bc	Largura do calço do enrolamento	38,0
Bee	Medida radial do canal entre enrolamentos	38,0
Bet	Medida radial do canal entre enrolamento e tanque	90,0
Bre	Medida radial do canal do enrolamento	40,0
Bve	Largura da vareta no canal externo	20,0
Bvi	Largura da vareta no canal interno	20,0
De	Diâmetro externo do enrolamento interno	600,0
Di	Diâmetro interno do enrolamento	680,0
Dt	Diâmetro interno do tanque	940,0
Hc	Largura do condutor isolado	12,0
He	Altura do enrolamento	1276,0
Spl	Espessura total da isolação do condutor	1,5
		Quantidade
Nbob	Bobinas no enrolamento	80
Nc	Calços no enrolamento	16
Nesp	Espiras em uma bobina dupla	18
Nve	Varetas no canal externo	16
Nvi	Varetas no canal interno	16

Tabela A3.2 - Características Geométricas do Enrolamento Tipo *Entrelaçado*, 145 kV

Símbolo	Descrição	Valor (mm)
Ac	Espessura do condutor isolado	4,8
Ace	Soma da espessura isolação canal externo	4,0
Aci	Soma da espessura isolação canal interno	8,0
t	Canal entre bobinas	3,0
tr	Canal entre enrolamento e anel estático	4,0
Bc	Largura do calço do enrolamento	38,0
Bee	Medida radial do canal entre enrolamentos	45,0
Bet	Medida radial do canal entre enrolamento e tanque	170,0
Bre	Medida radial do canal do enrolamento	48,0
Bve	Largura da vareta no canal externo	20,0
Bvi	Largura da vareta no canal interno	20,0
De	Diâmetro externo do enrolamento interno	700,0
Di	Diâmetro interno do enrolamento	790,0
Dt	Diâmetro interno do tanque	1226,0
Hc	Largura do condutor isolado	15,0
He	Altura do enrolamento	1516,0
Spl	Espessura total da isolação do condutor	2,0
		Quantidade
Nbob	Bobinas no enrolamento	80
Nc	Calços no enrolamento	20
Nesp	Espiras em uma bobina dupla	20
Nve	Varetas no canal externo	20
Nvi	Varetas no canal interno	20

Anexo 4

Redes Neurais Artificiais

A4.1 Introdução

As Redes Neurais Artificiais (RNAs) representam uma forma de computação não algorítmica baseada em processamento paralelo e distribuído, como forma de emular em um computador a estrutura e a funcionalidade do cérebro humano. Para isto, pesquisadores tiveram que buscar alternativas para modelagem do neurônio biológico: sua estrutura, funcionalidade, conectividade e interatividade entre neurônios e, principalmente, a dinâmica operacional do sistema biológico (BRAGA, *et al*, 2000, DINIZ, 1997).

As RNAs são formadas por diversos nodos (neurônios) conectados entre si através de ligações que são, normalmente, unidirecionais, podendo formar diversas camadas dependendo da complexidade do problema a ser resolvido. As conexões entre estes elementos são dotadas de pesos, que nada mais são que um tipo de ponderação em relação à importância destas conexões para a ativação de um determinado nodo.

Estas redes necessitam de arquiteturas paralelas, de algoritmos adequados na fase de “aprendizado” e alta capacidade de processamento. Não necessitam de modelos precisos da realidade física do problema e possuem alta capacidade de adaptação. Suas principais vantagens são:

- tolerância a falhas;
- aplicações em tempo real;
- alta capacidade de auto adaptação;
- capacidade de resolver problemas práticos sem a necessidade da definição de listas de regras ou de modelos precisos.

As redes neurais artificiais oferecem melhores abordagens para problemas que requeiram:

- reconhecimento de padrões;
- classificação e associação de padrões;
- identificação;
- resistência ao ruído;
- aproximação de funções e aprendizado.

Dentre as principais áreas de aplicação, pode-se citar áreas onde é difícil criar modelos precisos da realidade e problemas com frequentes mudanças de ambiente.

A4.2 Aplicações de RNAs

Com o grande interesse pelas RNAs observado nos últimos anos, diversas aplicações foram desenvolvidas para as mais variadas finalidades, dentre as quais se destacam:

- *Classificação*: a RNA fornece como saída uma ou mais classes representativas de um dado padrão fornecido como entrada.
- *Reconhecimento de padrões*: se um determinado padrão é fornecido à rede, esta será capaz de reproduzi-lo como saída.
- *Complementação de padrões*: um padrão incompleto é fornecido à RNA e esta reproduzirá o mesmo padrão completando as partes que faltam.
- *Remoção do ruído*: um padrão contaminado é apresentado à RNA e ela será capaz de reproduzir o sinal removendo a maior parte, senão a totalidade, do ruído.
- *Otimização*: um conjunto de condições iniciais de um problema específico de otimização é apresentado à RNA que produzirá como saída, um conjunto de condições que representa a solução ótima do problema.

- *Controle*: um padrão representativo do estado atual do sistema e da resposta desejada é fornecido à RNA que produzirá como saída uma sequência de comandos que possibilitará a obtenção da resposta desejada.

O diagnóstico e detecção de falhas utilizando RNAs tem sido bastante estudado nos últimos anos. Os métodos de estimação e reconhecimento de padrões são os mais empregados para resolver tais problemas. A seguir, apresenta-se uma série de trabalhos referentes a este campo de aplicação.

(HOSKINS, HIMMELBLAU, 1988) utilizam as RNAs multicamadas para diagnóstico de falhas em processos químicos simples. Neste trabalho eles explicam a capacidade de aprendizagem das RNAs, o objeto e o ambiente de simulação que pode ser usado em casos experimentais.

(SORSA, KOIVO, 1990) mostram a capacidade de uma RNA no diagnóstico e detecção de falhas de um reator químico e estuda as diferentes arquiteturas, concluindo que a arquitetura de uma RNA multicamada é a mais apropriada.

(OLIVEIRA, 1992) propôs uma metodologia para automatizar o processo de monitoração e diagnóstico de defeitos de máquinas rotativas, envolvendo as etapas de aquisição de sinais de vibrações, pré-processamento e compressão dos dados via RNAs, com vistas a identificação de excitações quanto a sua localização e caracterização. As redes identificaram com sucesso, para os casos testados, os parâmetros contidos em sinais considerados ruidosos até o limite de 20% do nível RMS do sinal original.

Segundo (ALGUINDIGUE *et al.*, 1993), os mancais de rolamentos são largamente utilizados na indústria. Muitos problemas que acontecem nas máquinas são devido a falhas nos rolamentos. Sistemas de detecção de falhas utilizando RNAs têm sido bastante empregados com o objetivo de reduzir custos de manutenção, evitar falhas catastróficas e aumentar a vida útil das máquinas.

(CHOW *et al.*, 1993) apresentam considerações gerais de projeto de uma RNA unidirecional visando a detecção de falhas em motores. Dentre estas considerações, podem ser destacadas: eficiência e implementação da rede, número de dados de treinamento e critérios de parada.

(LIU, MENGEL, 1993) mostram que as RNAs podem ser usadas para monitorar, diagnosticar e classificar defeitos de juntas esféricas em máquinas ferramentas e robôs. Neste trabalho o valor RMS do sinal, o valor máximo da amplitude do sinal do domínio da frequência e o espectro de potência foram usados para alimentar a RNA. A rede treinada foi capaz de distinguir uma junta esférica defeituosa de uma não defeituosa com 100% de acerto dos casos. Aspectos importantes como a estrutura da rede e o tamanho do conjunto de dados usados na fase de treinamento foram discutidos.

(NAIDU *et al.*, 1998) utilizam uma RNA multicamada para detectar falhas de sensores em sistemas de controle de processos e comparam com a técnica do erro quadrático de integral finita. O uso de um sistema *backpropagation* adaptado para detecção de falhas em sistemas não lineares também é investigado.

(PHAM, BAYRO-CORROCHANO, 1994) discutem o uso de RNAs para detectar e classificar falhas nas superfícies de válvulas de admissão e recalque de automóveis. As RNAs são incorporadas a um sistema de inspeção visual automatizado visando uma melhoria na qualidade global das máquinas.

(BARROS FILHO, 2003) demonstra a utilização de RNAs para auxílio no diagnóstico de faltas em equipamentos elétricos através da análise cromatográfica de gases, principalmente para amostras que não apresentam um diagnóstico definido ou tabelado pela IEC.

