

---

**Proposta de um Modelo de Circuito Equivalente  
para Representação em Banda Larga de  
Transformadores de Distribuição**

*Guilherme Martinez Figueiredo Ferraz*

---



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

*Guilherme Martinez Figueiredo Ferraz*

**Proposta de um Modelo de Circuito Equivalente  
para Representação em Banda Larga de  
Transformadores de Distribuição**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá, como requisito para a obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

**Área de Concentração:** Sistemas Elétricos de Potência

**Orientador:** Prof. Dr. Manuel Luís Barreira Martinez

Universidade Federal de Itajubá

**Co-Orientador:** Prof. Dr. Estácio Tavares Wanderley Neto

Universidade Federal de Itajubá

Maio de 2015

Itajubá – MG

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

*Guilherme Martinez Figueiredo Ferraz*

Dissertação aprovada por banca examinadora em  
11 de maio de 2015, conferindo ao autor do título de  
*Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.*

**Banca Examinadora:**

Prof. Dr. Manuel Luís Barreira Martinez (Orientador)

Prof. Dr. Estácio Tavares Wanderley Neto (Coorientador)

Prof. Dr. José Feliciano Adami

Prof. Dr. José Manuel Esteves Vicente

Maio de 2015

Itajubá - MG

## AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Manuel Luís Barreira Martinez pela parceria estabelecida, seus ensinamentos técnicos, respeito e admiração que tenho pelo senhor.

Ao Prof. Dr. Estácio Tavares Wanderley Neto no atendimento imediato das minhas dificuldades, sugestões sempre pertinentes e conselhos valiosos.

A minha família, na figura da Maria Clara Barreira Martinez Figueiredo Ferraz, Daniela Martinez Figueiredo Ferraz e Lídia Barreira Martinez, principalmente pela compreensão, apoio e pelo amor incondicional, apesar de estarmos sempre longe.

A equipe do LAT e da HVEX contribuindo, sempre que possível, no meu trabalho, nas minhas pesquisas e no meu amadurecimento. Em especial aos amigos (as): Francine Sendy, Gustavo Paiva Lopes, Ivan Faria, Matheus Penha, Paulo Cesar Claudino, Renato Capellini e Rogério Salustiano.

*“Most teachers waste their time by asking questions that are intended to discover what a pupil does not know, whereas the true art of questioning is to discover what the pupil does know or is capable of knowing”*

Albert Einstein

*“The higher we soar the smaller we appear to those who cannot fly.”*

Friedrich Nietzsche

## RESUMO

Esta dissertação descreve os principais resultados de uma pesquisa voltada para a determinação de um circuito equivalente para representação de transformadores de distribuição em uma ampla faixa de frequência. Sendo assim, reuniu de forma sintética, resultados de ensaios, modelos propostos para representação, ferramentas computacionais utilizadas e desempenho de cada uma. De forma complementar pode-se destacar a importância desta modelagem na compreensão e diagnóstico de transformadores, além de contribuir para elaboração de blocos de simulação e aglutinar resultados típicos de ensaios.

**Palavras-chave: bobinas, enrolamentos, distribuição, domínio, modelos, núcleo, potência, resposta em frequência, transformadores, transitórios.**

## Abstract

This paper describes the main results obtained during the development of this research project aimed at determining an equivalent circuit for representation of distribution transformers in a wide frequency range. Thus, gathered in a synthetic way, test results, proposed models for representation, used computational tools and performance of each.

**Keywords: coils, windings, distribution, domain models, core, power, frequency response, transformers, transient.**

## SUMÁRIO

1.	Introdução e Motivação da Dissertação	1
1.1.	Introdução	2
1.2.	Objetivo	2
1.3.	Originalidade	3
1.4.	Motivação	3
2.	Teoria Básica de Transformadores e Partes Construtivas	4
2.1	Princípio de Funcionamento	5
2.1.1	Surgimento do Transformador	5
2.1.2	Princípio Básico	6
2.2	Materiais Básicos para Transformadores	14
2.2.1	Introdução	14
2.2.2	Óleo para Transformadores	14
2.2.3	Papel	16
2.2.4	Núcleo em Aço	16
2.2.5	Aço Laminado à Quente	17
2.2.6	Aço de Grãos Orientados	17
2.2.7	Aço Amorfo	18
2.2.8	Condutores	18
2.3	Típos Básicos de Transformador	20
2.3.1	Monofásico	20
2.3.2	Trifásicos	21
2.4	Modelo de Circuito Equivalente para Transformador com Dois Enrolamentos	25
3.	Métodos de Construção de Modelos para Resposta em Frequência	32
3.1	Introdução	33
3.2	Modelos para Resposta em Frequência de Transformadores	35
3.2.1	Circuito $\pi$	35
3.2.2	Circuito RLC	38
3.2.3	Matriz de Otimização para os Parâmetros do Circuito Proposto pelo CIGRÉ	42
3.2.4	Modelos de Circuitos Distribuídos	44
3.2.5	Redes Neurais	52



3.3	Diagnóstico para Transformadores de Potência .....	54
3.4	Conclusão Sobre a Revisão Bibliográfica .....	57
4.	Desenvolvimento e Comparação do Circuito Equivalente de Transformadores de Distribuição.....	58
4.1	Introdução .....	59
4.2	Determinação dos Parâmetros para o Modelo.....	61
4.3	Ensaio de Resposta em Frequência .....	67
4.3.1	Dominio do Tempo .....	68
4.3.2	Dominio da Frequência.....	70
4.3.3	Equipamento Utilizado.....	71
4.4	Resultados de Ensaios .....	74
4.5	Modelagem do Circuito Representativo .....	81
4.6	Comparação de Modelos e Validação .....	87
5.	Conclusão e Trabalhos Futuros .....	91
5.1	Conclusão .....	92
5.2	Trabalhos Futuros.....	93
6.	Referências Bibliográficas .....	94

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Ilustração sobre o princípio do transformador para dois circuitos submetidos a mesmo fluxo. ....	6
Figura 2.2 - Princípio de funcionamento de um transformador.....	7
Figura 2.3 - Adição de núcleo magnético e aproximação dos elementos.....	9
Figura 2.4 - Comportamento do material ferromagnético.....	10
Figura 2.5 - Correntes parasitas e laminação do núcleo.....	10
Figura 2.6 - Ciclo de magnetização do material ferromagnético.....	11
Figura 2.7 - Circuito Magnético.....	12
Figura 2.8 - Condução e convecção do óleo em transformador de distribuição.....	15
Figura 2.9 - Transformador com núcleo do tipo envolvido.....	20
Figura 2.10 - Transformador com núcleo tipo envolvente.....	21
Figura 2.11 - Transformador trifásico e tipos de núcleo envolvido.....	23
Figura 2.12 - Transformador trifásico e tipos de núcleo envolvente.....	24
Figura 2.13 - Modelo de circuito equivalente para o núcleo de transformadores.....	26
Figura 2.14 - Modelo de circuito equivalente para núcleo de transformador com excitação senoidal.....	27
Figura 2.15 - Esquemático de transformador monofásico de dois enrolamentos com fluxo concatenado.....	29
Figura 2.16 - Modelo de circuito equivalente para transformador de dois enrolamentos, monifásico, sob carga.....	31
Figura 3.1 - Modelo pi de linha com elementos concentrados.....	36
Figura 3.2 - Bobina utilizada para comparação de resultados.....	37
Figura 3.3 - Comparação da resposta em frequência.....	37
Figura 3.4 - Matriz nodal de admitâncias.....	39
Figura 3.5 - Circuito RLC equivalente.....	40
Figura 3.6 - Comparação da resposta em frequência entre o modelo de circuito e o transformador.....	40
Figura 3.7 - Resposta em frequência de transformador de 100 kVA analisado.....	41
Figura 3.8 - Modelo de circuito equivalente composto por células RLC.....	41
Figura 3.9 - Comparação de resultados entre o modelo de 3 células RLC e o transformador real.....	42
Figura 3.10 - Modelo de circuito equivalente tradicional.....	43
Figura 3.11 - Comparação da resposta em frequência entre os valores medidos e os métodos propostos.....	44
Figura 3.12 - Desenho esquemático do enrolamento em forma de bobinas.....	45
Figura 3.13 - Modelo de circuito equivalente para parâmetros distribuídos.....	45
Figura 3.14 - Simplificação do modelo de parâmetros distribuídos.....	46
Figura 3.15 - Modelo de parâmetros distribuídos para transformador com dois enrolamentos.....	46
Figura 3.16 - Modelo de enrolamento sem perdas.....	47
Figura 3.17 - Representação da montagem do enrolamento de transformador, tipo panqueca.....	48
Figura 3.18 - Modelo de circuito elétrico com elementos distribuídos do enrolamento do transformador.....	49
Figura 3.19 - Simplificação do modelo de circuito elétrico com elementos distribuídos.....	49

Figura 3.20 - Modelo de circuito equivalente com parâmetros distribuídos para bobina de transformador. ....	50
Figura 3.21 - Modelo reduzido para o circuito de parâmetros distribuídos.....	51
Figura 3.22 - Bobina analisada modelada e testada para comparação de resultados. 51	
Figura 3.23 - Comparação de resultados do modelo de circuito equivalente reduzido e o obtido através de ensaio.....	52
Figura 3.24 - Circuito equivalente gerado a partir da determinação das funções de transferência.....	53
Figura 3.25 - Comparação de resultados entre a resposta em frequência do transformador e do circuito equivalente gerado – Magnitude.....	53
Figura 3.26 - Comparação de resultados entre a resposta em frequência do transformador e do circuito equivalente gerado – Fase.....	54
Figura 3.27 - Mudança da resposta em frequência de transformador avariado.....	55
Figura 3.28 - Inspeção visual da avaria do transformador.....	56
Figura 3.29 - Principais parâmetros do enrolamento aferidos durante ensaio de resposta em frequência. ....	57
Figura 4.1 - Modelo I para faixa de frequência de 0.1 a 3 kHz. ....	60
Figura 4.2 - Modelo II para faixa de frequência de 50/60 Hz a 20 kHz. ....	61
Figura 4.3 - Modelo III para faixa de frequência de 10 kHz a 3 MHz. ....	61
Figura 4.4 - Modelo IV para faixa de frequência de 100 kHz a 50 MHz.....	61
Figura 4.5 - Distribuição de probabilidade da resistência R1 em termos percentuais..	64
Figura 4.6 - a- Capacitância entre o enrolamento de alta tensão e o tanque; b- Capacitância entre o enrolamento de baixa tensão e o tanque; c- Capacitância entre enrolamentos; d- Capacitância entre enrolamentos de alta e baixa tensão (transformador monofásico).....	66
Figura 4.7 - Desenho representativo do circuito de ensaio de uma ponte de Schering. ....	67
Figura 4.8 - Metodologia de ensaio de resposta em frequência. ....	72
Figura 4.9 - Diagrama de blocos do princípio de funcionamento do equipamento.....	73
Figura 4.10 - Pontos de conexão do Franalizer.....	73
Figura 4.11 - Ponto de conexão no transformador.....	74
Figura 4.12 - Resposta em frequência de transformador monofásico, 10 KVA, 15 kV, módulo e ângulo. ....	77
Figura 4.13 - Resposta em frequência de transformador monofásico, 25 KVA, 25 kV, módulo e ângulo. ....	77
Figura 4.14 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 45 KVA, 15 kV, módulo e ângulo.....	78
Figura 4.15 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 75 KVA, 15 kV, módulo e ângulo.....	79
Figura 4.16 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 30 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.....	79
Figura 4.17 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 45 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.....	80
Figura 4.18 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 75 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.....	80
Figura 4.19 - Resposta em frequência de transformador trifásico com núcleo envolvente. ....	81
Figura 4.20 - Parâmetros de simulação. ....	82

Figura 4.21 - Diagrama de simulação. ....	82
Figura 4.22 - Fluxograma de processos adotados para determinação do circuito equivalente. ....	83
Figura 4.23 - Modelo de circuito equivalente para transformador monofásico.....	84
Figura 4.24 - Simplificação do circuito de descarga do gerador de impulso. ....	85
Figura 4.25 - Simplificação do circuito de descarga do gerador de impulso para medição de corrente de pico. ....	85
Figura 4.26 - Circuito equivalente para transformador trifásico. ....	86
Figura 4.27 - Comparação do valor de impedância terminal, em módulo, para transformador trifásico. ....	88
Figura 4.28 - Comparação do valor de impedância terminal, em fase, para transformador trifásico. ....	88
Figura 4.29 - Comparação do valor de impedância terminal, em módulo, para transformador monofásico. ....	89
Figura 4.30 - Comparação do valor de impedância terminal, em fase, para transformador monofásico. ....	89

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Origem dos transitórios elétricos e faixas de frequências associadas. ....	59
Tabela 4.2 - Parâmetros para transformadores trifásicos.....	74
Tabela 4.3 - Parâmetros para transformadores monofásicos.....	75
Tabela 4.4 - Capacitância de transformadores trifásicos (pF). ....	75
Tabela 4.5 - Capacitância de transformadores monofásicos (pF). ....	76

## LISTA DE ABREVIATURAS

AC – Corrente alternada

DC – Corrente contínua

EHV – Extra alta tensão

EMTP – Programa de transitórios eletromagnéticos

FEM – Força eletromotriz

FFT – Transformada rápida de Fourier

FRA – Análise de resposta em frequência

MMQ – Método dos mínimos quadrados

MTL – Linha de transmissão com multicondutores

IEEE – Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos

PRBS – Sequência binária pseudo-aleatória

PWM – Modulação por largura de pulso

RNA – Redes neurais artificiais

SFRA – Varredura de resposta em frequência

SEP – Sistemas Elétricos de Potência

SIN – Sistema Interligado Nacional

TEM – Teoria Eletromagnética

UHV – Ultra alta tensão

VFT – Transitórios de frente rápida

# 1. Introdução e Motivação da Dissertação

## 1.1. Introdução

Este capítulo contém as informações sobre a descrição do: objetivo, originalidade e a motivação sobre a escolha do tema para esta dissertação.

O capítulo 2 retrata a teoria básica dos transformadores, sua origem, a demonstração das principais equações e funcionamento, além de exemplificar os aspectos construtivos mais relevantes. Os preceitos construtivos, como materiais e layout escolhido, são de suma importância na distribuição das capacitâncias e indutâncias parasitas, em outras palavras, a escolha do fabricante durante o processo produtivo influi na resposta em frequência e conseqüentemente nos parâmetros do circuito equivalente.

Já o capítulo 3 descreve os principais modelos utilizados para representar o transformador, tanto em termos elétricos quanto na forma de estruturas computacionais. Dessa forma, relatam-se as principais tentativas de elaborar modelos representativos do transformador para distintas faixas de frequência e extrair seus principais parâmetros. Entre as técnicas utilizadas destacam-se circuito  $\pi$ , RLC e a utilização do modelo proposto pelo CIGRÉ. Somado a isto, o capítulo traz contribuições no diagnóstico de transformadores através da deformação da resposta em frequência em termos de magnitude e ângulo.

O capítulo 4 demonstra os transitórios mais significativos e funcionalidade da análise de resposta em frequência em transformadores. Além disso, aglutina os resultados de ensaios realizado em 44 transformadores, determinando a metodologia para extração do circuito equivalente e dos parâmetros para o melhor ajuste entre a forma de onda simulada e aquela ensaiada.

O capítulo 5 retrata as conclusões da dissertação e os trabalhos propostos para o futuro.

Por fim, o capítulo 6 aglutina as referências bibliográficas.

## 1.2. Objetivo

Esta dissertação tem como objetivo principal determinar um circuito equivalente que seja representativo para transformadores de distribuição desde a frequência industrial (50/60 Hz) até transistórios elétricos de impulso (500 KHz). Além disso, ter seus parâmetros referenciados a grandezas ou medidas elétricas extraídas de ensaios ou equacionamentos. Já como objetivo secundário, o trabalho visa reunir os dados de ensaio na forma de tabelas e imagens para uma consulta rápida e servir de guia em simulações que envolvam transformadores de distribuição.