A4.3 Redes Neurais Artificiais: Conceitos básicos

A4.3.1 Neurônios artificiais: Modelo McCulloch-Pitts (MCP)

O neurônio artificial proposto por (MCCULLOCH, PITTS, 1943) é constituído de “n” terminais de entrada, que representam os dendritos, de uma função de mapeamento, emulando o corpo celular, e apenas um terminal de saída, representando o axônio, conforme exemplificado na Figura A4.1.

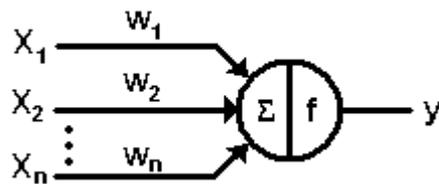


Figura A4.1- Nodo genérico do neurônio artificial.

Onde:

X_p - sinais de entrada - vetor de entrada n-dimensional;

w_p - peso (intensidade) das conexões;

f - função de ativação;

y - saída do neurônio - uma única saída que pode alimentar vários neurônios.

As entradas X_p representam os estímulos que chegam ao neurônio num determinado instante de tempo. Os pesos w_p representam as sinapses que ponderam os estímulos a serem processados pelo corpo celular.

O corpo do neurônio é representado por um mecanismo que faz a soma dos valores das entradas, ponderados por seus pesos, $\sum X_p w_p$, que através de uma função de ativação, determina se a saída deste neurônio artificial dispara ou não. Na condição de disparo sua saída vai a 1, sendo 0 na condição contrária. Na descrição original do modelo MCP, a função de ativação é dada pela função de limiar descrita pela equação A4.1.

$$\sum_{i=1}^n X_p w_p \geq f \quad (\text{A4.1})$$

Como principais limitações do modelo MCP tem-se:

- Caso uma rede seja composta de uma única camada de neurônios MCP, a mesma só conseguirá implementar funções linearmente separáveis,
- Pesos negativos são mais adequados para representar disparos inibidores,
- O modelo original foi proposto com pesos fixos e não ajustáveis.

A4.3.2 Funções de ativação

A função de ativação “f”, também conhecida como limiar lógico (“*threshold*”), é quem define e envia para fora do neurônio o valor do estímulo a ser passado adiante, para os próximos neurônios da rede. Como função de ativação, as mais encontradas na literatura estão listadas na Tabela A4.1 (DINIZ, 1997):

- *Função degrau*: limita a saída do neurônio a apenas dois valores (0 ou 1). Normalmente é utilizada para criar neurônios que tomem decisões binárias, como nos classificadores. É limitada (“*bounded*”), porém não é derivável;
- *Função linear*: não é limitada. Neurônios com esta função de ativação podem ser utilizados como aproximadores lineares;
- *Função sigmoideal (logística)*: permite que a entrada assuma qualquer valor no intervalo $(-\infty \text{ e } \infty)$ e os comprime para o intervalo $[0, +1]$. É a função geralmente adotada em redes neurais em virtude de ser contínua, monotônica, não linear e facilmente diferenciável em qualquer ponto;
- *Função tangente hiperbólica*: mapeia a entrada dos neurônios no intervalo $[-1, +1]$. Possui as mesmas características e emprego da função logística sigmoideal, possibilitando que as saídas sejam simétricas.

Tabela A4.1 - Funções de ativação f.

Função	Equação com Polarização	Sem polarização	Com polarização
Degrau	$y = \begin{cases} 1, & x > -b \\ 0, & x < -b \end{cases}$		
Degrau Simétrico	$y = \begin{cases} 1, & x > -b \\ 0, & x < -b \end{cases}$		
Linear	$y = x + b$		
Logística Sigmoidal	$y = \frac{1}{1 + e^{-(x+b)}}$		
Tangente Hiperbólica	$y = \frac{e^{(x+b)} - e^{-(x+b)}}{e^{(x+b)} + e^{-(x+b)}}$		

A4.3.3 Estrutura da rede

Não existe nenhum procedimento determinístico para estruturar uma rede, esta é feita de forma heurística, sendo que os parâmetros mais relevantes são: número de

camadas (“layers”), número de neurônios por camada, topologia das interconexões, função de transferência, representação dos dados e dinâmica de operação.

Cabe ressaltar que o aumento do número de camadas acarreta o aumento da complexidade e do tempo de processamento da rede. Aumentando o número de neurônios por camada acarreta no aumento do grau de liberdade da função de transferência, e quanto maior a quantidade de variáveis livres, menor será a capacidade de generalização da rede. Logo, o objetivo de projeto é resolver-se o problema com a menor estrutura possível. Dois tipos de estrutura compõem o universo de modelos de RNAs: as do tipo unidirecional (“*feedforward*”) e as do tipo recorrente (DINIZ, 1997).

- *Feedforward* - neste tipo de estrutura todas as conexões entre neurônios diferentes — intercamada — obedecem a direção entrada → saída, não havendo conexões entre neurônios de uma mesma camada. Esta estrutura é completamente conectada, pois todas as saídas dos neurônios de uma camada são conectadas com todos os neurônios da camada posterior. A Figura A4.2 apresenta uma estrutura (“*feedforward*”) com quatro camadas.

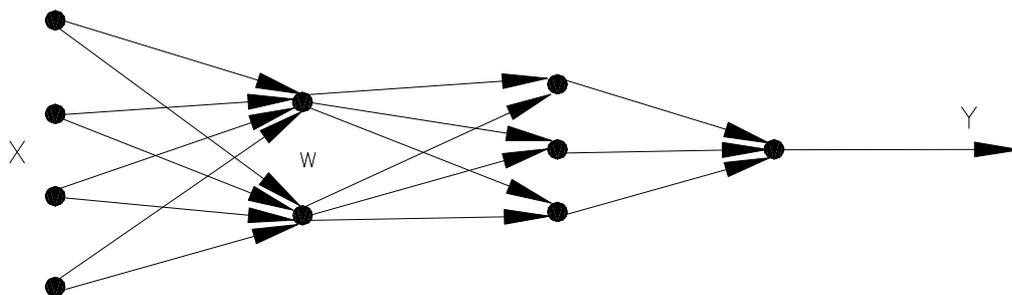


Figura A4.2 - Estrutura “*feedforward*”, com 1 camada de entrada, 2 escondidas e 1 de saída.

- *Recorrente* - são redes com realimentação, onde um neurônio pode ser direta ou indiretamente retroalimentado pela sua saída, conforme a Figura A4.3. Cada camada pode conter conexões entre os elementos de processamento da mesma camada (estímulos laterais), das camadas anteriores e das camadas

posteriores. Na estrutura recorrente não existe um sentido único para o fluxo dos sinais entre neurônios ou entre camadas.

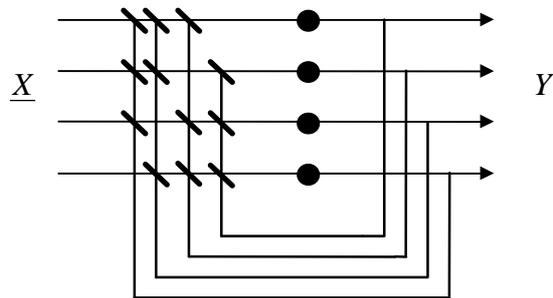


Figura A4.3 - Estrutura recorrente.

A4.3.4 Formas de aprendizado de RNAs

Como mencionado anteriormente, uma das características mais importantes das RNAs é sua capacidade de aprendizado a partir de exemplos, sendo capazes de realizar interpolações e extrapolações do que aprenderam.

A operação da rede neural constitui-se de 3 etapas:

- Treinamento: ajuste dos parâmetros do modelo;
- Teste: validação dos parâmetros do modelo;
- Produção: utilização do modelo.

Na etapa do treinamento são escolhidos o algoritmo e parâmetros de aprendizado. Aprendizado é o processo pelo qual a rede adapta seus parâmetros de forma a satisfazer os requisitos de mapeamento estabelecidos. Quanto a dinâmica de atualização dos parâmetros de treinamento, pode-se citar (DINIZ, 1997) :

- *Batch* - os parâmetros são ajustados somente ao final de cada “*epoch*” (processamento de todo o conjunto de observações). Nesta dinâmica, o treinamento é menos influenciado pela ordem de apresentação dos padrões e menos susceptível à oscilações, porém a velocidade de aprendizado geralmente é mais baixa.