### **1.3. Originalidade**

Os estudos mais recentes que tratam sobre a formação de modelos de circuito equivalente de transformadores destacam, principalmente, ferramentas matemáticas de alocação de polos, funções de transferência entre outras metodologias, sem apelo aos parâmetros físicos do mesmo. Somado a isto, não foi encontrado nenhum trabalho que relata a tentativa de modelagem do transformador a partir de outros ensaios que não sejam o de resposta em frequência. Em outras palavras, as tentativas são sempre de reconstrução do sinal lido em equipamento que usa a resposta em frequência, através de ferramentas matemáticas.

### **1.4. Motivação**

A construção de modelos tenta retratar os parâmetros físicos em blocos representativos, de forma aglutinada ou distribuída, induzindo conceitos ou repostas próximas ao equipamento que se visa representar. Algumas vezes estes modelos podem ser funções de transferência, laços de programação ou somatórias de blocos como: resistências, capacitâncias e indutâncias. Tal fato se dá pela necessidade de realizar uma série de estudos no plano computacional antes da sua aplicação prática, evitando custos, aumentando o nível de segurança dos operadores e degradação dos materiais em análise. Portanto, a formulação de modelos é de suma importância para o entendimento do princípio de funcionamento e como ferramenta para o ambiente de simulação computacional.

## 2. Teoria Básica de Transformadores e Partes Construtivas

## 2.1 Princípio de Funcionamento

### 2.1.1 Surgimento do Transformador

Os transformadores são dispositivos elétricos que podem transformar os níveis de tensão entre dois circuitos. No processo, os valores de corrente também são transformados; no entanto, a potência transferida entre os circuitos é praticamente inalterada, exceto para uma pequena perda que ocorre tipicamente no processo. Esta transferência de energia ocorre apenas em corrente alternada (AC) ou em transitórios elétricos.

A operação do transformador baseia-se no princípio de indução descoberto por Faraday em 1831. Ele descobriu que quando um fluxo magnético variável percorre um circuito, uma tensão ou força eletromotriz (FEM) é induzida. A tensão induzida é proporcional ao número de espiras envolvidas pela mudança de fluxo. Assim, quando dois circuitos estão conectados por um fluxo comum e têm enrolamentos com diferentes número de espiras, são induzidas tensões diferentes. Isto é mostrado na Figura 2.1, em que um núcleo de ferro transporta o fluxo comum. As tensões induzidas  $U_1$  e  $U_2$  são diferentes, uma vez o número de espiras dos enrolamentos  $N_1$  e  $N_2$  diferem.

Os dispositivos como indutores, que são baseados na descoberta de Faraday, eram pouco mais do que curiosidades de laboratório até o advento de sistemas elétricos de corrente alternada para distribuição de energia no fim do século XIX. O desenvolvimento de sistemas de energia AC e transformadores ocorreu quase simultaneamente, pois eles estão intimamente ligados. O primeiro transformador prático foi inventado pelos engenheiros húngaros Karoly Zipernowsky, Otto Bláthy e Miksa Deri em 1885, que trabalhavam para a fábrica húngara Ganz (Jeszenszky, 1996).

O seu aparelho tinha um núcleo toroidal fechado, feito de fios de ferro. A tensão primária foi de alguns kilovolts, e a tensão do secundária foi de cerca de 100 volts. Usado pela primeira vez no fornecimento de iluminação. Embora os transformadores modernos difiram consideravelmente deste modelo, o princípio de operação continua a ser o mesmo. Além dos transformadores utilizados em sistemas de energia, que variam em tamanho, a partir de unidades que estão montados no topo de postes, a outras pesando centenas de toneladas, e ainda uma infinidade de transformadores que são utilizados em indústria eletrônica. Estes variam em tamanho com unidades maiores pesando alguns quilos, utilizados para converter a tensão a valores requeridos pelos circuitos transistorizados, até os menores microtransformadores, que são depositados diretamente sobre substratos de silício através de técnicas litográficas.

Esta dissertação não cobre todos estes tipos de transformadores em detalhes, mas concentra-se em transformadores de distribuição. No entanto, muitas das questões e princípios discutidos neste trabalho possuem aplicação em transformadores de potência. O foco deste capítulo é retratar como a escolha do projetista, dos materiais empregados, tipo de estrutura e

os conceitos básicos de funcionamento afetam na resposta em frequência, assunto abordado nos próximos capítulos, com interferência no modelo representativo. Desta forma, faz-se necessário uma revisão conceitual do funcionamento do transformador, servindo de embasamento teórico mínimo para compreensão dos assuntos abordados futuramente.

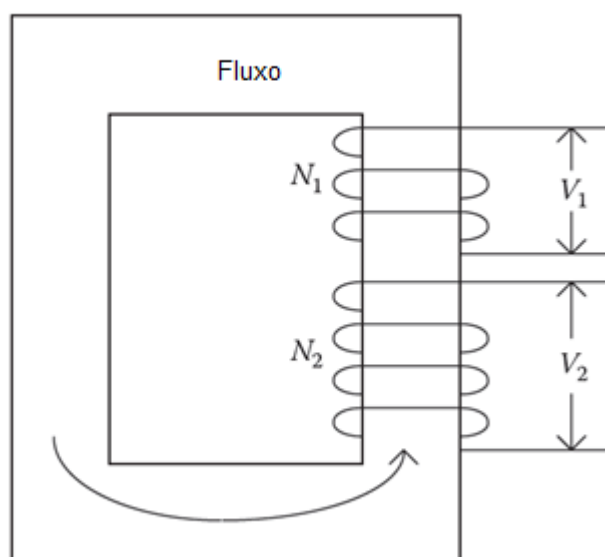


Figura 2.1 - Ilustração sobre o princípio do transformador para dois circuitos submetidos a mesmo fluxo.

### 2.1.2 Princípio Básico

O princípio de funcionamento do transformador é baseado nos efeitos apresentados e pode ser acompanhado na Figura 2.2 (a). O transformador é constituído de dois enrolamentos condutores isolados eletricamente entre si e com números de espiras distintos. Uma fonte de tensão alternada senoidal  $U_1$  é aplicada no primeiro enrolamento com número de espiras  $N_1$  (convencionalmente chamado de enrolamento primário) o que estabelece uma corrente  $I_1$ . A corrente, por sua vez, cria um fluxo magnético variável alternado de mesma frequência da fonte. O fluxo magnético induz uma tensão  $e_1$  neste enrolamento contrário à tensão da fonte  $U_1$  (lei de Lenz), fazendo com que o circuito atinja o equilíbrio (Coordination, 2000) quando  $I_1$  é suficiente para estabelecer o fluxo magnético. Do mesmo modo, o fluxo magnético induz uma tensão  $e_2$  no outro enrolamento, denominado enrolamento secundário, proporcional ao número de espiras  $N_2$ . Uma parcela do fluxo não atinge o enrolamento secundário chamada de fluxo de dispersão. Considerando que não existe fluxo de dispersão, ou seja, todo o fluxo magnético produzido no enrolamento primário é concatenado no secundário, tem-se:

$$-\frac{d\varphi}{dt} = \frac{e_1}{N_1} = \frac{e_2}{N_2} \quad (1)$$

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2)$$

Em outras palavras, o transformador pode converter a tensão da fonte em uma tensão mais baixa ou mais elevada, de acordo com a relação de espiras de seus enrolamentos (Aguiar, 2007).

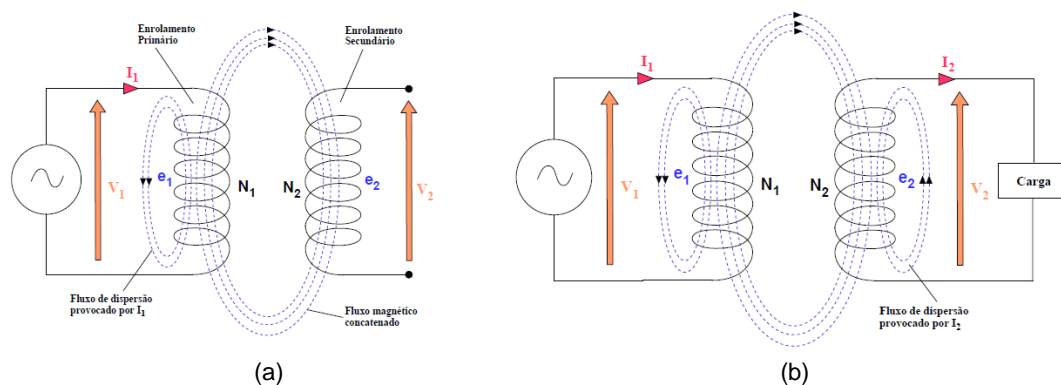


Figura 2.2 - Princípio de funcionamento de um transformador.

$$\frac{I_1}{N_2} = \frac{I_2}{N_1} \quad (3)$$

Onde e, I e N são: as tensões induzidas, as correntes, o número de espiras nos enrolamentos, respectivamente, identificados pelos subscritos adequados. Desta forma, se os dois enrolamentos partilham do mesmo fluxo a tensão induzida em cada enrolamento é proporcional ao número de espiras e conseqüentemente a corrente é inversamente proporcional, criando o equilíbrio de potencia entregue e consumido. Desprezando as perdas e dispersões do fluxo, a relação entre as correntes é:

Se uma carga for ligada ao secundário do transformador, conforme mostrado na Figura 2.2 (b), uma corrente  $I_2$  é estabelecida no circuito. Esta corrente tende a criar um componente de fluxo magnético contrário ao criado pela corrente  $I_1$ , reduzindo assim o fluxo total. O primário, por sua vez, responde com um aumento na corrente  $I_1$  para manter o fluxo estabelecido anteriormente (Vecchio, Robert M. Del; Poulin, Bertrand; Feghali, Pierre T.; Shah, Dilipkumar M.; Ahuja, Rejandra, 2010). Assim, o fluxo magnético é constante para uma tensão primária constante, independente da corrente solicitada pelo secundário. O fluxo mantendo-se constante faz com que a tensão secundária também permaneça constante. Analogamente ao primário, surge um fluxo de dispersão devido a  $I_2$ .

A relação entre a tensão induzida e o fluxo é determinada pela lei de Faraday, indicando que a sua magnitude é proporcional à taxa de variação de fluxo de ligação e pela lei de Lenz, que indica que a sua polaridade tende a se opor a mudança do fluxo de ligação. Esta relação é normalmente expresso sob a forma:

$$e = -N \left( \frac{d\phi}{dt} \right) \quad (4)$$

Para um transformador real, pode ser mostrado que a tensão induzida é definida por:

$$\frac{E}{N} = 4.44 B_m A f \times 10^{-6} \quad (5)$$

Onde A é uma constante,  $\Phi_m$  é o valor máximo de fluxo total em Weber e f é a frequência de alimentação em Hertz. A expressão acima é válida para a tensão induzida em ambos os enrolamentos primários e secundários, devendo-se apenas inserir o valor correto de N para o enrolamento em consideração.

Para projetos práticos  $B_m$  é definido pelo material do núcleo, respeitando os materiais construídos e forma de empilhamento, construído a partir de uma série de seções transversais de tamanhos variados, produzidos pelo fabricante de acordo com o projeto, enquanto que f é ditada pelo sistema do cliente, de modo que a tensão, por sua vez, é simplesmente derivada. Portanto determina-se o número de espiras em cada enrolamento conhecendo-se a tensão específica do enrolamento.

Como mencionado anteriormente, a transformação entre primário e secundário não é perfeita. Em primeiro lugar, nem todo fluxo produzido no enrolamento primário é transferido para o secundário, existindo o fluxo de dispersão e sua reatância característica. Os projetistas de transformadores tentam ao máximo reduzir esta reatância de dispersão e portanto melhorar a eficiência de seus projetos. Com o crescimento em tamanho e complexidade das subestações, sistemas de transmissão e distribuição a reatância de dispersão - ou, em termos práticos, uma vez que os enrolamentos do transformador também têm resistência - impedância, passou gradualmente a ser reconhecida como uma valiosa ferramenta na limitação das correntes de falta. O método normal é expressar a impedância em termos de percentagem de queda da tensão no transformador.

$$V_z = \% Z = \frac{I_{EL} Z}{E} \times 100 \quad (6)$$

Onde Z é composto por:

$$\sqrt{R^2 + X^2} \quad (7)$$

Assim, R e X são a resistência e reatância do transformador, enquanto  $I_{EL}$  e E são a corrente e a tensão em circuito aberto.

Para aumentar a eficiência do transformador é necessário facilitar o estabelecimento do fluxo magnético principal e reduzir ao máximo os fluxos de dispersão. Isto é viável quando adicionado um núcleo magnético ao transformador, conforme a Figura 2.3 (a). O núcleo é feito de material ferromagnético, chamado assim porque o ferro e suas ligas são os representantes mais abundantes. Este material tem um comportamento peculiar frente ao campo magnético, como visto a seguir.

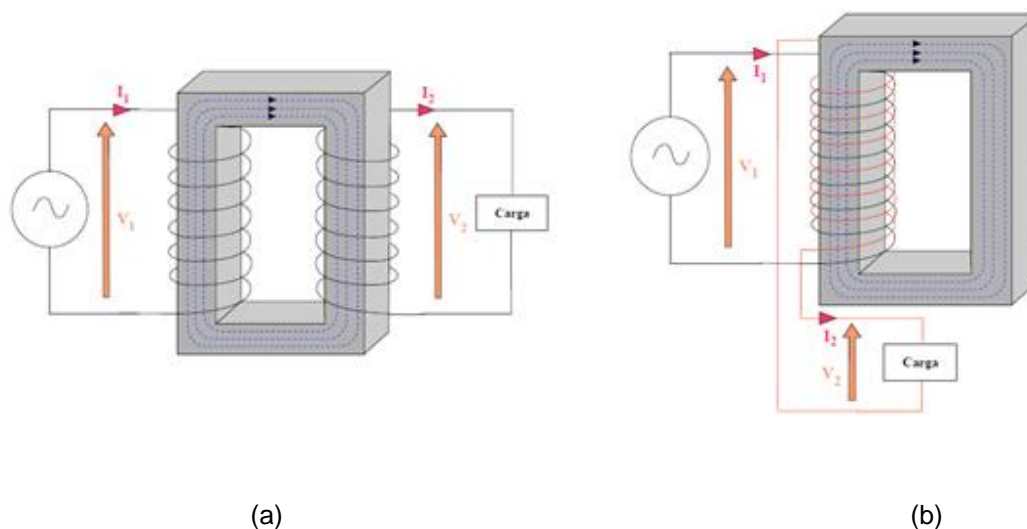


Figura 2.3 - Adição de núcleo magnético e aproximação dos elementos.

A Figura 2.4 mostra a relação entre campo magnético aplicado ( $H$ ) e densidade de fluxo ( $B$ ) para um material ferromagnético. Conforme a figura, existem três regiões diferentes no comportamento do material: região de sensibilização, região linear e região de saturação. Na região linear do material, um pequeno aumento no campo aplicado representa um grande aumento na densidade de fluxo, ou melhor dizendo, a permeabilidade do material nesta região é muito grande. Em materiais ferromagnéticos típicos a permeabilidade nesta região pode atingir milhares de vezes a permeabilidade do ar. Se o campo atinge um valor compreendido na região de saturação, o material deixa de responder com a mesma intensidade da região linear e passa a ter uma permeabilidade da mesma ordem de grandeza ao do ar. Do mesmo modo, para campos de baixa intensidade o material não responde imediatamente ao campo aplicado e esta região é chamada de região de sensibilização.