- *Incremental* - os parâmetros são ajustados ao final do processamento de cada observação. Nesta dinâmica, a ordem da apresentação dos padrões é importante

para a velocidade de aprendizado da rede e, em alguns casos, deve-se reorganizar esta ordem, de forma a acelerar o treinamento.

Aprendizado geralmente se constitui no ajuste do conjunto de pesos de modo à executar uma tarefa específica, e acontece, basicamente, de duas formas distintas (DINIZ, 1997) :

- *supervisionado* - utiliza um conjunto de pares (entrada - saída), em que para cada padrão de entrada é especificado um padrão de saída desejado (resposta desejada). O aprendizado ocorre no momento em que a saída gerada pela rede, a partir dos cálculos efetuados com o padrão de entrada e os pesos correntes, for diferente da saída desejada. A rede deverá, segundo alguns critérios, ajustar seus pesos de forma a reduzir o erro. Essa dinâmica é repetida para todo conjunto de dados (entradas e saídas) inúmeras vezes, até que a taxa de erro esteja dentro de uma faixa considerada satisfatória.

- *não-supervisionado* - este tipo de aprendizado também é conhecido como aprendizado auto-supervisionado, e classifica os padrões similares sem utilizar pares (entrada - saída), isto é, no treinamento da rede são usados apenas valores de entrada. A rede trabalha essas entradas e se organiza de modo a classificá-las mediante algum critério de semelhança. Esse tipo de rede utiliza os neurônios como classificadores, e os dados de entrada como elementos de classificação.

O processo básico do aprendizado supervisionado pode ser sumarizado pelos seguintes passos para um treinamento incremental (DINIZ, 1997) :

- 1) Escolha inicial dos pesos, em geral são valores pequenos e aleatórios;
- 2) Apresentação de uma entrada cuja saída correspondente é conhecida;
- 3) Cálculo da saída a ser gerada pela rede;
- 4) Cálculo do erro (saída desejada x saída gerada);
- 5) Ajuste dos pesos;
- 6) Verificação do erro; se satisfatório — fim —, caso contrário retorna ao passo

2.

Dentre os algoritmos mais conhecidos relativos ao aprendizado supervisionado, tem-se a regra delta (WIDROW, B., HOFF, M. E., 1960) e a sua generalização para redes multicamadas, conhecida como “*backpropagation*” (RUMELHART *et al*, 1986).

A4.4 Perceptron

Através do perceptron, (ROSENBLATT, F., 1958) introduziu o conceito de aprendizado em RNAs. Este modelo era composto por uma estrutura de rede, tendo como unidades básicas nodos MCP, e uma regra de aprendizado. Em 1962, Rosenblatt mostrou que um nodo MCP treinado com o algoritmo de aprendizado do perceptron sempre converge caso o problema tratado seja linearmente separável (ROSENBLATT, 1962).

A topologia original descrita por Rosenblatt era composta por unidades de entrada (retina), por um nível intermediário formado pelas unidades de associação e por um nível de saída formado pelas unidades de resposta. Embora esta topologia original possua três níveis, ela é conhecida como perceptron de uma única camada, já que somente o nível de saída (unidades de resposta) possui propriedades adaptativas. A retina consiste basicamente em unidades sensoras, e as unidades intermediárias de associação, embora formados por nodos MCP, possuem pesos fixos, definidos antes do período de treinamento (BRAGA *et al*, 2000) .

O nodo básico de um perceptron é apresentado na Figura A4.4, e sua função de ativação é indicada pela equação A4.2.

$$t = \sum_{p=1}^n x_p w_p + b \quad (\text{A4.2})$$

$$y = \begin{cases} 1 & \text{se } f(t) \geq ? \\ 0 & \text{se } f(t) < ? \end{cases}$$

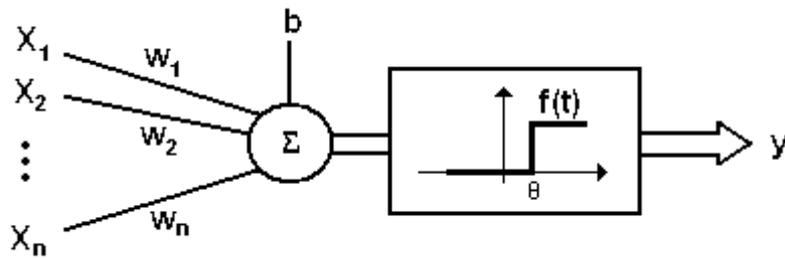


Figura A4.4 – Nodo de um perceptron

Onde:

X_p - sinais de entrada (vetor n-dimensional);

w_p - peso (intensidade) das conexões;

b - bias;

f - função de ativação;

θ - limiar de ativação da saída do perceptron;

y - saída do neurônio

A4.4.1 Algoritmo de aprendizado do Perceptron

O treinamento de uma rede neural consiste em ajustar os seus parâmetros livres, que no caso do perceptron são os pesos w_1, w_2, \dots, w_n e o limiar θ . Porém a função de propagação pode ser reescrita da seguinte forma: $\text{net} > \theta \Rightarrow \text{net} - \theta > 0$. E se além disso o termo $-\theta$ for incorporado ao net, chegaremos as seguintes funções de ativação (CYBENKO, 1988) e propagação (CYBENKO, 1989) :

$$\text{net} = \sum_{p=0}^n w_p X_p \quad (\text{A4.3})$$

Onde: $w_0 = -\theta, x_0 = 1$.

$$y = \begin{cases} 1 & \text{se } \text{net} > 0 \\ 0 & \text{se } \text{net} \leq 0 \end{cases} \quad (\text{A4.4})$$

Durante o processo, cada padrão de entrada é apresentado ao perceptron e seus pesos são ajustados seguindo a regra criada por (ROSENBLATT, 1958). Geralmente se objetiva obter um valor de acréscimo de $w(t)$, $\Delta w(t)$, que acrescido ao

vetor $w(t)$, levará o vetor $w(t+1)$ a se aproximar do valor desejado. No caso do perceptron, as saídas desejadas podem assumir o valor 1 ou 0, sendo o erro cometido pela rede determinado pela equação A4.3.

Seja x_i o i -ésimo padrão de treinamento, y_i a resposta do perceptron para x_i e d_i o valor desejado como resposta. Caso $d_i = y_i$ o algoritmo de treinamento não irá fazer nenhum ajuste aos pesos do neurônio, caso contrário o algoritmo deve considerar duas possibilidades:

- 1) $d_i = 1$ e $y_i = 0$
- 2) $d_i = 0$ e $y_i = 1$

Em ambos os casos o algoritmo de treinamento precisa ajustar os pesos do perceptron para que a saída se iguale ao valor desejado.

Caso 1) $d_i = 1$ e $y_i = 0$

Como $y_i = 0$ então $\text{net}(\vec{x}_i) \leq 0 \Rightarrow \vec{x}_i \cdot \vec{w}^t \leq 0$

$$\Rightarrow |\vec{x}_i| \cdot |\vec{w}^t| \cdot \cos(a) \leq 0 \Rightarrow \cos(a) \leq 0 \Rightarrow a \geq 90^\circ$$

Onde:

x_i – vetor de entrada

w^t – vetor de pesos do perceptron no instante t

a – é o menor ângulo entre os vetores x_i e w^t .

O algoritmo de treinamento deve, neste caso, modificar o vetor w de forma que $a < 90^\circ$. A Figura A4.5 mostra graficamente este processo.

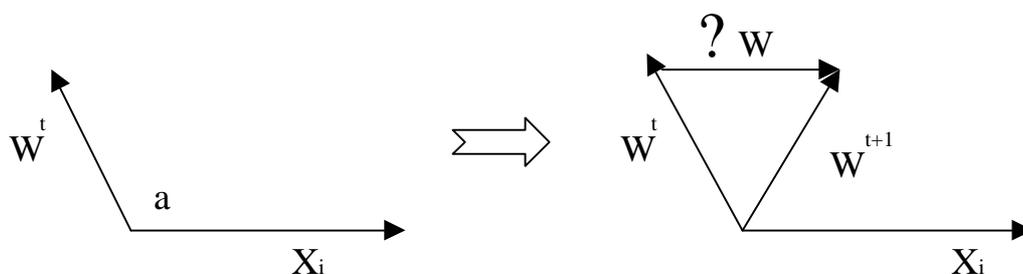


Figura A4.5 – Ajuste dos pesos do perceptron para $d_i = 1$ e $y_i = 0$.