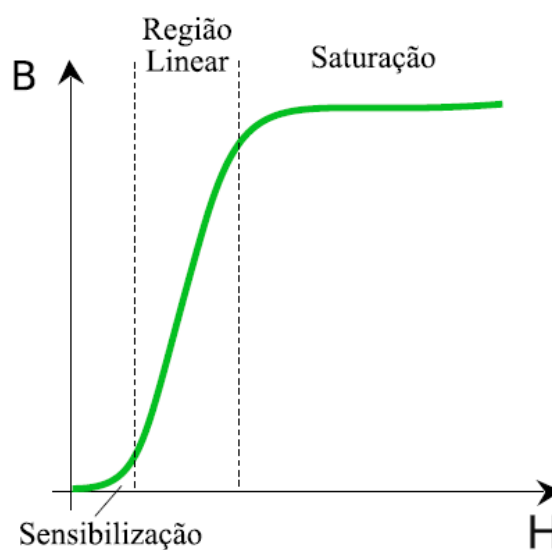


Figura 2.4 - Comportamento do material ferromagnético.

Se o núcleo do transformador opera na região linear, ele representa um caminho preferencial para o fluxo magnético em relação ao ar ou ao vácuo, e passa a concentrar praticamente todo o fluxo em seu interior, como mostra Figura 2.5 (a). A intensidade de fluxo que pode circular é proporcional à área da seção reta do núcleo, pois está limitada ao limiar de saturação do material. Além da adição do núcleo, outra maneira de reduzir os fluxos de dispersão é montar os enrolamentos o mais próximo possível um do outro, como mostra a Figura 2.5 (b). A utilização do núcleo em transformadores traz grandes benefícios, como já foi dito, entretanto é adicionada uma fonte de perdas no equipamento. As perdas no núcleo são devidas ao comportamento do material ferromagnético em campos magnéticos alternados e podem ser classificadas em dois tipos básicos: perdas por correntes parasitas (efeito Foucault) e perdas por histerese.

As perdas por correntes parasitas são explicadas acompanhando-se a Figura 2.5. O núcleo magnético está submetido ao fluxo magnético alternado principal, e este último induz tensões ao longo do material ferromagnético, que também é um material condutor (lei de Faraday-Lenz). Como o circuito é fechado em toda área do núcleo, há, então, a circulação de correntes no material que dissipam energia através do aquecimento do núcleo (efeito Joule). É possível reduzir estas perdas construindo o núcleo de lâminas finas isoladas eletricamente entre si, como mostra a Figura 2.5 (b). Com a laminação, as áreas de indução ficam menores e conseqüentemente as correntes são reduzidas. É importante lembrar que o núcleo deve ser laminado no sentido do fluxo magnético e perpendicular às correntes parasitas. Além da laminação, são produzidas ligas compostas de ferro, silício e carbono, o chamado aço silício, que é um material com resistência elétrica mais elevada que o ferro, e assim reduz-se a intensidade das correntes parasitas.

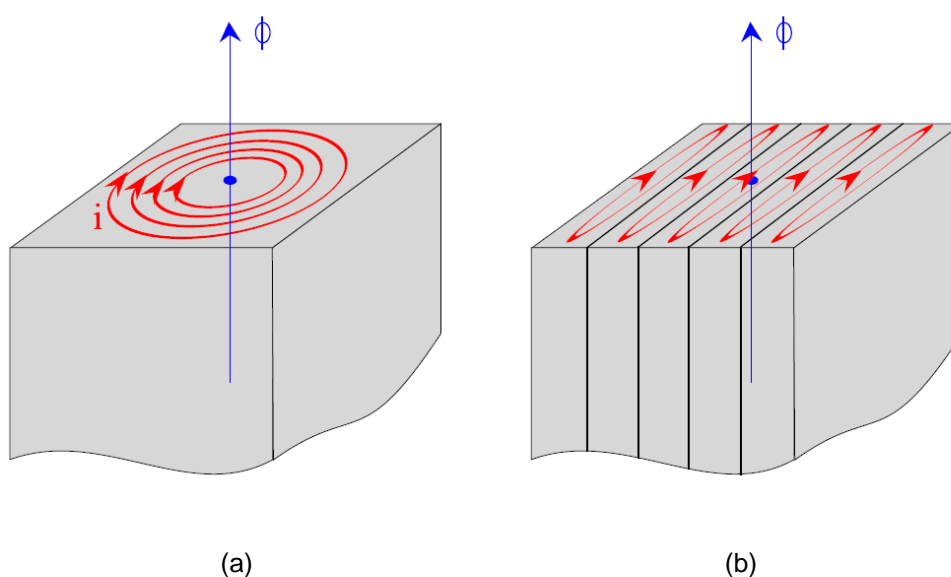


Figura 2.5 - Correntes parasitas e laminação do núcleo.



As perdas por histerese são melhor explicadas através da Figura 2.6, que mostra o ciclo de magnetização de um material ferromagnético para um campo alternado. Este ciclo também é conhecido por laço de histerese. Quando o campo parte do zero e começa a aumentar, ele faz com que o fluxo magnético também aumente, este último acompanhando a curva de magnetização, mostrada Figura 2.6. Se o campo passar a decrescer, o fluxo decresce a uma taxa diferente à do crescimento. Isto deve-se à magnetização do material que apresenta um efeito “memória”. Quando o campo externo se anula, ainda existe uma parcela de fluxo remanescente no material, que permanece magnetizado. Esta parcela de fluxo é anulada quando o campo atingir um determinado valor no sentido contrário a esse fluxo. Esse valor de campo é chamado de força coercitiva e a energia necessária para anular o fluxo remanescente é dissipada em forma de calor.

Para valores inversos de campo o fluxo se comporta de maneira análoga ao anterior, completando o ciclo nos demais quadrantes.

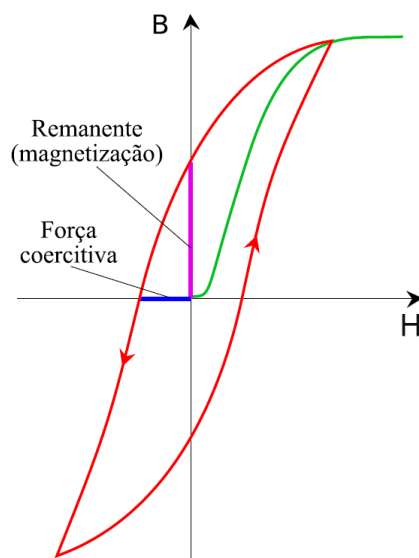


Figura 2.6 - Ciclo de magnetização do material ferromagnético.

A teoria que dá suporte a circuitos magnéticos simples é mostrada na Figura 2.7 (Georgilakis, 2009). O núcleo é composto por material ferromagnético com permeabilidade  $\mu$  (H/m), que é muito maior do que a permeabilidade  $\mu_0$  (H/m) do ar circundante, sendo definido por uma área de secção transversal constante  $A_c$  (m<sup>2</sup>). O núcleo é excitado por um enrolamento de  $N$  voltas transportando corrente  $i$  (A). Este enrolamento produz um campo magnético no núcleo. A fonte deste campo é dada como ampère-espira, produto de  $N \cdot i$ , que é igual a força magnetomotriz  $F$  (A·e):

$$F = N \cdot i \quad (8)$$

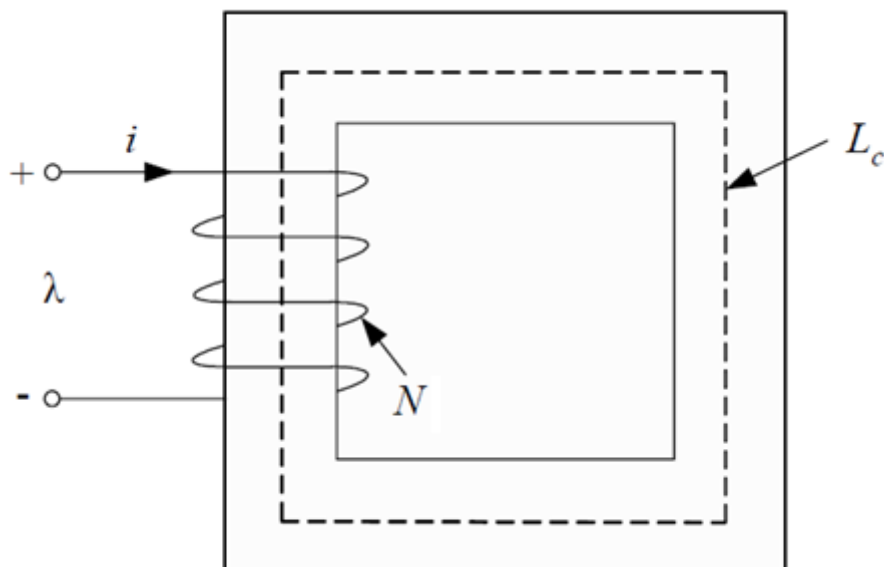


Figura 2.7 - Circuito Magnético.

Para equacionar as perdas deve-se remeter à Lei de Amperè declarada pela integral de linha da intensidade do campo magnético em torno de um trajeto fechado, sendo igual à corrente total que passa por esse caminho (a força magnetomotriz para o circuito magnético da Figura 2.7).

$$\oint_c H \cdot dL = F \quad (9)$$

Partindo do princípio de que, para o circuito magnético da **Erro! Fonte de referência não encontrada.** a densidade de fluxo magnético é uniforme em toda a área de secção transversal do núcleo, a integral de linha é igual ao produto escalar  $H_c \cdot L_c$ , onde  $H_c$  é a magnitude de H ao longo do trajeto de fluxo significativo, cujo comprimento é  $L_c$  (m):

$$\oint_c H \cdot dL = H_c \cdot L_c \quad (10)$$

Se substituir as equações anteriores, obtém-se:

$$H_c \cdot L_c = N \cdot i = F \quad (11)$$

Para o material ferromagnético do núcleo, existe a seguinte relação entre a densidade de fluxo magnético B e a intensidade do campo magnético H:

$$B = \mu \cdot H \quad (12)$$

Onde  $\mu$  (H/m) é a permeabilidade do material ferromagnético que compõe o núcleo. A permeabilidade  $\mu$  pode ser expressa em termos de permeabilidade relativa  $\mu_r$ , onde  $\mu_0$  representa o seu valor no vácuo.

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (13)$$

A permeabilidade no vácuo é dada por  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  (H/m). Nota-se que a permeabilidade relativa varia com a densidade do fluxo magnético. O fluxo magnético  $\phi$  (Wb), cruzando uma determinada área, é a integral de superfície da densidade de fluxo magnético B:

$$\phi = \oint_S B \cdot ds \quad (14)$$

De acordo com a teoria do campo magnético, existe a continuidade do fluxo, ou seja, todo o fluxo que entra na superfície de um volume deve deixar o volume sobre alguma porção da referida superfície, porque as linhas de fluxo magnético formam laços fechados. Se o fluxo magnético do lado de fora do núcleo é negligenciado, então reduz-se a expressão para a seguinte forma:

$$\phi_c = B_c \cdot A_c \quad (15)$$

Onde  $\phi_c$  é o fluxo magnético no núcleo,  $B_c$  (Wb/m<sup>2</sup>) é a densidade de fluxo magnético no núcleo e  $A_c$  (m<sup>2</sup>) é a secção da área que atravessa o núcleo. Supondo que a permeabilidade  $\mu$  do material ferromagnético é constante e desde que a densidade do fluxo magnético seja uniforme, tem-se a seguinte expressão para calcular  $B_c$ :

$$B_c = \mu \cdot H_c \quad (16)$$

Isolando  $H_c$ ,

$$H_c = \frac{B_c}{\mu} \quad (17)$$

Isolando  $B_c$ ,

$$B_c = \frac{\phi_c}{A_c} \quad (18)$$

E substituindo as equações, obtém-se:

$$F = H_c \cdot L_c \quad (19)$$

$$F = \frac{B_c}{\mu} \cdot L_c \quad (20)$$

$$F = \frac{\phi_c}{\mu \cdot A_c} \cdot L_c \quad (21)$$

$$F = \phi_c \cdot \frac{L_c}{\mu \cdot A_c} \quad (22)$$

A relutância  $R_c$  do núcleo magnético é definido pela fórmula a seguir, tal equação é válida somente para um ponto da permeabilidade, pois esta varia de acordo com a densidade do fluxo magnético e intensidade do campo.

$$R_c = \frac{L_c}{\mu \cdot A_c} \quad (23)$$

A relutância é expressa em ampère-espira por Weber (A·e/Wb), logo tem-se que a FEM é igual ao fluxo magnético no núcleo vezes a sua relutância.

$$F = \Phi_c \cdot R_c \quad (24)$$

## 2.2 Materiais Básicos para Transformadores

### 2.2.1 Introdução

É necessário enfatizar a importância de um sistema de isolamento de confiança para o transformador de energia, pois as falhas de isolamento interno são, invariavelmente, os mais graves e dispendiosos dos problemas no transformador. Os altos níveis de curto-circuito em redes elétricas garantem que a falha no isolamento do transformador, quase sempre, resulta em grandes prejuízos para a integridade do transformador. No entanto, as perdas econômicas consequentes disto, como a indisponibilidade de uma grande unidade geradora, podem muitas vezes serem mais caras e de grande alcance do que o dano ao próprio transformador.

As exigências sempre crescentes no fornecimento de energia elétrica levaram ao aumento do tamanho da unidade e da tensão de transmissão. O crescimento dos níveis de tensão e potência transformada alimentam a necessidade de componentes mais robustos e confiáveis. Em contrapartida, a economicidade preza por ferramentas mais eficientes, trabalhando no limite operativo. Desta forma, existe a tentativa de extrair o melhor uso do isolamento, ajudado pela melhoria da análise da distribuição de tensões, através de ferramentas de análise por elementos finitos.

Destaca-se que um aspecto vital para a operação do transformador é a concepção e a condição do seu isolamento. Ele deve ser adequado para uma vida útil de 25 anos em transformadores de distribuição e 30 a 40 anos para transformadores de potência. Por isso aplicam-se, cada vez mais, regimes de ensaios como: impulso atmosférico ou de manobra, descarga parcial, elevação de temperatura entre outros. Por outro lado o ganho de escala para transformadores de distribuição os tornou mais compactos e com preços cada vez mais competitivos. Sendo que este ganho de competitividade se deve, em muito, às melhorias e inov

A maioria dos transformadores em uso no mundo são isolados por quatro componentes básicos: óleo, resina, papel e ar (Heathcote, 2007).

### 2.2.2 Óleo para Transformadores

Em conformidade com os óleos isolantes, na maioria de origem mineral tem o duplo objetivo: proporcionar isolamento e servir como meio de arrefecimento dissipando para o ambiente as perdas que são produzidos no transformador sob a forma de calor.

O óleo mineral é combustível com ponto de combustão em torno de 170°C. É comum, portanto, a utilização de portas corta fogo ou o tratamento deste óleo para reduzir os riscos de

combustão. Tal entendimento pode ajudar em muito na obtenção de um ótimo desempenho do transformador ao longo de sua vida operacional. Por causa do perigo de combustão associado com óleo mineral, tem sido prática corrente usar pequenos transformadores, que não contêm óleo. Estes podem ser totalmente secos, isolados a ar ou podem conter líquido não inflamável; tendo a vantagem de poder ser acondicionados no interior de edifícios.

Na maioria dos equipamentos elétricos há vários componentes com diferentes potenciais elétricos levando a necessidade de isolar uns dos outros. Se este equipamento é projetado de modo otimizado a separação entre essas diferentes partes deve ser a mais reduzida quanto possível, considerando que o aparelho deve ser capaz de operar em elevados gradientes de campo elétrico. Além disso, os transformadores são muitas vezes obrigados a operar por períodos curtos acima da sua tensão nominal ou de resistir a transitórios do sistema devido aos surtos de descargas atmosféricas ou manobras, de modo que a isolação deve garantir uma suportabilidade mínima frente à estes transitórios.