Onde:

ηw_i é um vetor proporcional a x_i , ou seja, $\eta w = \eta x_i$

w^{t+1} é o vetor w^t após o ajuste, ou seja, $w^{t+1} = w^t + \eta w$

η é um escalar positivo que indica o quanto o vetor de pesos será modificado na direção e sentido do vetor x_i . Este escalar é conhecido como taxa de aprendizado.

Caso 2) $d_i = 1$ e $y_i = 0 \Rightarrow \mathbf{a} \geq 90^\circ$

Para esta situação, temos o mesmo processo, conforme Figura A4.6 abaixo:

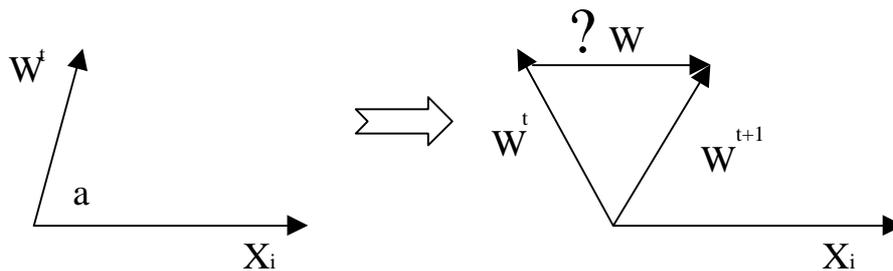


Figura A4.6 - Ajuste dos pesos do perceptron para $d_i = 0$ e $y_i = 1$.

Em suma, pode-se dizer que:

Se $d_i = y_i$ então $\eta w^t = 0$

Se $d_i = 1$ e $y_i = 0$ então $\eta w^t = \eta x_i$

Se $d_i = 0$ e $y_i = 1$ então $\eta w^t = -\eta x_i$

$w^{t+1} = w^t + \eta w^t$

Chamando-se $e = d_i - y_i$, a atualização dos pesos pode ser escrita de forma mais compacta, conforme a equação A4.5:

$$w^{t+1} = w^t + e \eta x_i \quad (\text{A4.5})$$

Generalizando, o algoritmo do perceptron pode ser dado pelas seguintes regras:

- Inicializar as conexões w_{ij}

- Repetir até que o erro seja zero, ou seja, $y_i = d_i$ para todos os pares (x_i, d_i) :
- Para cada par de treinamento (x_i, d_i)
 - Calcular a saída y_i
 - Ajustar os pesos segundo a equação A4.5.

A4.4.2 Exemplo: separação linear de classes

Para visualizar a utilização do perceptron, será considerado o problema de separação de classes de dois grupos em um espaço bidimensional. Um grupo será representado por quadrados e outro por círculos. Utilizar-se-á um perceptron de um único nodo com duas entradas.

Tem-se neste caso a fronteira de decisão dada por:

$$x_1 w_1 + x_2 w_2 + b = 0 \quad (\text{A4.6})$$

A Figura A4.7 apresenta graficamente este problema. Um ponto (x_1, x_2) que se encontra abaixo da linha de fronteira é atribuído a classe C_1 , e um ponto acima da linha de fronteira é atribuído à classe C_2 . Note que o efeito do bias (b) é meramente de deslocar a fronteira de decisão em relação à origem (HAYKIN, 2001).

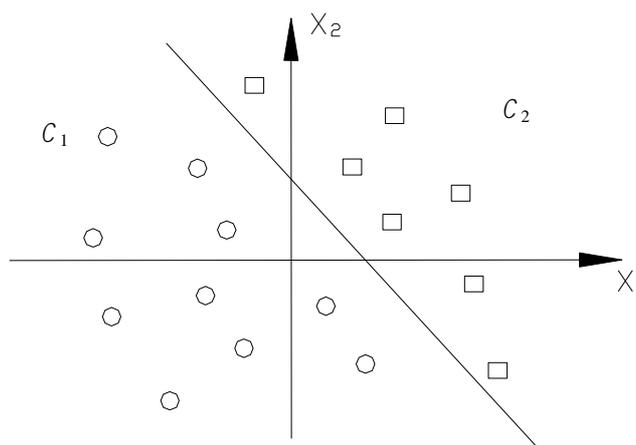


Figura A4.7 – Separação de classes linearmente separáveis

Notar para o fato de que, para diferentes valores de inicialização do vetor de peso, serão obtidas diferentes soluções para o problema (diferentes retas de separação das classes).

A4.5 Redes Multi-Layer Perceptron (MLP)

Um dos grandes problemas relativos à redes do tipo perceptron é o fato de serem incapazes de resolver problemas mais complexos, ou seja, problemas não linearmente separáveis. Um simples problema de álgebra booleana não pode ser resolvido por esta rede, por ser não linearmente separável. Na Figura A4.8 pode-se observar que a separação das soluções não pode ser feita apenas por uma reta.

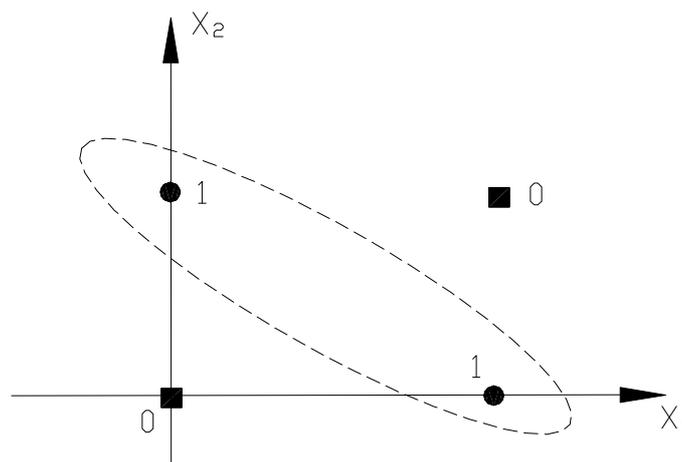


Figura A4.8 – O problema do OU Exclusivo

A solução para este tipo de problema veio com o desenvolvimento das redes multicamadas, ou seja, redes que apresentam camadas intermediárias, ou escondidas.

Segundo (CYBENKO, 1989), uma rede com uma camada intermediária permite a implementação de qualquer função contínua. Já a utilização de duas camadas intermediárias permite a aproximação de qualquer função (CYBENKO, 1988). Porém, dependendo da distribuição de dados, a rede pode convergir durante o treinamento,

para um mínimo local, ocasionando na não implementação de uma determinada função.

Com estas redes, em problemas de classificação, as camadas intermediárias transformam um problema não linearmente separável em um problema linearmente separável, ou seja, as camadas intermediárias da rede simplificam o problema para a camada de saída. Na verdade, o número de camadas necessário está associado à complexidade do problema.

Porém, o treinamento destas redes é uma tarefa relativamente complexa, já que só se sabe com certeza a magnitude do erro cometido pela camada de saída. O erro cometido pelas camadas escondidas é apenas uma estimativa, que tem como base o erro da camada de saída.

O algoritmo *backpropagation*, desenvolvido inicialmente por PAUL WERBOS em 1974 e redescoberto independentemente por PARKER (1982) e (RUMELHART *et al*, 1986), tem sido aplicado como algoritmo de aprendizado para redes diretas e multicamadas, tendo como base o gradiente descendente. Este algoritmo necessita que a função de ativação seja contínua, diferenciável e preferencialmente, não decrescente.

A4.5.1 Arquitetura das MLPs

Um dos principais aspectos relacionados ao projeto de redes MLP diz respeito à função de ativação utilizada, que deve ser não-linear e diferenciável. Isto porque uma rede com mais de uma camada, cujos nodos utilizam funções de ativação lineares, é equivalente a uma rede de uma única camada.

A necessidade de que a função de ativação seja derivável se deve à utilização do método do gradiente para a determinação dos ajustes dos pesos da rede. A Figura A4.9 apresenta uma rede MLP típica. Trata-se de uma rede “*feed-forward*” com uma camada de entrada, uma camada escondida e uma camada de saída.