O óleo também é necessário para dar uma contribuição importante na eficiência do isolamento sólido por penetrar e preencher os espaços entre as camadas de isolamento por impregnação ocorrendo em papel e outros materiais de isolamento à base de celulose, após terem sido secas e desarejadas por exposição ao vácuo. No mais, o óleo é responsável pelo transporte de energia térmica gerada pelo núcleo e enrolamentos do transformador, realizando a troca com o ambiente através dos seus sistemas de resfriamento, como pode ser observado na Figura 2.8.

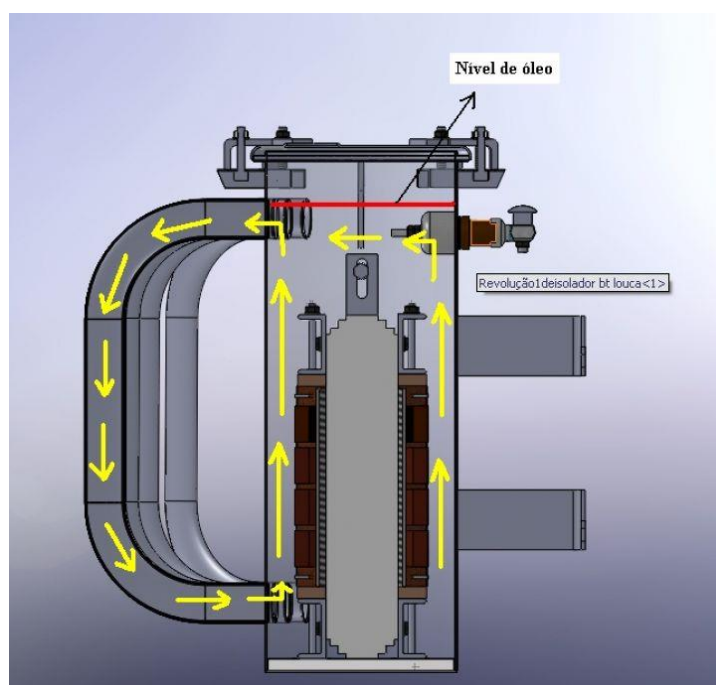


Figura 2.8 - Condução e convecção do óleo em transformador de distribuição.

As partes que conduzem corrente ou fluxo magnético, denominadas de parte ativa, geram calor absorvido pelo óleo. Este, por sua vez, pelo princípio da condução e convecção,

troca calor com o ambiente. Figura 2.8, a superfície do transformador e seus dutos são a interface entre o óleo e o meio externo.

### 2.2.3 Papel

O papel é um dos mais baratos e melhores materiais isolantes conhecidos. Os papéis para aplicações em sistemas elétricos devem atender a certos padrões físicos, químicos e de propriedades elétricas. As propriedades elétricas são, em geral, dependente das propriedades físicas e químicas do papel. As propriedades elétricas são:

- Alta rigidez dielétrica;
- Constante dielétrica próxima a do óleo, quando o transformador o possui;
- Baixo fator de potência (perda dielétrica);

O papel Kraft é, por definição, feito inteiramente de celulose de fibra longa não branqueada, fabricado pelo processo de sulfato cru, porque agentes clareadores residuais podem comprometer suas propriedades elétricas. Este processo geralmente resulta em um resíduo ligeiramente alcalino, pH 7-9, distinto do processo de sulfito, menos oneroso, utilizado para a produção de papel de jornal, por exemplo, que produz uma pasta de papel com pH ácido. O conteúdo ácido leva à rápida degradação das moléculas de cadeia longa de celulose e consequente perda de resistência mecânica, que seria inaceitável para fins elétricos.

### 2.2.4 Núcleo em Aço

A finalidade de um núcleo de transformador é proporcionar um caminho de baixa relutância para o fluxo magnético que concatena os seus enrolamentos. Ao fazê-lo, o núcleo experimenta perdas do ferro devido a correntes de Foucault e perdas por histerese levando ao aquecimento do seu interior. Além disso, os fluxos alternados geram ruído, o que, no caso de um grande transformador, pode exceder os níveis de conforto em dB.

As perdas do núcleo, apesar de pequenas, em relação ao rendimento, estão presentes quando o transformador está energizado. Assim, elas representam um dreno de energia constante e são significantivas em qualquer sistema elétrico. Estima-se que cerca de 5 por cento de toda a eletricidade gerada é dissipada na forma de perdas no núcleo em equipamentos elétricos. É evidente que os montantes financeiros envolvidos são bastante vastos. As implicações de custo foram particularmente agravadas pelo aumento significativo nos custos de energia.

Não é de surpreender, portanto, que vários trabalhos de pesquisa & desenvolvimento foram aplicados a aços para o setor elétrico e os projetos de núcleo de transformadores são essencialmente direcionados para a redução de perdas. A minimização da perda por histerese está relacionada ao desenvolvimento de materiais que apresentem uma área mínima de ciclo de histerese, mitigando simultaneamente a perda de corrente de Foucault. Tal fato é possível pela

construção do núcleo sob a forma de uma pilha de laminados finos e aumento da resistividade do material, a fim de torná-lo menos propenso a formação de correntes de Foucault.

Na prática, o termo corrente de Foucault é um problema complexo, e por si só pode ser considerado como consistindo de dois componentes; o primeiro varia com o quadrado da frequência vezes a espessura do material e densidade do fluxo. Isto pode ser calculado em conformidade com a teoria eletromagnética clássica e é referida como a perda por corrente de Foucault clássica. O segundo é dependente da estrutura do material, tais como tamanho de grão e o movimento de domínio magnético, durante o ciclo de magnetização e é conhecido como perda anômala ou perda residual.

A perda por corrente parasita pode ser responsável por cerca de metade da perda total de qualquer aço em particular. Esta perda pode ser fortemente reduzida pelo processamento especial do material do núcleo, de modo que esta constitui a base da maioria das abordagens modernas no sentido da redução de perdas. A seguir são apresentados alguns tipos de materiais ferromagnéticos empregados na fabricação de núcleos em transformadores.

### **2.2.5 Aço Laminado à Quente**

A adição de silício ao aço reduz a perda por histerese, aumenta a permeabilidade e também a resistividade, reduzindo assim as perdas por correntes de Foucault. A presença de silício tem o inconveniente de que o aço torna-se quebradiço, de modo que, por razões práticas e facilidade de fabricação do núcleo, a quantidade deve ser limitada a cerca de 4,5 %. A eliminação de impurezas, incluindo o carbono, também tem um efeito significativo na redução de perdas de modo que, embora os primeiros aços contendo silício tenham valores significativos de perda de cerca de 7 W/kg a 1,5 Tesla e 50 Hz, ligas similares produzidas em 1990 com altos níveis de pureza têm perdas de menos de 2 W/kg, nesta condição.

Como brevemente mencionado acima, os aços laminados a quente possuem uma estrutura cristalina, de modo que as propriedades magnéticas das lâminas são derivadas a partir das propriedades magnéticas dos cristais ou grãos individuais.

### **2.2.6 Aço de Grãos Orientados**

As primeiras quantidades comerciais de aço de grãos orientados foram produzidas em 1939, consistindo de aço silício de grão orientado laminado a frio, formando a base da produção de aços de grãos orientados por muitos anos. O fluxo com densidades superiores ao do aço laminado, a sua permeabilidade cerca de 3 vezes mais elevada do que a do melhor aço convencional, além da redução das perdas devido à presença de uma elevada tensão de tração introduzida pelo revestimento de grãos orientados são algumas das vantagens deste material. O revestimento transmite uma tensão de tração para o material que ajuda na redução da perda por corrente de Foucault que, de outro modo, seria elevada em um material de composto de grãos. A perda total é ainda compensada pela redução na perda por histerese devido a melhoria do revestimento. No entanto, as baixas perdas no aço, de elevada permeabilidade, são devidas

principalmente a uma redução de 30 a 40 por cento em histerese provocada pela orientação dos grãos.

### 2.2.7 Aço Amorfo

Os aços amorfos são relativamente recentes e seu desenvolvimento resulta de uma fonte totalmente diferente dos aços de silício. Originalmente desenvolvido pela Allied Signal Inc., no início de 1970, era usada como uma alternativa para o aço no reforço de pneus de veículos, até meados da mesma década, quando descobriu-se a importância de suas propriedades magnéticas. Embora, ainda restrito na sua aplicação devido a dificuldades na produção e manipulação, ainda existentes cerca de 35 anos após sua descoberta, eles oferecem redução considerável nas perdas em comparação com mesmo os melhores aços convencionais.

Os metais amorfos têm uma estrutura atômica não cristalina, não há eixos de simetria e os átomos constituintes são distribuídos aleatoriamente dentro do volume do material. Normalmente, eles podem conter 80 % de ferro com os 20 % restantes de boro e silício. Um dos problemas práticos associados com o aço amorfo é o seu fator de empilhamento pobre, que resulta na necessidade de um grande número de camadas para construir a secção total de ferro, além da dificuldade em reprocessar o material.

### 2.2.8 Condutores

Os enrolamentos do transformador são construídos quase exclusivamente com cobre, entretanto, pela recente alta do preço do cobre no mercado mundial, alguns fabricantes têm optado pela utilização de alumínio em transformadores de distribuição. O cobre tornou possível a maior parte da indústria elétrica como se conhece, porque, além das suas excelentes propriedades mecânicas, tem a maior condutividade dentre os metais comerciais. Seu valor, em transformadores de potência é particularmente insignificante frente aos benefícios trazidos pela economia de espaço e redução de perdas, entretanto para transformadores de distribuição essa afirmação não é a mesma, explicado pela tendência na fabricação de transformadores com enrolamentos de baixa tensão em alumínio.

A perda em carga do transformador é a proporção das perdas geradas pelo fluxo de corrente de carga e varia com o quadrado da corrente. Esta se divide em três categorias:

- Perda resistiva dentro dos condutores.
- Corrente de fuga dos condutores.
- Corrente de fuga para o tanque e estruturas metálicas.

A perda resistiva pode ser reduzida pela diminuição do número de espiras do enrolamento, através do aumento da área da secção transversal do condutor, ou por uma combinação de ambos. A redução do número de espiras requer um aumento no fluxo magnético,



isto é, um aumento na secção transversal do núcleo, o que aumenta a perda no núcleo. Assim, a perda sob carga pode ser balanceada com a perda do núcleo

A redução do comprimento axial do enrolamento significa que o comprimento da secção do núcleo é reduzido, o que também compensa o aumento do peso do núcleo resultante do aumento do tamanho do quadro. Há, portanto, uma faixa de tamanhos para o qual a variação de perda não é muito grande, de modo que o tamanho ideal pode ser escolhido para satisfazer outros fatores, como a proporção de perdas e altura máxima.

Os caminhos de correntes de Foucault em enrolamento são complexos. O efeito do fluxo de dispersão no interior dos enrolamentos do transformador resulta na presença de alterações de fluxo radial e axial em qualquer ponto no espaço. Estes induzem tensões que causam correntes fluindo em quadratura com a mudança do campo. A magnitude destas correntes pode ser reduzida aumentando-se a resistência do percurso através da qual fluem, e isto pode ser efetuado através da redução da área da secção transversal total do condutor do enrolamento ou por subdivisão deste condutor em um grande número de fios isolados.

A primeira alternativa aumenta a resistência do enrolamento global e deste modo, as perdas resistivas. Inversamente, se a secção transversal do condutor total é aumentada com o objetivo de reduzir as perdas resistivas, um dos resultados é o aumento das perdas por correntes parasitas. Isto só pode ser compensado por uma redução na secção transversal e o aumento do número total de fios. É dispendioso utilizar um grande número de condutores em paralelo e por isso o fabricante objetiva limitar o número total circuitos em paralelo. Além disso, o isolamento suplementar, resultante do aumento do número de fios, contribui para um fator de enrolamento pobre em termos de utilização dos espaços.

O tamanho compacto é importante para qualquer item de uma fábrica. Quanto aos enrolamentos do transformador isto é especialmente verdade. O tamanho dos enrolamentos é o fator que determina a dimensão do transformador. Como explicado acima, deve-se ter uma secção transversal suficientemente grande para limitar as perdas em carga a um nível aceitável, não só por causa do custo dessas perdas para o usuário, mas também porque o calor gerado deve ser removido através do sistema de refrigeração. Se as perdas forem aumentando, deve-se prever mais espaço para a troca de calor com o ambiente. Isto leva a enrolamentos ainda maiores e, portanto, é necessário um núcleo maior para colocá-los que, por sua vez, resulta em um aumento da quantidade de óleo e por isso o processo se agrava. Por outro lado, quaisquer economias no tamanho dos enrolamentos representa muitas vezes por uma diminuição no tamanho do transformador.

As correntes de fugas para o tanque e estruturas metálicas internas constituem apenas uma pequena proporção do total de perdas em carga. Estas são resultado do fluxo de dispersão e o seu controle é principalmente uma questão de controlar este fluxo.

Durante a década de 1960, os preços do cobre subiram acentuadamente, foram feitas tentativas na utilização do alumínio, muito mais barato, em muitos tipos de equipamentos elétricos. Para isso, o uso do alumínio em cabos tornou-se generalizado e permaneceu assim desde então. No entanto, apesar de alguns transformadores de potência terem utilizado alumínio, em seus enrolamentos, principalmente, por instigação dos produtores destes metal, o exercício, em grande parte, serviu para demonstrar algumas das desvantagens do material neste tipo de transformadores.

O alumínio apresenta algumas vantagens para certas aplicações em transformadores, notoriamente para enrolamentos tipo laminados, já que se destinam a serem encapsulados por resina, onde o seu coeficiente de expansão térmica é muito mais próximo ao da resina do que ao do cobre. Isto leva à redução da ocorrência de fissuras na resina sob carga cíclica.

Já o cobre tem a grande vantagem de ser facilmente reciclado. Ele é facilmente separado da outra sucata e pode ser reutilizado, evitando assim o esgotamento desnecessário de recursos naturais. Porém, com o novo crescimento dos preços das commodities no mercado mundial, o alumínio tem sido utilizado largamente pelos fabricantes de transformadores de distribuição isolados a óleo ou a seco.

## 2.3 Tipos Básicos de Transformador

### 2.3.1 Monofásico

Dentre as várias formas existentes de construção de transformadores, destacam-se duas que são as mais empregadas: núcleo envolvido e núcleo envolvente. O transformador de núcleo envolvido, ou denominado *core type*, é apresentado na Figura 2.9 (a), que mostra este tipo de montagem. A Figura 2.9 (b) mostra seu diagrama em corte com maiores detalhes (Aguiar, 2007).

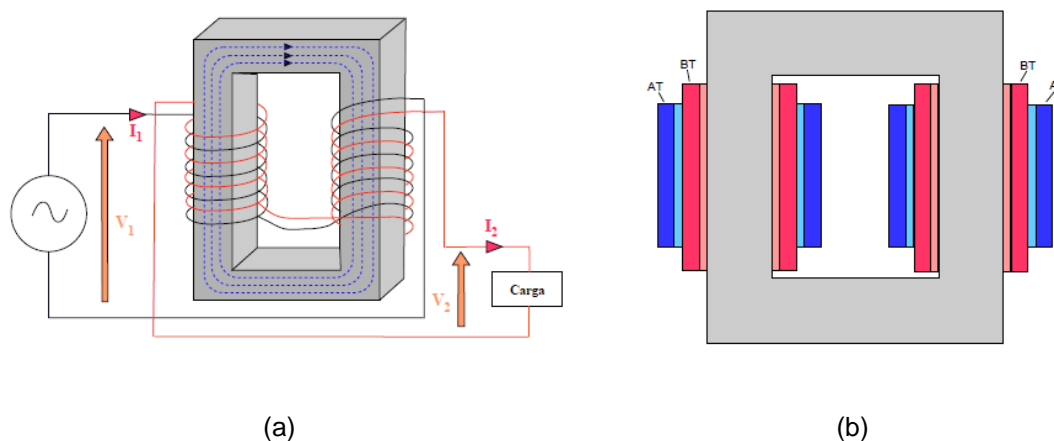


Figura 2.9 - Transformador com núcleo do tipo envolvido.

Neste tipo de montagem, os enrolamentos são construídos em forma cilíndrica e montados concêntrica em torno do núcleo. Geralmente, o enrolamento de baixa tensão

(BT) é o cilindro interno (mais próximo ao núcleo) e o de alta (AT) o cilindro externo. A divisão dos enrolamentos em duas colunas do núcleo é feita para balancear o peso do equipamento e para aproveitar melhor a distribuição do fluxo magnético.

A outra forma de construção é conhecida por núcleo envolvente ou pelo termo em inglês *shell type*, mostrado na Figura 2.10 (a). Nessa construção, os enrolamentos são feitos em forma de disco e montados em uma configuração “sanduíche” onde os enrolamentos de alta e baixa se alternam em camadas. O núcleo possui uma coluna central por onde passa o fluxo magnético total e este último se divide em duas colunas laterais que envolvem os enrolamentos. Cada uma das colunas laterais possui a metade da seção reta da coluna central.

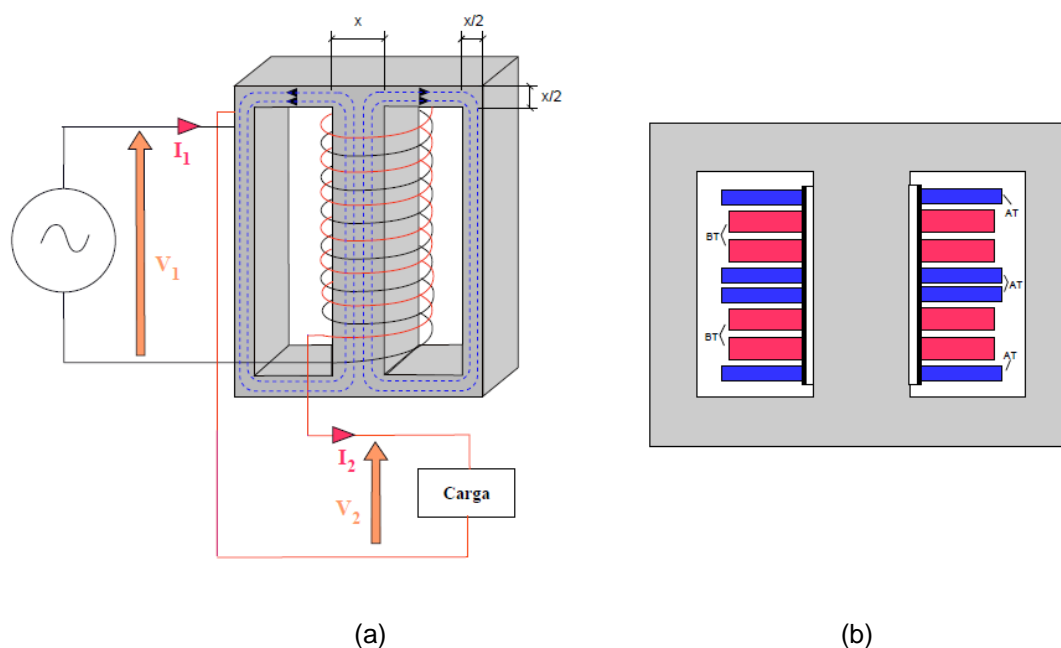


Figura 2.10 - Transformador com núcleo tipo envolvente.

Os transformadores de núcleo envolvente têm maior robustez mecânica que os de núcleo envolvido, e esta montagem é muito utilizada em transformadores de pequena potência. Entretanto, para grandes transformadores esta montagem não é economicamente viável frente aos de núcleo envolvido, devido a complexidade de montagem dos enrolamentos e também devido à economia de material na construção de transformadores trifásicos.

### 2.3.2 Trifásicos

A conversão de tensões em um sistema trifásico utilizando transformadores pode ser feita com três unidades independentes operando como se estivessem em um sistema monofásico. Esta solução é comumente chamada de banco trifásico de transformadores. Existem várias configurações para interligar os transformadores ao sistema trifásico, mas esse assunto não é explorado neste trabalho. Além da utilização de bancos trifásicos de transformadores, outra solução empregada é a construção dos três transformadores integrados

em um único equipamento chamado transformador trifásico. Esta última solução possui vantagens e desvantagens em relação ao banco trifásico, detalhadas a seguir.

Para construir um transformador trifásico do tipo núcleo envolvido, são tomados três transformadores deste tipo dispostos geometricamente a 120 graus um do outro, como no sistema trifásico conforme mostra a Figura 2.11 (a). Estes transformadores são unidos pelas colunas do núcleo posicionadas ao centro. Se este equipamento for acionado por correntes trifásicas equilibradas, a resultante de fluxo magnético na região da união é nula, dispensando, portanto, as colunas do núcleo no ponto de união, como pode ser visto na Figura 2.11 (b). Isto implica em economia de material e redução do peso final do equipamento. A construção mostrada na Figura 2.11 (b) não é muito usual e é substituída pela montagem da Figura 2.11 (c), que é de mais fácil execução que a primeira. Essa última montagem provoca uma pequena assimetria nos fluxos de cada enrolamento, mas isto é pouco relevante e plenamente aceitável.

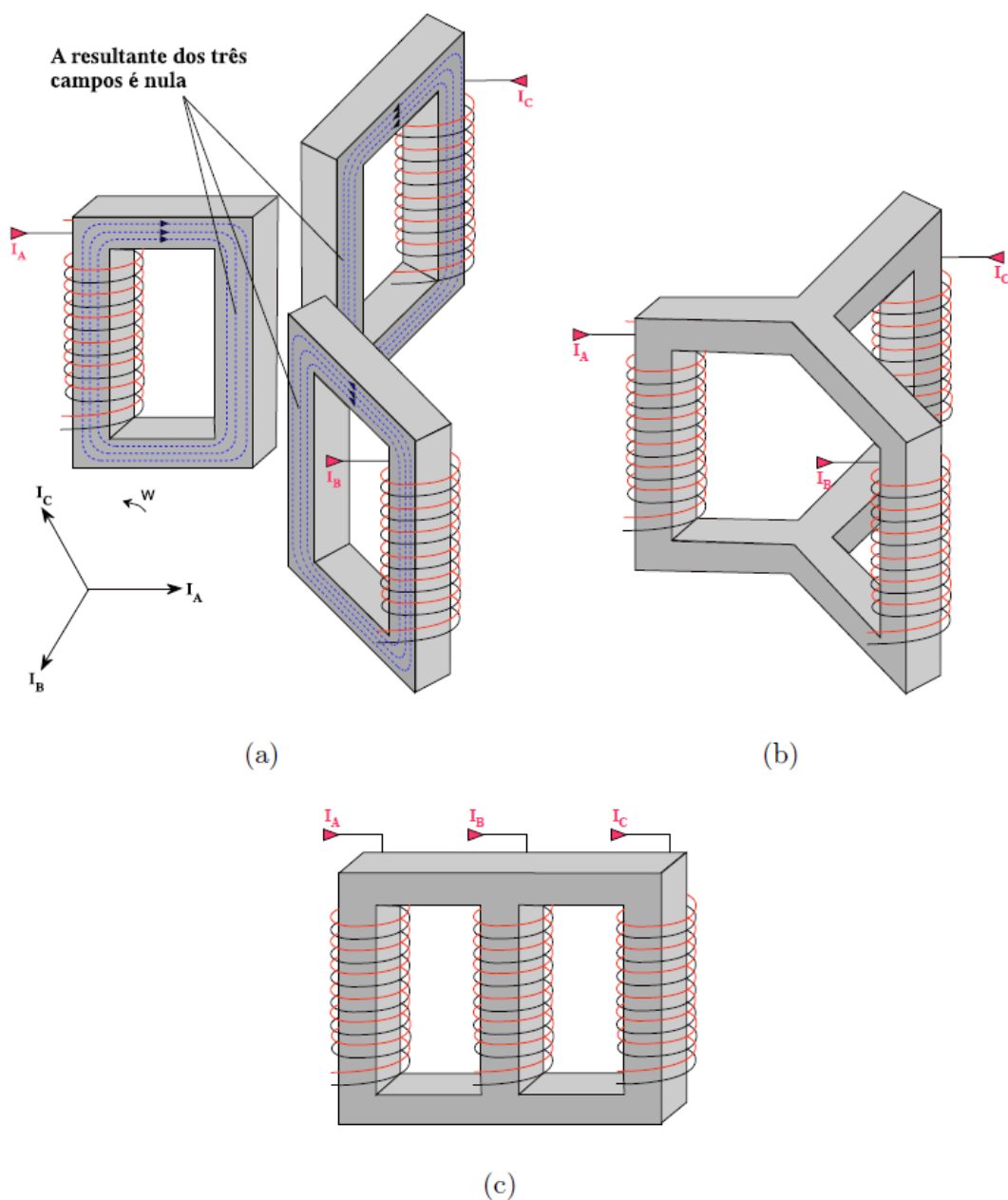


Figura 2.11 - Transformador trifásico e tipos de núcleo envolvido

Para um transformador trifásico tipo núcleo envolvente, a evolução da construção pode ser acompanhada na Figura 2.12. Três transformadores são unidos em uma configuração “totem” Figura 2.12 (a), onde o transformador do centro tem orientação inversa à dos outros dois. Nas duas regiões de junção, o somatório dos fluxos magnéticos resulta em uma intensidade igual à metade do fluxo da coluna central. Isto significa que a seção reta do núcleo nas regiões de junção pode ser a metade da coluna central, o que corresponde à economia de material e redução de peso. A resultante final dessa construção é apresentada na Figura 2.12 (b).

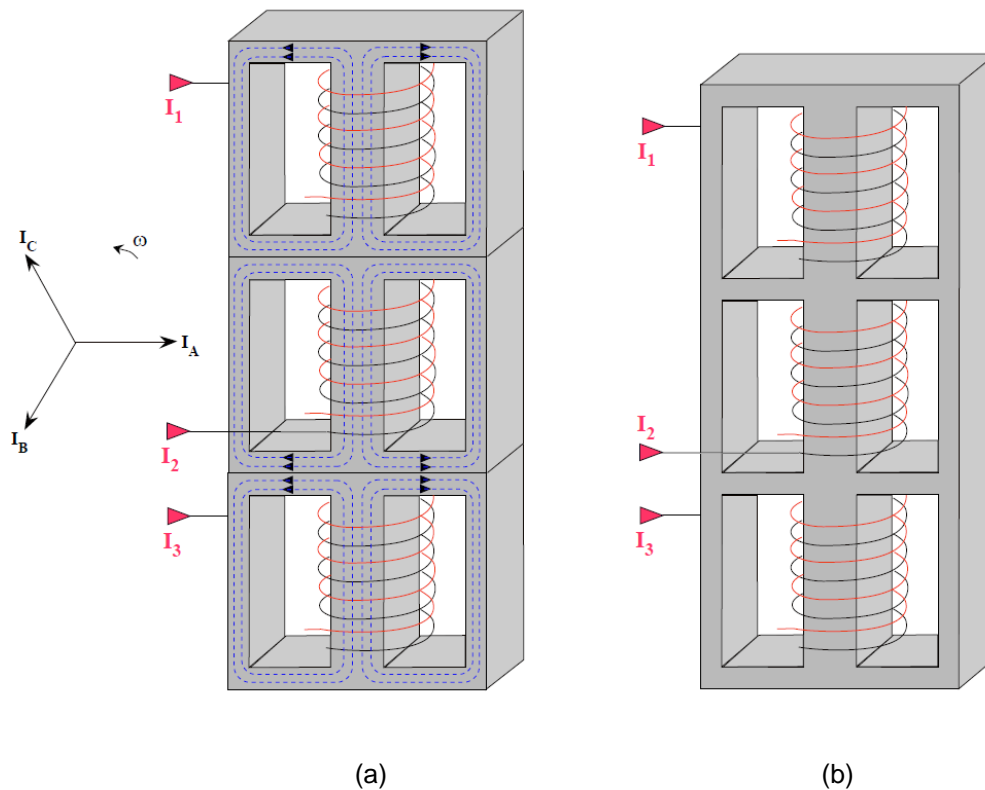


Figura 2.12 - Transformador trifásico e tipos de núcleo envolvente

A principal vantagem do transformador trifásico sobre o banco de transformadores é ter um menor custo da instalação devido à economia de material em sua construção. Esta economia é conseguida pela redução do núcleo magnético, conforme foi apresentado, e também pela menor estrutura do equipamento devido a redução do seu peso e volume. As desvantagens do transformador trifásico são de cunho estratégico. A primeira desvantagem reside no caso de uma falha do equipamento que interromperia o fornecimento de energia de todas as fases de uma vez. Isto não ocorreria no banco de transformadores pois a retirada de operação de uma unidade interrompe o fornecimento de apenas uma das fases. A outra desvantagem é o custo relativo de uma unidade reserva. Em uma instalação com transformador trifásico uma unidade reserva atenderia a apenas um posto, enquanto que em uma instalação com banco de transformadores uma unidade atenderia a três postos.

Outro ponto a ser destacado é que em caso de potências e tensões equilibradas o transformador trifásico consome uma menor potência a vazio frente ao banco, entretanto para fases com desequilíbrio, e se este for muito acentuado, o banco leva vantagem, podendo fornecer a potência requerida pela fase alterando um ou mais transformadores monofásicos.

## 2.4 Modelo de Circuito Equivalente para Transformador com Dois Enrolamentos

Os modelos de circuitos são muitas vezes usados quando um transformador é parte de um circuito maior, tal como uma rede de serviço público, caso em que só as características de terminais do transformador são geralmente de interesse. Nesta seção, destaca-se a operação de transformadores em frequências de energia no estado de equilíbrio, geralmente 50 ou 60 Hz. Neste caso, os efeitos capacitivos podem ser ignorados. Quando o núcleo está funcionando com fluxo abaixo da saturação, os efeitos de sua não-linearidade também podem ser ignorados. Para processos transitórios, tais como os que ocorrem durante a comutação ou descargas atmosféricas, é necessário um modelo de transformador mais detalhado. Primeiro é desenvolvido um modelo de circuito do núcleo e, em seguida, considerados os efeitos da adição de enrolamentos.

Considera-se um transformador com uma única fase. Normalmente, transformadores trifásicos podem ser analisados como três unidades monofásicas separadas, e as interconexões entre as fases podem ser adicionadas mais tarde. Por simplicidade de análise, adota-se somente um transformador monofásico de dois enrolamentos tendo um enrolamento primário e um secundário. O enrolamento primário é normalmente ligado à fonte de alimentação de entrada, enquanto que o enrolamento secundário alimenta uma ou mais cargas.

Se o enrolamento secundário está em circuito aberto, o transformador se comporta como um indutor com uma alta permeabilidade entre o núcleo de ferro e, portanto, apresenta uma alta indutância de modo que pouca corrente de excitação é necessária para gerar a tensão primária ou força eletromotriz (FEM). Apenas a perda  $I^2R$  é gerada pela corrente de excitação no enrolamento primário; no entanto, esta vai ser pequena quando comparada com as perdas sob carga nominal. Neste primeiro momento não são consideradas as perdas no núcleo, no entanto, devido à mudança de fluxo, estas perdas são, para uma boa aproximação, proporcionais ao quadrado da indução ( $B^2$ ) e, portanto, elas também são proporcionais ao quadrado da tensão aplicada sobre o núcleo (Vecchio, Robert M. Del; Poulin, Bertrand; Feghali, Pierre T.; Shah, Dilipkumar M.; Ahuja, Rejandra, 2010).