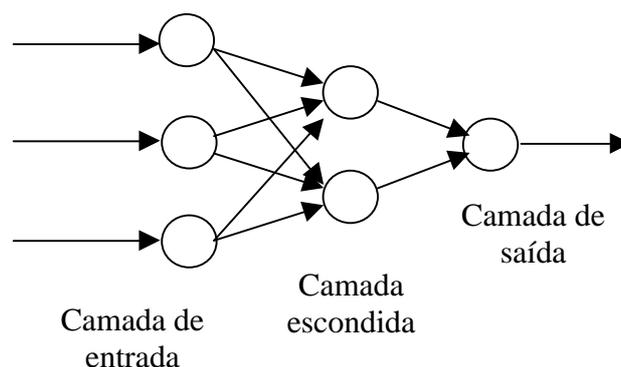


Figura A4.9 – Rede MLP típica

A4.5.2 Funcionalidade das MLPs

Neste tipo de rede, o processamento realizado por cada nodo é definido pela combinação dos processamentos realizados pelos nodos da camada anterior conectados ao nodo. Quando se segue da primeira camada intermediária em direção à camada de saída, as funções implementadas se tornam cada vez mais complexas. Estas funções definem como é realizada a divisão do espaço de decisão. Para uma rede com pelo menos duas camadas intermediárias, pode-se dizer que o seguinte processamento ocorre em cada uma das camadas (BRAGA *et al*, 2000):

- Primeira camada intermediária: Cada nodo traça retas no espaço de padrões de treinamento.
- Segunda camada intermediária: Cada nodo combina as retas traçadas pelos neurônios da camada anterior conectadas a ele, formando regiões convexas, onde o número de lados é definido pelo número de unidades a ele conectados (Figura A4.10).

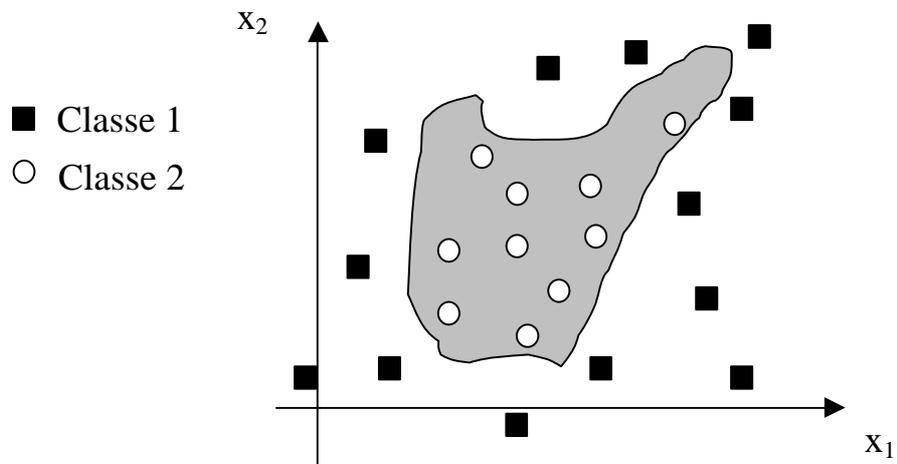


Figura A4.10 - Regiões convexas formadas pela segunda camada intermediária de uma rede MLP.

- Camada de saída: Cada nodo forma regiões que são combinações das regiões convexas definidas pelos nodos a ele conectados da camada anterior. Os nodos definem, desta maneira, regiões com formatos abstratos (Figura A4.11).

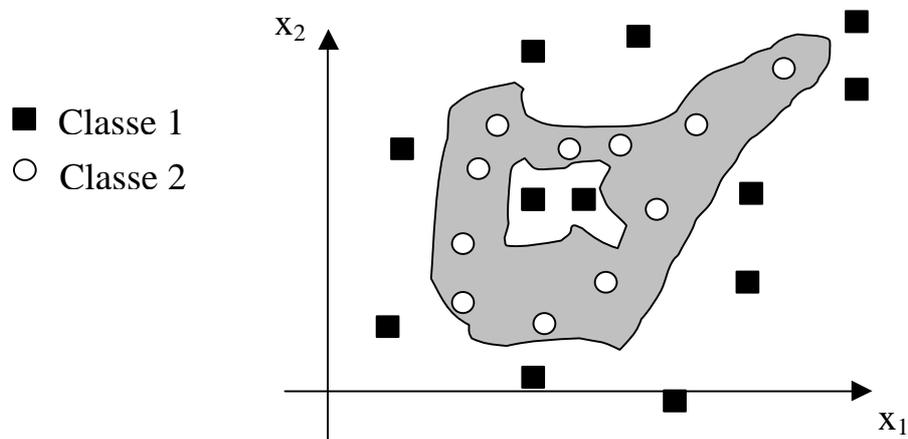


Figura A4.11 - Regiões abstratas formada pela camada de saída de uma rede MLP.

Deve-se salientar ainda que a definição da topologia da rede, ou seja, o número de nodos em cada camada e o número de camadas, é uma tarefa difícil de ser executada, existindo alguns métodos para tal (BRAGA *et al*, 2000).

A4.5.3 “*Backpropagation*”

O método de treinamento “*Backpropagation*” foi sem dúvida o grande impulso para a retomada dos estudos relativos à RNAs. Este método permite o aprendizado de redes neurais baseadas no perceptron, com qualquer número de camadas, resolvendo problemas como o OU Exclusivo. Trata-se de um modelo de RNAs onde se utiliza redes multicamadas “*feed-forward*”, com aprendizado supervisionado por realimentação do erro, a partir de um conjunto de treinamento envolvendo entrada, saída desejada e a saída apresentada pela rede. A idéia básica deste algoritmo é que o erro de cada camada escondida é determinado realimentando-se os erros a partir da camada de saída. O “*Backpropagation*” pode ser considerado uma generalização da regra delta para funções de ativação não lineares e rede neural multicamadas (PEDREIRA, 2000).

Mais especificamente, o treinamento de uma rede MLP com o “*Backpropagation*” ocorre em duas fases, sendo que cada fase a rede é percorrida num sentido. Estas fases são chamadas de fase “*forward*” e fase “*backward*”. A fase “*forward*” é utilizada para definir a saída da rede para um dado padrão de entrada. A fase “*backward*” utiliza a saída desejada e a saída fornecida pela rede para atualizar os pesos de suas conexões. A Figura A4.12 mostra estas etapas.

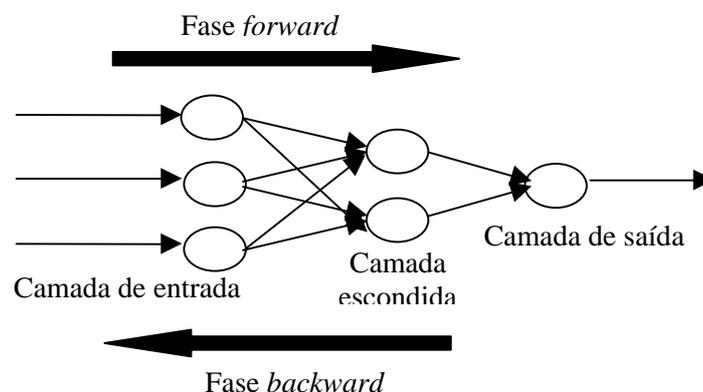


Figura A4.12 – Fases do *Backpropagation*.

A fase “*forward*” envolve os seguintes passos (BRAGA *et al*, 2000) :

- A entrada é apresentada à primeira camada da rede e é propagada em direção às saídas.
- Após os nodos da camada i calcularem seus sinais de saída, os nodos da camada $(i + 1)$ calculam seus sinais de saída.
- As saídas produzidas pelos nodos da última camada são comparadas às saídas desejadas.
- É calculado o erro para cada nodo de saída.

Já a fase “*backward*” envolve os seguintes passos (BRAGA *et al*, 2000) :

- A partir da camada de saída, o erro de cada nodo é dividido entre suas conexões de entrada:
 - O nodo ajusta seu peso de modo a reduzir o erro que ele produzirá no futuro.
 - Cada nodo das camadas anteriores tem seu erro definido pelos erros dos nodos da camada seguinte conectados a ele, ponderados pelos pesos das conexões entre eles.

Com base nestas fases, pode-se descrever o algoritmo do “*Backpropagation*” da seguinte forma:

1. Inicializar os pesos e parâmetros da rede.
2. Repetir os seguintes passos até o erro ser mínimo ou a realização de um determinado número de ciclos:
 - Definir saída da rede através da fase *forward*.
 - Comparar saídas produzidas com as saídas desejadas.
 - Atualizar pesos do nodo através da fase “*backward*”.