Assim, estas perdas podem ser contabilizadas colocando-se um resistor equivalente entre a tensão aplicada ao transformador e o referencial de terra apresentando o seguinte valor:

$$R_c = \frac{V_{rms}^2}{W_c} \quad (25)$$

Onde  $U_{rms}$  é a tensão fase RMS e  $W_c$  é a perda do núcleo. Assume-se que a tensão primária é puramente senoidal. Logo a indutância para circuito aberto pode ser obtida a partir da seguinte equação:

$$V = L_c \frac{dI_{ex}}{dt} \quad (26)$$

$$L_c = \frac{V_{rms}}{\omega I_{ex,rms}} \quad (27)$$

Onde  $I_{ex}$  é a componente reativa de corrente de excitação. Esta corrente pode ser senoidal ou não senoidal, dependendo de o núcleo estar na região linear ou não linear. A tensão  $U$  é geralmente senoidal. A expressão acima é válida quando  $I_{ex}$  é senoidal com frequência angular  $\omega = 2\pi f$ , lembrando que  $f$  é a frequência em Hertz. Enquanto o núcleo está operando razoavelmente longe da saturação, pode-se supor que  $I_{ex}$  é senoidal e  $L_c$  é uma indutância constante. Assim, o circuito equivalente é parecido com o mostrado na Figura 2.13.

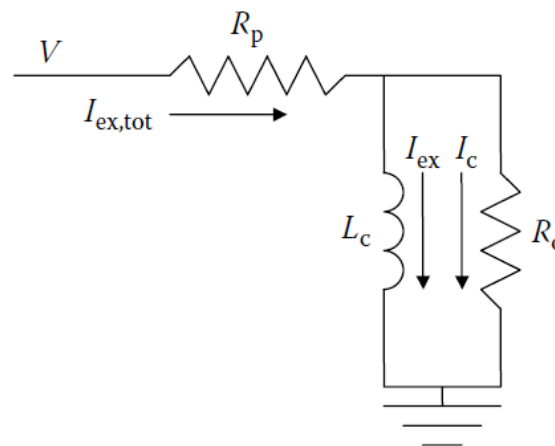


Figura 2.13 - Modelo de circuito equivalente para o núcleo de transformadores.

A resistência  $R_p$  é aquela correspondente à do enrolamento primário. Nos próximos capítulos são acrescentados os efeitos capacitivos, podendo ser incluídos através da inserção de uma capacitância equivalente em paralelo com a indutância e a resistência do núcleo.

Uma vez que as perdas do núcleo são fornecidas pela fonte de energia de entrada, uma parcela da corrente total de excitação,  $I_{ex,tot}$ , gera a perdas do núcleo. Na Figura 2.13 acima  $I_c$  está em quadratura, isto é, a um ângulo de fase de  $90^\circ$ , com  $I_{ex}$ .

Um modelo de circuito útil para o núcleo, quando a excitação é senoidal e as não-linearidades são ignoradas, é mostrado na Figura 2.14.  $R_c$  é a resistência do núcleo, representando as perdas, e  $X_c = \omega L_c$  é a magnitude da reactância de núcleo, representando a magnetização, onde  $j$  é a unidade imaginária, que produz matematicamente a relação de fase de  $90^\circ$  entre a resistência e reatância.

Os parâmetros, deste modelo de circuito, podem ser extraídos a partir dos dados de ensaio e, em seguida, utilizados para obter o fator de potência do núcleo, isto é, a fração da energia dissipada no núcleo sob a forma de perda. A resistência pode ser obtida a partir do cálculo das perdas no núcleo através de ensaios e do equacionamento acima. Esta, por sua vez, permite o cálculo da corrente  $I_R$  a partir da fórmula:



$$I_R = \frac{V}{R_c} \tag{28}$$

Assumindo que U e I são quantidades RMS, tem-se:

$$\frac{1}{Z_c} = -\frac{j}{X_c} + \frac{1}{R_c} \tag{29}$$

Logo:

$$\frac{1}{|Z_c|^2} = -\frac{j}{X_c^2} + \frac{1}{R_c^2} \tag{30}$$

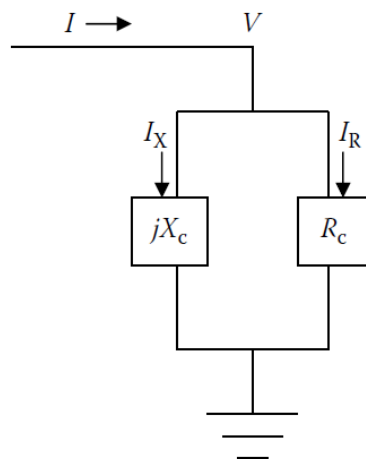


Figura 2.14 - Modelo de circuito equivalente para núcleo de transformador com excitação senoidal.

Reescrevendo a equação:

$$\frac{1}{X_c^2} = \sqrt{\frac{1}{|Z_c|^2} - \frac{1}{R_c^2}} \tag{31}$$

Se U, é tomada como referência fasorial e I é a magnitude da corrente lida em ensaio:

$$Z_c = \frac{V}{|I|} \tag{32}$$

Deste modo, a magnitude da Zc pode ser obtida mediante a introdução de dados de ensaio necessários para a Equação 32, permitindo calcular Xc. Sabendo Xc, pode-se obter o Ix atual a partir da fórmula:

$$I_x = \frac{V}{jX_c} \tag{33}$$

A magnitude da energia drenada pelo núcleo é dada por V|I|, onde |I| é o módulo da corrente de entrada. Já potência dissipada sob a forma de perdas é dada por VIR, daquele componente de corrente que não é transmitida. Assim o fator de potência é dado por:

$$F.P. = \frac{I_R}{|I|} \quad (34)$$

Denota-se usualmente como cosseno  $\theta$ , o fator de potência, que correspondendo ao ângulo entre a corrente total e a corrente real no plano complexo.

Quando o circuito secundário é ligado a uma carga, a FEM gerada no enrolamento secundário, pela mudança do fluxo no núcleo, resulta em uma corrente através deste circuito. Esta corrente adicional altera o fluxo do núcleo, a menos que um fluxo de valor igual e sentido oposto siga pelo enrolamento primário. Uma vez que o fluxo no núcleo é determinado pela tensão primária, os valores líquidos de ampère-espiras dos enrolamentos devem se iguais, quando se extrai a corrente de excitação.

A Figura 3.14 mostra uma representação do padrão de fluxo em um transformador de dois enrolamentos sob carga. As correntes são tomadas como positivas quando elas fluem para um enrolamento, e os pontos nos terminais indicam que, quando a corrente flui no sentido positivo para o transformador, o sentido de enrolamento é de tal modo que a tensão induzida é positiva em relação ao terminal da outra extremidade do enrolamento. Nota-se que a maior parte do fluxo passa através do núcleo e liga os dois enrolamentos.

A lei de Faraday, para a tensão induzida na bobina, é baseada no conceito de fluxo concatenado. Parte-se do princípio de que um fluxo  $\emptyset$  que passa através de uma bobina de  $N$  espiras, ligados todos de modo que transforma a ligação do fluxo em  $N\emptyset$ . Como pode ser visto na Figura 2.15. Para melhor compreensão, assume-se que  $\emptyset$  é o fluxo concatenado, logo  $N\emptyset$  faz-se igual a fluxo concatenado,  $\lambda$ .

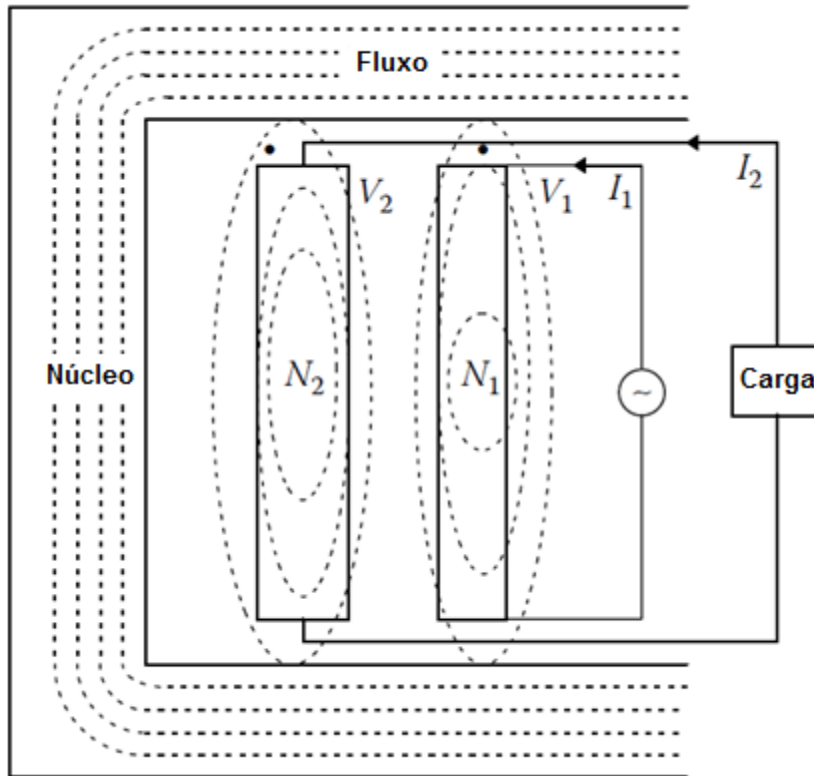


Figura 2.15 - Esquemático de transformador monofásico de dois enrolamentos com fluxo concatenado.

Portanto, temos que  $\phi = \lambda/N$ , caso não haja dispersão de fluxo, ou seja, 100% do concatenado esteja confinado na bobina.

Entretanto, parte do fluxo concatenado que liga uma das bobinas é criada por uma corrente da segunda bobina. Pode-se definir ainda  $\phi_{12}$  como o fluxo da bobina 1 excitado através de uma corrente na bobina 2 e com interpretação correspondente de  $\lambda_{12}$ . Assim,  $\phi_{11}$  é o fluxo por bobina devido à sua própria corrente. Os correspondentes fluxos concatenados são  $\lambda_{11}$  e  $\lambda_{22}$ . Denota-se  $\lambda_1$ , com um único subscrito, referindo-se ao fluxo total de bobina 1. Assim, tem-se:

$$\lambda_1 = \lambda_{11} + \lambda_{12} = N_1(\phi_{11} + \phi_{12}) \tag{35}$$

$$\lambda_2 = \lambda_{22} + \lambda_{21} = N_2(\phi_{22} + \phi_{21}) \tag{36}$$

Define-se usualmente o fluxo concatenado por bobina como:

$$\phi_{l1} = \phi_{11} - \phi_{21} \tag{37}$$

$$\phi_{l2} = \phi_{22} - \phi_{12} \tag{38}$$

Assim, o fluxo de dispersão para a bobina 1 é o auto-fluxo da bobina 1 menos o fluxo de ligação da bobina 2, devido à corrente na bobina 1, desde que desconsiderados os fluxos de dispersão. O mesmo se aplica ao fluxo de dispersão para a bobina 2. A palavra dispersão de

fluxo dá a impressão de que este é o fluxo que vazou para fora do núcleo, mas na realidade é simplesmente fluxo que não liga ambas as bobinas. A maior parte deste fluxo circula em torno do núcleo, geralmente óleo ou ar. Ambos, óleo e ar, são materiais com permeabilidade relativa linear e perto de 1. Assim, as indutâncias associadas a este fluxo são:

$$L_{l1} = \frac{N_1 \phi_{l1}}{I_1} \quad (39)$$

$$L_{l2} = \frac{N_2 \phi_{l2}}{I_2} \quad (40)$$

Estas dispersões de fluxo podem ser modeladas como indutores de um único enrolamento e são essencialmente constantes. Assim, combinando as equações:

$$\lambda_1 = N_1(\phi_{l1} + \phi_{21} + \phi_{12}) \quad (41)$$

$$\lambda_2 = N_2(\phi_{l2} + \phi_{21} + \phi_{12}) \quad (42)$$

Assumindo que os fluxos concatenados são muito próximos, pode-se simplificar as equações acima:

$$\lambda_1 = L_{l1}I_1 + N_1\phi_c \quad (43)$$

$$\lambda_2 = L_{l2}I_2 + N_2\phi_c \quad (43)$$

Portanto, a tensão que surgirá nas bobinas:

$$V_1 = R_1I_1 + \frac{d\lambda_1}{dt} \quad (44)$$

$$V_2 = R_2I_2 + \frac{d\lambda_2}{dt} \quad (45)$$

Onde,  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  são os fluxos concatenados nos enrolamentos 1 e 2, e  $R_1$  e  $R_2$  são suas respectivas resistências. Logo, têm-se:

$$V_1 = R_1I_1 + L_{l1} \frac{dI_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi_c}{dt} \quad (46)$$

$$V_2 = R_2I_2 + L_{l2} \frac{dI_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi_c}{dt} \quad (47)$$

Como já dito anteriormente  $E_1$  e  $E_2$  são as tensões vistas e correlacionadas nos enrolamentos. O modelo de circuito de dois enrolamentos até agora ignorou detalhes da excitação do núcleo. Esta excitação deve vir a partir da diferença entre enrolamentos 1 e 2 em p.u. e é tipicamente pequena. O ramo shunt do núcleo determina diretamente a tensão no núcleo,  $E_1$ , em vez de receber o seu valor a partir do fluxo comum. No entanto, o fluxo comum é conhecido a partir do conhecimento dimensional ou de ensaio, e assume-se que há uma queda de tensão inevitável a partir do terminal principal para o próprio núcleo. Por esta corrente de

excitação ser pequena é comum realizar aproximações e colocar ramo shunt do núcleo próximo a conexão terminal.

Portanto a Figura 2.16, revela o modelo para baixas frequências (50 e 60 Hz) de um transformador monofásico com dois enrolamentos. Os passos descritos acima para a determinação dos elementos deste circuito são utilizados nos próximos capítulos.

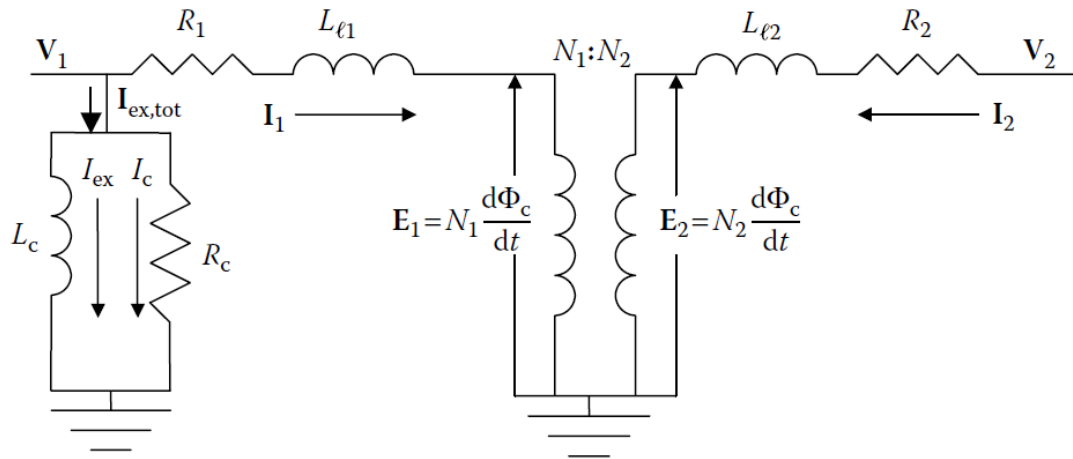


Figura 2.16 - Modelo de circuito equivalente para transformador de dois enrolamentos, monifásico, sob carga.

# 3. Métodos de Construção de Modelos para Resposta em Frequência

### 3.1 Introdução

As bobinas de transformadores estão sujeitas a oscilações de tensão decorrentes de eventos transitórios em sistemas de potência. As formas de onda em alta frequência que atingem enrolamentos podem causar sobretensões induzidas nestes elementos, que são geralmente concentradas nas seções perto do terminal de linha, ou são geradas a partir de ressonância, o que pode criar tensões elevadas de caráter oscilatório. A determinação da tensão vista pelos enrolamentos dos equipamentos, frente a transitórios de tensão de alta frequência, é estudada através de modelos computacionais. A estimativa precisa da resposta do enrolamento frente a tensões íngremes, como surtos, é um problema complexo por várias razões: a forma da excitação transitória pode variar bastante e a sua geometria depende da frequência induzida. Este capítulo reúne os modelos propostos para esta representação e seu significado frente a diagnóstico.