Pensando-se em termos de superfície de erro, cada combinação de pesos e “*thresholds*” corresponde a um ponto sobre esta superfície. A solução ótima será o

ponto mais baixo. Na verdade, procura-se a minimização do erro cometido pela rede através do ajuste dos pesos e “*thresholds*” da mesma, de forma a se caminhar para os pontos mais baixos da superfície de erro. Para tal, utiliza-se o método do gradiente. Porém, dependendo das condições iniciais, pode-se atingir mínimos locais, o que é indesejável.

A4.5.3.1 Equações do *Backpropagation*

O treinamento de uma MLP através do “*Backpropagation*” visa a minimização do erro quadrático cometido pela rede. Assim se considerarmos a soma dos erros quadráticos na saída da rede no instante n , tem-se

$$e(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m e_i^2(t) \quad (A4.7)$$

Onde:

- ε soma dos erros quadráticos
- m número da iteração
- i número de saídas
- e_i erro da saída i

Neste método, a variação dos pesos da rede é função do gradiente descendente do erro em relação ao peso, como pode ser observado pela equação:

$$\Delta w_{ji} = -\eta \frac{\partial e}{\partial w_{ji}} \quad (A4.8)$$

onde w_{ji} é o peso entre o nodo j e o nodo i .

Com base nas equações A4.7 e A4.8, chega-se as equações para ajuste dos pesos das conexões da rede MLP:

$$w_{ji}(t + 1) = w_{ji}(t) + \Delta w_{ji}(t) x_i(t) \quad (A4.9)$$

Sendo que, para o nodo de saída:

$$\mathbf{d}_j = (\mathbf{d}_i - \mathbf{y}_i) \mathbf{f}'\left(\sum_{i=1}^m \mathbf{x}_i \mathbf{w}_{ji}\right) \quad (\text{A4.10})$$

Para a nodo intermediário:

$$\mathbf{d}_j = \mathbf{f}'\left(\sum_{i=1}^n \mathbf{x}_i \mathbf{w}_{ji}\right) \sum_l \partial_l \mathbf{w}_{jl} \quad (\text{A4.11})$$

A4.5.3.2– Dificuldades de treinamento do *Backpropagation*

Um dos problemas encontrados no treinamento de redes MLP é a seleção dos parâmetros de treinamento. Pequenas diferenças nestes parâmetros podem levar a grandes diferenças, tanto no tempo de treinamento quanto na generalização obtida (BRAGA *et al*, 2000) .

Outra questão importante diz respeito a quando se interrompe o treinamento da rede. Os critérios de interrupção de treinamento mais utilizados são:

- Encerramento do treinamento após n ciclos;
- Encerramento do treinamento após o erro quadrático médio ficar abaixo de uma constante α ;
- Encerramento do treinamento quando a porcentagem de classificações corretas estiver acima de uma constante α ;
- Combinação destes métodos.

A freqüência de ajuste dos pesos da rede também influencia o desempenho obtido durante o treinamento. Em relação ao *Backpropagation*, existem duas abordagens:

- Por padrão (*on-line*)
- Por ciclo (*batch*)

No primeiro caso, os pesos são ajustados após a apresentação de cada padrão de treinamento. Esta abordagem é estável se a taxa de aprendizado for pequena. É

também mais rápida para conjuntos de treinamento grandes e redundantes, tendo a vantagem adicional de utilizar menos memória (BRAGA *et al*, 2000) .

Na abordagem por ciclo, os pesos são atualizados após todos os padrões terem sido apresentados. Apesar de mais estável, esta técnica pode ser mais lenta se o conjunto de treinamento for grande e redundante. Porém, possui uma estimativa mais precisa do vetor gradiente, o que implica na necessidade de utilização de mais memória (BRAGA *et al*, 2000).

Deve-se destacar ainda a lentidão apresentada pelo *Backpropagation* para superfícies de erro mais complexas, além dos mínimos locais que podem ser atingidos durante a fase otimização dos pesos da rede. Algumas técnicas podem ser citadas para a redução da incidência de mínimos locais e aceleração deste algoritmo (BRAGA *et al*, 2000) :

- Utilização de taxa de aprendizado decrescente;
- Adicionar nós intermediários;
- Utilizar um termo *momentum*;
- Adicionar ruído aos dados.

Por fim, o problema do “*overfitting*” deve ser considerado durante o treinamento de redes MLP. Trata-se do problema relacionado a piora da taxa de acerto da rede para padrões diferentes dos padrões utilizados para ajuste de seus pesos, ou seja, uma redução de sua capacidade de generalização. Diz-se que a rede memorizou os padrões de treinamento, gravando suas peculiaridades e ruídos. As alternativas mais utilizadas para redução da ocorrência de “*overfitting*” são (BRAGA *et al*, 2000) :

- Encerramento do treinamento quando o erro de validação começa a aumentar;
- “*Pruning*” (poda) de pesos da rede, ou seja, redução de sua complexidade pela eliminação de nós e/ou camadas.

Como visto, o “*backpropagation*” apresenta uma série de deficiências, mas que não lhe tira os méritos em relação ao alavancamento do estudo de RNAs a partir de sua utilização, sendo ainda, um dos algoritmos mais utilizados para o treinamento de

redes MLP. Além disto, por se tratar de uma área onde vários trabalhos vêm sendo desenvolvidos, pode-se ter num futuro próximo, soluções para alguns dos problemas deste algoritmo de treinamento.

Referências Bibliográficas

ABEYWICKRAMA, K.G.N.B., GUBANSKI S.M., SERDYUK, Y.V., 2006, “Exploring Possibilities for Characterization of Power Transformer Insulation by Frequency Response Analysis (FRA)”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.21, n.3, pp. 1375-1382, July.

AKBARI, A. WERLE, P., BORSI, H., GOCKENBACH, E., 2002, “Transfer Function-Based Partial Discharge Localization in Power Transformers: A Feasibility Study”, *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v.18, n.5, pp.22-32, Sep/Oct.

ABNT, 1993, “NBR5380 – Transformadores de Potência”, Maio.

ABNT, 2005, “NBR10576 – Guia para Acompanhamento de Óleo Mineral Isolante de Equipamentos Elétricos”, Setembro.

ALGUINDIQUE, I.E.; LOSKIEWICKZ-BUCZAK, A. and UHRIG, R.E., 1993, “Monitoring and Diagnosis of Rolling Element Bearings Using Artificial Neural Networks”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. v.40, n.2, pp. 209-217, April.

BAK-JENSEN, J., BAK-JENSEN, B., MIKKELSEN, S. D., 1995, “Detection of Faults and Ageing Phenomena in Transformer by Transfer Functions”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.10, n.1, pp. 308-314, January.

BARROS FILHO, V. N. A., 2003, *Monitoramento e Diagnóstico de Estados de Grandes Transformadores, com Ênfase para o Diagnóstico pela Cromatografia com o uso*

de Redes Neurais. Dissertação de M.Sc. - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pernambuco, Recife, PE, Brasil.

BERNIERI, A., D'APUZZO, M., SANSONE, L. and SAVATANO, M., 1994, "A Neural Network Approach for Identification And Fault Diagnosis On Dynamic Systems", *IEEE Transactions On Instrumentation And Measurement* , v.43, n.6, pp. 867-873, December.

BRAGA, A. P.; LUDEMIR, T. B.; CARVALHO, A. C. P. L. F., 2000, *Redes Neurais Artificiais – Teoria e aplicações*, Editora LTC.

BREYTENBACH, R., "Frequency Response Analysis (FRA) for Transformer Testing Using FRAMIT: Its Application and Interpretation", In: TechCon 2000.

BUDNER, A., 1970, "Introduction of Frequency-Dependent Line Parameters into an Electromagnetic Transients Program", *IEEE Power Apparatus and Systems*, v. PAS 89, pp. 88-97, January.

CALDECOTT, R., KASTEN, D.G., LIU, Y., SEBO, S.A., WRIGHT, S.E., 1990, "Measurement of the Frequency Dependent Impedance of Major Station Equipment", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.5, n.1, pp. 474-480, January.

CASTELLANOS, F., MARTI, J., R., 1995, "Phase-Domain Multiphase Transmission Line Models", *IPST'95 International Conference on Power Systems Transients*, pp. 17-22, Lisbon, September.