As tensões a que os terminais dos transformadores são submetidos podem ser classificadas como: em frequência industrial, com ou sem sobretensão e aquela de característica transitória. Na maioria das vezes, o equipamento poder operar em regime estacionário de sobretensão; isto é, a tensão de regime nominal + 10% do seu valor e a frequência dentro de 1% da nominal. Todas as outras excitações de tensão podem ser vistas como transitórios, com origem em curto-circuitos, manobras, descargas atmosféricas, e praticamente qualquer alteração nas condições de operação do sistema.

Há exceções como, por exemplo, motores de indução alimentados através de inversores de tensão com técnica de modulação por largura de pulso (PWM), uma vez que estes conversores de energia produzem impulsos íngremes de tensão que são aplicados repetidamente nos terminais do motor (Boldea, I.; Nasar, S. A., 2010). Os inversores podem produzir tensões com tempos de subida muito curtos, o que, na presença de cabos longos podem causar falhas de isolamento nas bobinas.

Em geral, as tensões anormais ou transitórias ditam as restrições para o isolamento do equipamento. Estas restrições podem ter um efeito significativo sobre a forma, desempenho e custo dos equipamentos. Os transitórios de energia são classificados por normas (IEC 60071-2, 1996), e são basicamente:

- Transitórios de baixa frequência com tensões oscilatórias, geralmente, com fraco amortecimento e de duração relativamente longa (ou seja, segundos, ou até mesmo minutos).
- Transitórios de frente lenta, referem-se à classe de excitação provocada por operações de comutação, falhas, ou descargas atmosféricas induzidas por linhas de comprimento elevado. Eles podem apresentar características oscilatórias (dentro de uma gama de frequências, entre a frequência de alimentação e 20 kHz) ou unidirecionais (com um

tempo de frente entre 0,02 a 5 ms), altamente atenuados, e de curta duração (isto é, da ordem de milissegundos).

- Transitórios de frente rápida, são normalmente ondas aperiódicas, geralmente associadas aos surtos de descargas atmosféricas com um tempo de frente entre 0,1 e 20  $\mu$ S. Embora o chaveamento de corrente de um disjuntor de vácuo possa produzir excitação transitória cuja faixa de frequência pode ser incluída nesta categoria.

As tensões transitórias podem afetar a confiabilidade e a segurança do sistema como um todo, portanto é necessária a completa compreensão da característica da solitação transitória aplicada aos equipamentos energizados. A capacidade de um enrolamento de suportar tensões transitórias depende da sua forma específica, dos picos de tensão, da geometria do surto, do material de isolamento e do tempo (Bewley, 1951) (Chowdhuri, 2004) (Greendood, 1991) (Heller, B.; Veverka, A., 1968) (Rudenberg, R., 1940) (Degeneff, R. C., 1977). Portanto, faz-se necessária a determinação dos gradientes de tensão para a concepção do material isolante do enrolamento suportar estes tipos de sobretensões.

Quando se aplicam tensões sob frequência industrial, a distribuição dos gradientes nas bobinas é relativamente linear, frente ao número de espiras. Entretanto, no caso de solitações de alta frequência, essa distribuição é alterada e se concentra perto do início da bobina.

A determinação de gradientes pode ser vista através de modelos representativos e suas características dependem basicamente da resposta que se almeja e do estímulo de interesse. Em outras palavras, a forma de um modelo depende de como ele deve ser utilizado e o grau de precisão na modelagem depende do tipo da perturbação e da posição do componente em relação a perturbação. Quando o componente está perto do local de perturbação o sistema deve ser modelado com maior nível de detalhamento do que aqueles componentes remotos, uma vez que estes podem ser relativamente pouco afetados pelo evento transitório. A mesma regra é aplicada quando se analisam as frequências associadas a um determinado evento, ou seja, quanto maior a faixa de frequência envolvida, mais detalhado deve ser o modelo.

Um esforço considerável tem sido dedicado para analisar a resposta de equipamentos em alta frequência. As primeiras tentativas foram feitas na década de 1910, mas até 1960 esses esforços tiveram sucesso limitado devido a restrições computacionais para a solução de grandes modelos complexos. Isto mudou com a aplicação de computadores digitais e o desenvolvimento de algoritmos eficientes.

Este capítulo é dedicado a apresentar os modelos e métodos desenvolvidos até o presente momento para analisar a resposta de transformadores a uma elevada gama de frequências. Várias abordagens têm sido propostas na modelagem e aplicação de estudos do comportamento de transformadores. Estes modelos podem ser amplamente divididos em parâmetros concentrados e parâmetros distribuídos, com várias subdivisões dentro de cada grupo. Os modelos desenvolvidos através de black box e alocação de polos não são objeto dessa



dissertação, por se tratarem de modelos puramente matemáticos sem correlação direta com os equipamentos, métodos construtivos e solicitações associadas.

## 3.2 Modelos para Resposta em Frequência de Transformadores

As propostas de modelos para representação de transformadores em alta frequência, demonstradas a seguir, foram concentradas em grandes segmentos e demonstram o esforço técnico em definir circuitos adequados para frequências elevadas. Os modelos apresentados foram reunidos após pesquisa em ambiente do IEEE e agrupados de acordo com critérios de complexidade ou modo de abordar o problema. Portanto, têm-se os seguintes tipos de modelo:

- Circuito  $\pi$ ;
- Circuito RLC;
- Modelo tradicional com incremento de capacitâncias (modelo CIGRÉ);
- Elementos distribuídos;
- Alocação de parâmetros através de Redes Neurais.

### 3.2.1 Circuito $\pi$

Para modelar o enrolamento em ampla faixa de frequência e calcular a sua impedância terminal, alguns métodos podem ser utilizados, tais como método de campo eletromagnético, modelo de circuito distribuído e modelo de circuito concentrado. De acordo (Yu, Yang; Zanj, Wang; Chong, Shao, 2009), as estruturas dos enrolamentos de transformadores em Extra e Ultra Alta Tensão (EHV e UHV) são complexas, e por causa do grau de isolamento, ainda que no mesmo enrolamento, sua construção pode abranger condutores de diferentes tipos, tamanho e material. Deste modo o método de solução por cálculo de campo eletromagnético é ineficiente na determinação do circuito equivalente e das tensões nas bobinas. Portanto, o trabalho sugere a utilização do modelo  $\pi$  de linha de transmissão para uma ampla faixa de frequência.

Os diferentes modelos são aplicáveis em diferentes faixas de frequência, e a precisão dos parâmetros de cada um é calculada para determinada condição, definindo o alcance do impulso que pode atingir o enrolamento. Apesar de um impulso com componentes de alta frequência poder viajar no Sistemas Elétricos de Potência (SEP), a bucha de alta tensão do transformador, pela qual o enrolamento é conectado, têm efeito de filtro passa-baixa. Por esse motivo, a faixa de frequências dos impulsos que é vista pelo enrolamento é limitada.

O trabalho (Yu, Yang; Zanj, Wang; Chong, Shao, 2009) demonstra a utilização do circuito equivalente do tipo  $\pi$  para linha de transmissão na representação do modelo de enrolamento. Em seguida, calculou-se a impedância terminal e a validação do método foi

realizada através de comparação com os resultados medidos. No final, dois enrolamentos de transformadores de alta tensão foram modelados com os valores de capacitância e impedância típicos. Destaca-se que a gama dos impulsos vista pelo enrolamento têm frequência limitada a menos de 10 MHz. Deste modo, quando o enrolamento de alta tensão é analisado, as suas características de frequência sempre estão abaixo de 10 MHz.

O modelo tipo  $\pi$  de linha de transmissão para o transformador é construído com base no pressuposto de que apenas onda transversal magnética (TEM) está viajando no enrolamento. Em um transformador de corrente, as distâncias entre as espiras são de alguns milímetros, e as distâncias entre as bobinas não excedem 10 mm. Assumindo que a velocidade de propagação dos impulsos é igual à velocidade da luz, para as características da linha e bucha do transformador, o comprimento de onda tem frequência inferior a 100 MHz.

Nesta condição, com base na teoria eletromagnética, os impulsos que viajam através dos enrolamentos têm frequências inferiores a 100 MHz, pela teoria eletromagnética e inferior a 10 MHz quando analisados as frequências dos transitórios, assim, o modelo deve ser válido para enrolamentos de grandes transformadores em frequências por volta dos MHz. No entanto, como mencionado anteriormente os parâmetros do modelo para ampla faixa de frequência são difíceis de obter. Em altas frequências, as perdas não podem ser ignoradas e o efeito pelicular faz com que as indutâncias mudem de acordo com a frequência.

Do ponto de vista de engenharia, para calcular a impedância terminal ou a função de transferência do enrolamento, não é necessário obter a distribuição de corrente ou de tensão nos enrolamentos, apenas as tensões e as correntes nos seus pontos terminais. Por uma questão de fato, do circuito tipo  $\pi$  equivalente pode ser utilizado para representar o modelo de linha de transmissão multicondutores (MTL), como mostra a Figura 3.1 .

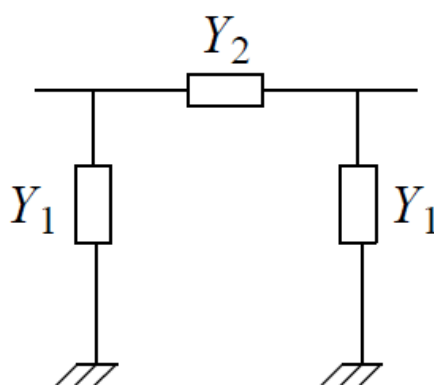


Figura 3.1 - Modelo pi de linha com elementos concentrados.

O trabalho (Yu, Yang; Zanj, Wang; Chong, Shao, 2009) confirmou o método de modelagem através da comparação com um enrolamento de 50 espiras, visto na Figura 3.2. A resposta em frequência foi obtida através de um analisador de impedância AGILENT® para uma

faixa entre 100 kHz a 50 MHz. A comparação entre os resultados é mostrada na Figura 3.3. Na faixa de frequência abaixo de 20 MHz, o resultado calculado é muito próximo ao resultado experimental; enquanto em frequências superiores a 20 MHz, ocorrem divergências.



Figura 3.2 - Bobina utilizada para comparação de resultados.

O erro de cálculo dos parâmetros para altas frequências é uma das razões que podem ter levado às inconsistências observadas no resultado apresentado. Outro ponto que pode causar interferência são ruídos externos. De acordo com os resultados, o método de modelagem utilizado é válido na faixa de frequência abaixo de 20 MHz; nas frequências superiores a 20 MHz, a curva medida é superior à calculada, provavelmente devido à perda real que não é considerada no modelo.

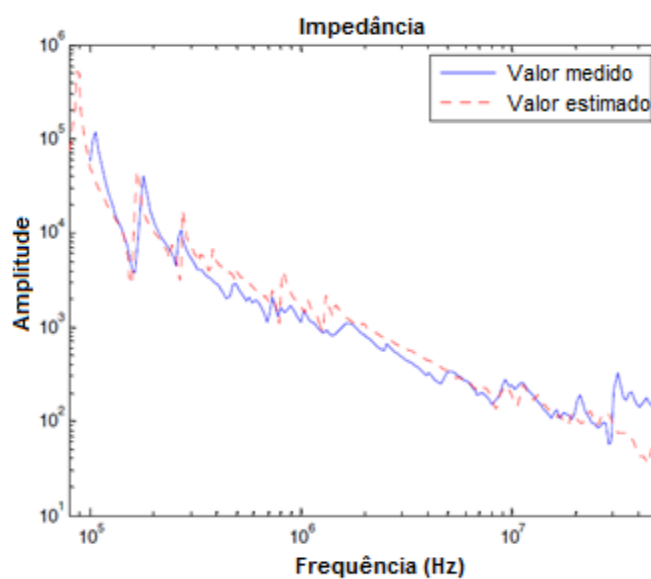


Figura 3.3 - Comparação da resposta em frequência.

### 3.2.2 Circuito RLC

O trabalho de (Morched, A.; Martf, L.; Ottevangers, J., 1993) concentra um estudo recente comparando simulações EMTP com medições de campo, indicando que o comportamento do transformador, sobre a qual ele tem maior influência sobre os resultados, são aquelas em que as simulações EMTP tendem a ser menos precisas.

Para modelar o transformador, na tentativa de reproduzir com precisão a sua resposta no domínio da frequência e curto-circuito, foi aplicada uma abordagem usando os modelos de EMTP padrão (Morched, A.; Martf, L.; Ottevangers, J., 1993). No entanto, os modelos presentes não levam em conta a dependência da frequência frente as perdas no cobre e ferro, ou o efeito de capacitâncias parasitas.

O comportamento do transformador em frequências mais altas pode ser aproximado, em certa medida, modelando-se as capacitâncias de dispersão, distribuídas ao longo dos enrolamentos, como se fossem elementos concentrados. Este tipo de representação não reproduz o comportamento do transformador, para frequências pouco acima do valor de ressonância. O cálculo das capacitâncias não é direto, e é difícil obter valores exatos, exceto para modelos simples de transformador, a não ser que sejam feitos ensaios de medição. O modelo proposto pelo trabalho é composto por grandes redes de capacitâncias e indutâncias acopladas, obtidos a partir da discretização das indutâncias mutuas e capacitâncias parasitas. O cálculo destes parâmetros envolve a solução de problemas complexos e requer informações sobre o layout, construção e detalhes físicos do transformador. Esta informação geralmente não está disponível, pois é considerada confidencial pelos fabricantes de transformadores.

O modelo proposto (Morched, A.; Martf, L.; Ottevangers, J., 1993) têm a vantagem de permitir o acesso aos potenciais ao longo do enrolamento, tornando possível avaliar os gradientes de tensão internos. Entretanto, este modelo é inadequado para simulações que envolvam a interação do meio com o transformador. Além disso, o tamanho das matrizes envolvidas (tipicamente 100 x 100 ou mais) faz com que este tipo de representação seja impraticável para os estudos de sistemas EMTP com modelos de terminais. Os modelos pertencentes as estas classes são baseados na simulação das características do domínio de frequência ou tempo, nos terminais do transformador, por meio de circuitos equivalentes complexos ou sobre a forma de "black box". Estes modelos caixa preta tiveram diferentes graus de sucesso em reproduzir o comportamento de transformadores monofásicos com precisão. A principal desvantagem dos métodos propostos até à data parece ser a de que eles não são aplicáveis para transformadores trifásicos. O modelo do transformador para alta frequência descrito pertence à classe daqueles modelos em que a resposta depende da frequência de excitação e está demonstrado por meio de redes equivalentes.

A determinação dos parâmetros para o modelo é automático, e não requer habilidades especiais por parte do operador. O modelo foi desenvolvido e implementado na Ontario Hydro como parte de um novo e abrangente modelo do transformador patrocinado pelo Grupo de Coordenação do EMTP Desenvolvimento - DCG para a versão DCG/EPRI do EMTP. Embora originalmente desenvolvido como uma representação de alta frequência, o modelo também pode ser utilizado como um modelo linear, se as características do transformador são conhecidas para uma gama de frequências suficientemente larga.

A idéia básica por trás do novo modelo de transformador é produzir uma rede equivalente cuja matriz admitância nodal corresponda a matriz admitância nodal do transformador original ao longo da faixa de frequências de interesse. Essa representação deve reproduzir corretamente a resposta transitória do transformador em seus terminais. Considera-se então a rede de multi-fase mostrada na Figura 3.4. Os parâmetros deste circuito podem ser calculados a partir da sua matriz de admitância nodal e usando relações bem conhecidas. Os elementos de I e J da matriz são aproximadas através de funções racionais que contêm partes reais e polos complexos conjugados ou zeros.