- CHOW, M. Y.; SHARPE, R. N.; HUNG, J. C., 1993, "The Application And Design of Artificial Neural Network for Motor Fault Detection – Part II", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 40, n.2, pp. 189-196, April.
- CHRISTIAN, J., FESER, K., 2004, "Procedures for Detecting Winding Displacements in Power Transformers by the Transfer Function Method", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.19, n.1, pp. 214-220, January.
- COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA, 2004, "Análise de Resposta em Frequência de Deformação em Enrolamentos do transformador de Potência". In: *Norma do Setor de Energia Elétrica da República Popular da China – DL/T 911-2004*, China, Dezembro.
- CYBENKO, G., 1988, *Continuous Valued Neural Networks with Two Hidden Layers are Sufficient*. Technical Report, Department of Computer Science, Tufts University.
- CYBENKO, G., 1989, "Approximation by Superpositions of a Sigmoid Function". In: *Mathematics of Control, Signals and Systems*, v.2, pp. 214-303.
- DICK, E. P., ERVEN, C. C., 1978, "Transformer Diagnostic Testing by Frequency Response Analysis", *IEEE Transactions of Power Delivery*.
- DINIZ, S. S., 1997, *Uso de Técnicas Neurais para o Reconhecimento de Comandos à Voz*. Dissertação de M.Sc. – Instituto Militar de Engenharia, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

DOBLE ENGINEERING, 2001, "Sweep Frequency Response Analyzer", Catálogo do instrumento M5100 SFRA.

DOMMEL, H. W., 1992, "EMTP Theory Book", Microtran Power System Analysis Corporation, Vancouver, Canada.

ERNING, L., MACALPINE, J. M. K., YANBING L., 1997, "On-Line Identification of Frequency Response of Current Transformer Using a Correlation Method". *IEEE International Symposium on Circuit and Systems*, Hong Kong, 9 –12 June.

GAMBOA, L.R.A., 2003, "Ensaio Elétricos em Equipamentos de Subestações e Usinas". *Curso na UHE Gov. Ney Braga - COPEL*, Paraná, Brasil, 15 – 19 September.

GUI, J., GAO, W., TAN, K., GAO, S., 2003, "Deformation Analysis of Transformer Winding by Structure Parameter". *7th International Conference on Properties and Application of Dielectric Materials*, Nagoya, 1 – 5 June.

GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A., 1999, "Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.14, n.3, pp. 1052-1061, July.

GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A., 1998, "Application of Vector Fitting to State Equation Representation of Transformer for Simulation of Electromagnetic Transients", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.13, n.3, pp. 834-842, July.

- GUSTAVSEN, B., SEMLYEN, A., 2001, "Enforcing Passivity for Admittance Matrices Approximated by Rational Functions", *IEEE Transactions on Power Systems*, v.16, n.1, pp. 97-104, February.
- GUSTAVSEN, B., 2004, "Wide Band Modeling of Power Transformers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.19, No.1, pp. 414-422, January.
- HANIQUE, E., 1994, "A Transfer Function Is a Reliable Tool for Comparison of Full and Chopped Lightning Impulse Tests", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.9, n.3, pp. 1261-1266, July.
- HAYKIN, S., 2001, *Redes Neurais: Princípios e Prática*. Porto Alegre, Bookman.
- HEBB, D. O., 1949, *The Organization of Behavior*, Wiley.
- HEDMAN, D. E., 1965, "Propagation on Overhead Transmission Lines. I – Theory of Model Analysis. II", *IEEE Power Apparatus and Systems*, v. PAS 84, pp. 205-211, May.
- HEINEMANN, L., ULLRICH, R., GROTTOLLEN, H., 1991, "Transfer Function and Calculation of Parameters for High Frequency Multi-Winding Transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*.
- HERNANDEZ, E. M., 2003, "Inteligência Computacional e Redes Neurais em Engenharia Elétrica". In: *Escola Politécnica - Engenharia de Sistemas Eletrônicos*, São Paulo, Brasil.

HERSZTERG, S. K., 2004, “*Desenvolvimento de um Modelo Matemático para Enrolamentos de Transformadores – Uma Abordagem Analítica da Resposta em Frequência*”. Dissertação de M. Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil.

HEWLETT PACKARD, 1989, *The Impedance Measurement Handbook*, Japan, February.

HOSKINS, J. C.; HIMMELBLAU, D. M., 1988, “Artificial Neural Networks Models of Knowledge Representation in Chemical Engineering”. In: *Computers and Chemical Engineering*. v. 12, pp. 881-890.

IEEE FRA Task Force C.57.149, 2005, “Transformer Frequency Response Analysis”, February.

ISLAM, S. M., LEDWICK, G., 1996, “Locating Transformer Faults Through Sensitivity Analysis of High Frequency Modeling Using Transfer Function Approach”. *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Montreal, Quebec, Canada, 16–9 June.

ISLAM, S. M., STACE, M., 1997, “Condition Monitoring of Power Transformer in the Australian State of New Wales Using Transfer Function Measurements”. *IEEE International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials*, Seoul, Korea, 25 – 30 May.

ISLAM, S. M., 2000, “Detection of Shorted Turns and Winding Movements in Large Power Transformers Using Frequency Response Analysis”. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.3, pp. 23-27, January.

KARSAI, K., KERÉNYI, D., KISS, L., 1987, "Large Power Transformer", v. 25, New York, Elsevier.

KIM, W. J., PARK, B., SEUNG J., KIM, S., 2005, "Fault Diagnosis of Power Transformer Using an Improved Frequency Response Analysis". *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 1, January.

LAPWORTH, J. A, 1995, "Mechanical Condition Assessment of Power Transformers Using Frequency Response Analysis". *Doble International Conference*.

LEIBFRIED, T., FESER, K., 1994, "On-Line Monitoring of Transformer by means of the Transfer Function Method". *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Pittsburgh, PA, USA, 5 – 8 June.

LEIBFRIED, T., FESER, K., 1996, "Off-Line and On-Line Monitoring of Power Transformer Using the Transfer Function Method". *IEEE International Symposium on Electrical Insulation*, Montreal, Québec, Canada, 16 – 19 June.

LEIBFRIED, T., FESER, K., 1997, "A New Method for Evaluating Transfer Functions of Power Transformers". *10th International Symposium on High Voltage Engineering*, Montreal, Québec, Canada, 25 – 29 August.

LEIBFRIED, T., FESER, K., 1999, "Monitoring of Power Transformer Using the Transfer Function Method", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.14, n.4, October.

- LECH, W., TYMINSKI, L., 1966, "Detecting Transformer Winding Damage - The Low Voltage Impulse Method", *The Electric Review*, ERA, UK.
- LIU, T. I., MENGEL, J. M., 1992, "Intelligent Monitoring of Ball Bearing Conditions." In: *Mechanical Systems and Signal Processing*, v. 6, n.5, pp. 419-431.
- MARCANO, F. J., MARTI, J. R., 1997, "Independent Line Model: Case Studies", *IPST'97 International Conference on Power Systems Transients*, pp. 67-72, Seattle, USA, June.
- MARINHO, J. M. T., 2004, "Cálculo de Matrizes de Transformação Modal Dependentes da Freqüência Usando o Método de Newton-Raphson", Trabalho Final, COE-764, COPPE/UFRJ.
- MARTI, J., 1982, "Accurate Modeling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Electromagnetic Transients Simulation", *IEEE Power Apparatus and Systems*, v. PAS 101, pp. 147-157, January.
- MARTINEZ-VELASCO, 1997, "Computer Analysis of Electrical Power System Transients: Selected Readings", Piscataway: IEEE Press.
- MCCULLOCH, W. S., PITTS, W., 1943, "A logical Calculus of the Ideas Immanent in Nervous Activity". In: *Bulletin of Mathematical Biophysics*, v. 5, pp.115-133.
- MENDEL, J. M., MCLAREN, R. W., 1970, "Reinforcement-Learning Control and Pattern Recognition Systems." In: *Adaptative, Learning, and Pattern Recognition Systems: Theory and Applications*, pages 287-318. New York, Academic Press.

- MENDES, J. C., 1995, *Redução de Falhas em Grandes Transformadores de Alta Tensão*. Tese de D.Sc., Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, Brasil.
- MEYER, W. S., DOMMEL, H. W., 1974, "Numerical Modeling of Frequency-Dependent Transmission-Line Parameters in an Electromagnetic Transients Program", *IEEE Power Apparatus and Systems*, v. PAS 93, pp. 1401-1409, October.
- MIKKELSEN, S. D., BAK-JENSEN, J., SORENSEN J. T., 1993, "Sensitivity of Identified Transfer Functions in Transformer Diagnosis". In: The Institute of Energy Technology, Aalborg University, ISBN.
- MORCHED, A., GUSTAVSEN, B., TARTIBI, M., 1999, "A Universal Model for Accurate Calculation of Electromagnetic Transients on Overhead Lines and Underground Cables", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, pp. 1032-1038, July.
- MARTINS, H. et al, 1999, "Diagnóstico Integrado de Transformadores de Potência". *XV SNPTEE Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Grupo de Estudo de Subestações e Equipamentos Elétricos, Foz do Iguaçu.
- MARTINS, H., et al, 1999, *Medição de Resposta em Freqüência e Impedância Terminal em Transformadores de Potência*. In: Relatório Técnico CEPEL – 1240.

- MARTINS, H., et al, 2000, “Utilização da Técnica de Tensão de Retorno para Determinação do Teor de Umidade em Transformadores de Potência”, In: CIER – Comision de Integracion Electrica, Buenos Aires.
- MARTINS, H, et al, 2000, “Investigação sobre Falhas nos Transformadores 500kV/185MVA da Chesf na Usina de Luiz Gonzaga”, In: III ENEAT, Campina Grande – PB.
- NAIDU, S. R.; ZAFIRIOU, E.; MCAVOY, T., 1990, “Use of Neural Networks For Sensor Failure Detection In A Control Systems”, *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 49-55, April.
- NATIONAL INSTRUMENTS, 2005, “PXI Tutorial”, “VXI Tutorial” e “History of GPIB”, Catálogos.
- NUNES, J., GALDEANO, C., 1998, “Análise da Isolação Sólida de Transformadores pelo Ensaio de Índice de Polarização”. *XVI SEMEL Seminário de Materiais no Setor Elétrico*, Curitiba.
- OLIVEIRA, A. G., 1999, *Técnicas de Caracterização de Excitações em Máquinas Rotativas*. 1999. 162 f. Tese de D.Sc. - Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG, Brasil.
- OMICRON, 2006, “Analisador de Resposta de Varredura de Freqüência”, Catálogo do instrumento FRAnalyzer.
- PEDREIRA, R., 2000, “Caracterização e Desenvolvimento de Redes Neurais Artificiais”. In: *Unicamp*, Campinas, SP, Brasil.

- PHAM, D.T., BAYRO-CORROCHANO, E.J., 1994, "Neural Networks For Classifying Surface Defects on Automotive Valve Stem Seals", *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, v. 35 , n.8, pp. 1115-1124.
- PINHAS, N., ISLAM, S., JOHN, H., 2000, "On the Development of Transfer Function Method for Fault Identification in Large Power Transformers on Load". *IEEE Conference on Electrical Insulating and Dielectric Phenomena*, Boston, USA, April.
- PLEITE, J., OLÍAS, E., BARRADO, A., LÁZARO, A., VÁRQUEZ, R., 2002, "Frequency Response Modeling for Advanced Maintenance Techniques of Transformers", In: *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, v. 2, pp. 524 – 528, July.
- RICHENBACHER, A. G., 1976, "Frequency Domain Analysis of Responses from L.V.I. Testing of Power Transformers". *43rd Doble International Client Conference*.
- ROSENBLATT, F., 1958, *The Perceptron: A Probabilistic Model for Information Storage and Organization in the Brain*. Cornell Aeronautical Laboratory, *Psychological Review*, v.65, n.6, pp.386-408.
- ROSENBLATT, F., 1962, *Principles of Neurodynamics: Perceptrons and the Theory of Brain Mechanisms*. , New York , Spartan Books.
- RUMELHART, D. E., HINTON, G. E., WILLIAMS, R. J., 1986, "Learning Representations by Back-Propagation Errors", *Nature*, pp.323:533-536.

RUMELHART, D. E., MCCLELLAND, J. L., 1986, *Parallel Distributed Processing, Volume 1: Foundations*. Cambridge, MA: A Bradford Book, MITPress.

RYDER, S. A., 2002, "Methods for Comparing Frequency Response Analysis Measurements". *IEEE International Symposium on Electrical and Insulating*, Boston, USA, 7 – 10 April .

SAMESSIMA, M. I., OLIVEIRA J. C., DIAS, E. M., 1991, "Frequency Response Analysis and Modeling of Measurement Transformer under Distorted Current and Voltage Supply", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.6, n.4, pp. 1762-1768, October.

SATISH, L., JAIN, A., 2002, "Structure of Transfer Function of Transformer with Special Reference to Interleaved Windings", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.17, n.3, pp. 754-760, July.

SELJESETH, H., SAETHRE, E. A., OHNSTAD, T., LIEN, I., 1998, "Voltage Transformer Frequency Response. Measuring Harmonics in Norwegian 300kV and 132kV Power System". *IEEE/PES and NTUA International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP'98*, Athens, Greece, 14 – 16 October.

SORSA, T., KOIVO, H. N., 1993, "Application of Artificial Neural Networks In Process Fault Diagnosis". *Automática*, v. 29, n.4, pp. 843-849.

SOYSAL, A. O., 1991, "A Method for Wide Frequency Range Modeling of Power Transformer and Rotating Machines", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.6, pp. 560 - 566, October.

- SOYSAL, A. O., SEMLYEN, A., 1993, "Practical Transfer Function Estimation and Its Application to Wide Frequency Range Representation of Transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.8, n.3, pp. 1627-1637, July.
- SNELSON, J. K., 1972, "Propagation of Traveling Waves on Transmission Lines-Frequency Dependent Parameters", *IEEE Power Apparatus and Systems*, v. PAS 91, pp. 85-91, February.
- SU, Q., JAMES, R. E., 1992, "Analysis of Partial Discharge Pulse Distribution along Transformer Windings Using Digital Filtering Techniques", *IEEE Proceedings-C*, v. 139, n. 5, September.
- SWANEVELDER, P., HANCKE, G., P., 1994, "Utilizing the Transfer Function in Transformer Testing". *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.3, pp. 1168-1170, July.
- TAVARES, M. C., PISSOLATO, J., PORTELA, C. M., 1999, "Quasi-Models Three-Phase Transmission Line Model – Comparison With Existing Frequency Dependent Models", *IPST'99 International Conference on Power Systems Transients*, pp. 49-54, Budapest, Hungary, June.
- TENBOHLEN, S., RYDER, S. A., 2003, "Making Frequency Response Analysis Measurements: A Comparison of Swept Frequency and Low Voltage Impulse Methods". *XIIIth International Symposium on High Voltage Engineering*, Netherlands, 2003.

- VAESSEN, P. T. M., HANIQUE, E., 1992, "A New Frequency Response Analysis Method for Power Transformer", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.7, n.1, pp. 384-391, January.
- WEDEPOHL, L. M., 1963, "Application of Matrix Methods to the Solution of Traveling-Wave Phenomena in Poly-Phase Systems". *Proc. IEE*, v.110, n.12, pp. 2200-2212, December.
- WEDEPOHL, L. M., NGUYEN, H. V., IRWIN, G. D., 1996, "Frequency-Dependent Transformation Matrices for Untransposed Transmission Lines Using Newton-Raphson Method", *IEEE Transactions on Power Delivery*, v.11, n.3, pp. 1538-1546, August.
- WENZEL, D., BORSI, E., GOCKENBACK, E., 1998, "Analytical Computation of the Transfer Functions of Transformers". *IEEE International Symposium on Electrical and Insulating Materials*, Toyohashi, Japan, 27-30 September.
- WIDROW, B., HOFF, M. E., 1960, "Adaptative Switching Circuits". *Institute of Radio Engineers, Western Electronic Show and Convention*, 1960.
- WGA2.26, 2006, "Mechanical Condition Assessment of Transformer Windings using Frequency Response Analysis (FRA)". *Revista Electra*, n. 228, pp.30-52, October.
- XAVIER, A. E., 2005, "Uma função ativação para redes neurais artificiais mais flexível e poderosa e mais rápida". *Revista Learning and Nonlinear Models (SBRN)*, v.1, n. 5, pp.276-282.