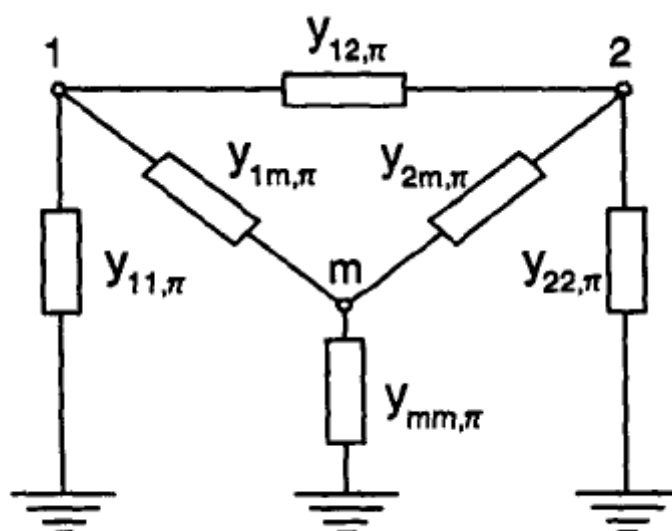


Figura 3.4 - Matriz nodal de admitâncias.

As funções racionais podem então ser definidas com base em redes RLC e quando combinadas produzem o circuito equivalente. Uma rede RLC típica utilizada na aproximação dos elementos é mostrada na Figura 3.5. A estrutura geral destas redes RLC reflete as características em frequência conhecidas das funções de admitância de um transformador. A resposta em frequência do circuito mostrou grande similaridade até 100 kHz, como pode ser observado na Figura 3.6.

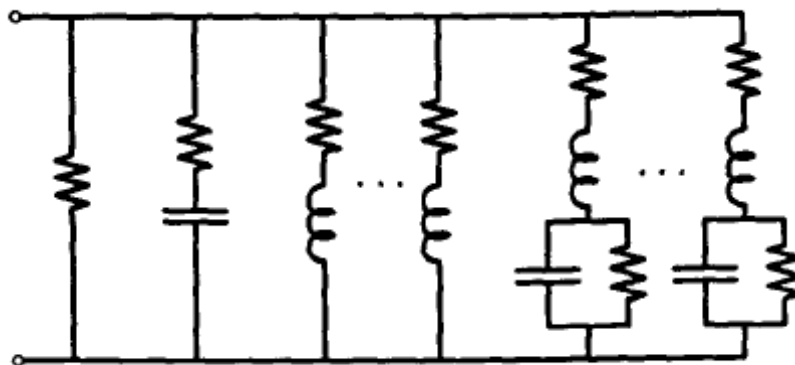


Figura 3.5 - Circuito RLC equivalente.

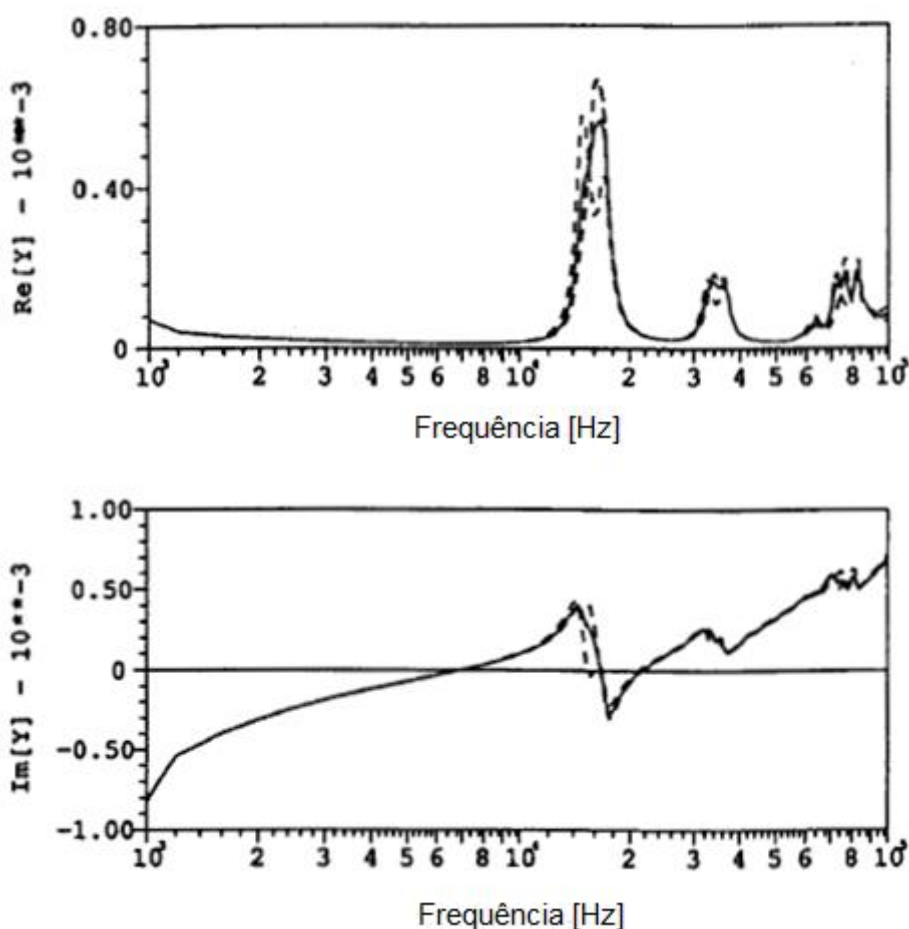


Figura 3.6 - Comparação da resposta em frequência entre o modelo de circuito e o transformador

Outro trabalho similar (Suwarno; Donald, F., 2010), retira os parâmetros representativos dos transformadores a partir das curvas obtidas pelo método de análise de resposta em frequência (FRA). Neste método, a dimensão do transformador e suas partes construtivas não são necessárias. O modelo do transformador está representado por um conjunto de R, C e L (ou seja, resistor, capacitor e indutor) tal como mostrado na Figura 3.7.

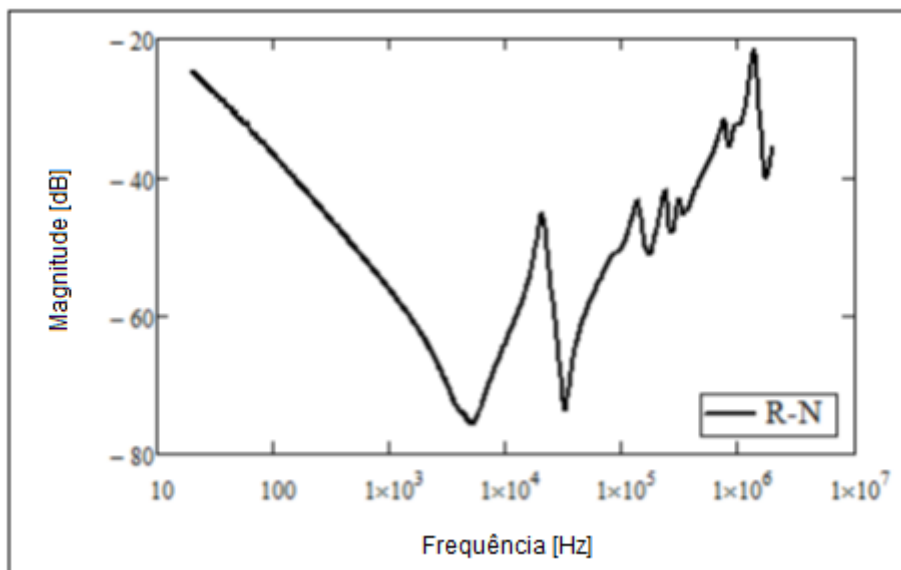


Figura 3.7 - Resposta em frequência de transformador de 100 kVA analisado.

A Figura 3.7 mostra a curva FRA típica para um transformador padrão. Existindo vários pontos de ressonância, picos e vales. A partir destes pontos de pico, 3 conjuntos de células foram definidos como mostrado na Figura 3.8. Cada célula representa um circuito de ressonância adequado para cada faixa de frequência. A célula 1 representa o componente de baixa frequência, enquanto as células 2 e 3 representam os componentes de média e alta frequência. Cada componente pode ser representado como R, L e C, sendo ajustados de acordo com a forma lida e sua respectiva frequência de ressonância. Utilizando o modelo de 3 células, a partir da resposta em frequência obtida pelo equipamento da OMICRON®, na faixa de 10 Hz à 10 MHz, no transformador de 100 kVA, 6kV no primário e 220 V no secundário, trifásico, pode-se comparar o desempenho do modelo.

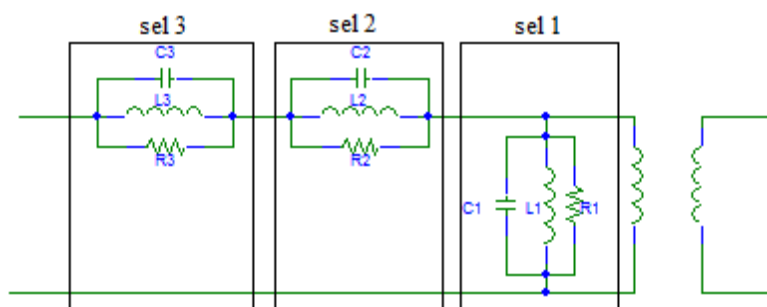


Figura 3.8 - Modelo de circuito equivalente composto por células RLC.

Desta forma a Figura 3.9 mostra impedância terminal obtida pelo FRA e pelo modelo de circuito equivalente com 3 células. A figura indica uma boa concordância entre o modelo e medição. Destaque para o erro em alta frequência ser significativamente maior do que em baixa frequência.

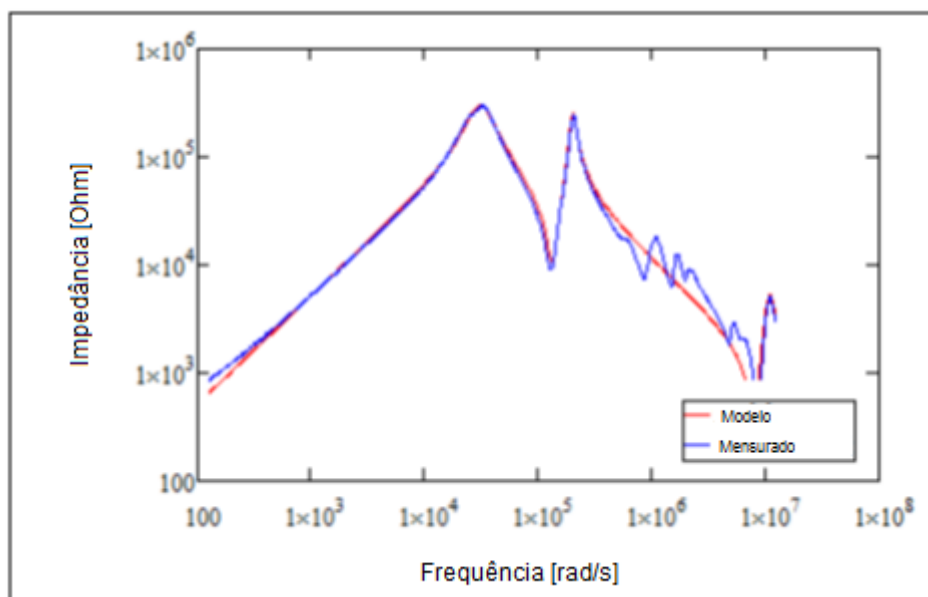


Figura 3.9 - Comparação de resultados entre o modelo de 3 células RLC e o transformador real.

### 3.2.3 Matriz de Otimização para os Parâmetros do Circuito Proposto pelo CIGRÉ

O trabalho (Bak-Jensen, B.; Ostergaard, Leo, 1998), apresenta um método de cálculo a partir de matrizes de possibilidades para a determinação dos valores do circuito equivalente de transformadores e sua comparação com outros dois métodos, chamados de: SFRAN (Método de Varredura de Frequência) e o PRBS (Pseudo Aleatory Binary Sequence). Os procedimentos e os modelos do circuito equivalente utilizado para os três métodos são encontrados descritos no trabalho, e os ensaios em 50 Hz, para o transformador de potencial, foram utilizados na verificação. O objetivo é avaliar a complexidade e precisão dos três métodos ao estimar os parâmetros do circuito equivalente concentrados e fazer uma seleção qualitativa do método mais adequado para cada aplicação. Com base na verificação, concluiu-se que o método de cálculo da matriz é uma boa alternativa para os modelos existentes com relação a transformadores de potencial.

Ao modelar transformadores de potencial usados para medições de faltas, harmônicos, ou transitórios, faz-se necessário um modelo com resposta em banda larga, o que significa que o modelo deve ser capaz de reproduzir a principal característica do transformador até pelo menos alguns centenas de kHz. Ou seja, o modelo deve ser capaz de descrever as três principais frequências de ressonância: na impedância de circuito aberto, na principal frequência de ressonância e na impedância de curto-circuito. As não-linearidades do núcleo, como efeitos de histerese e correntes de Foucault, são incluídas somente na medida em que eles são medidos nas varreduras de frequência do transformador.



O modelo de circuito equivalente utilizado no método é mostrado na Figura 3.10. Os parâmetros do modelo concentrado são alcançados a partir de: 8 varreduras da impedância de circuito aberto, na faixa de frequência de frequência 100 Hz - 1 MHz; uma varredura de frequência da impedância de curto-circuito na faixa de frequência de 100 Hz - 1 MHz e uma varredura de frequência da função de transferência entre duas fases visto do lado secundário.

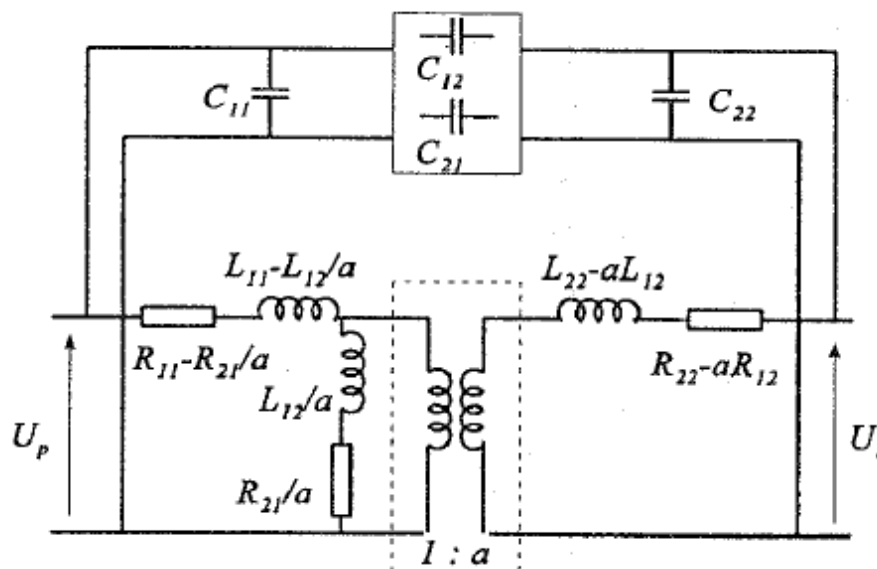


Figura 3.10 - Modelo de circuito equivalente tradicional

Utilizou-se modelos matemáticos de otimização no MATLAB®, sendo que os valores iniciais, inseridos no circuito, foram obtidos através de análise das frequências de ressonância. Ao determinar os parâmetros resistivos, a diferença entre os valores medidos e calculados da função da impedância deve ser tão pequena quanto possível.

Na Figura 3.11 a mesma medida de impedância de circuito aberto é mostrada junto com os resultados da simulação do método de varredura de frequência e pelo método da matriz de cálculo. A principal diferença é devido às resistências utilizada neste último método, que são dependentes da frequência. Destaca-se que o método de matriz de cálculo, por sua vez, tem um valor mais preciso na determinação das resistências e tal fato é visto na amplitude da terceira frequência de ressonância principal ( $f_3$ ).

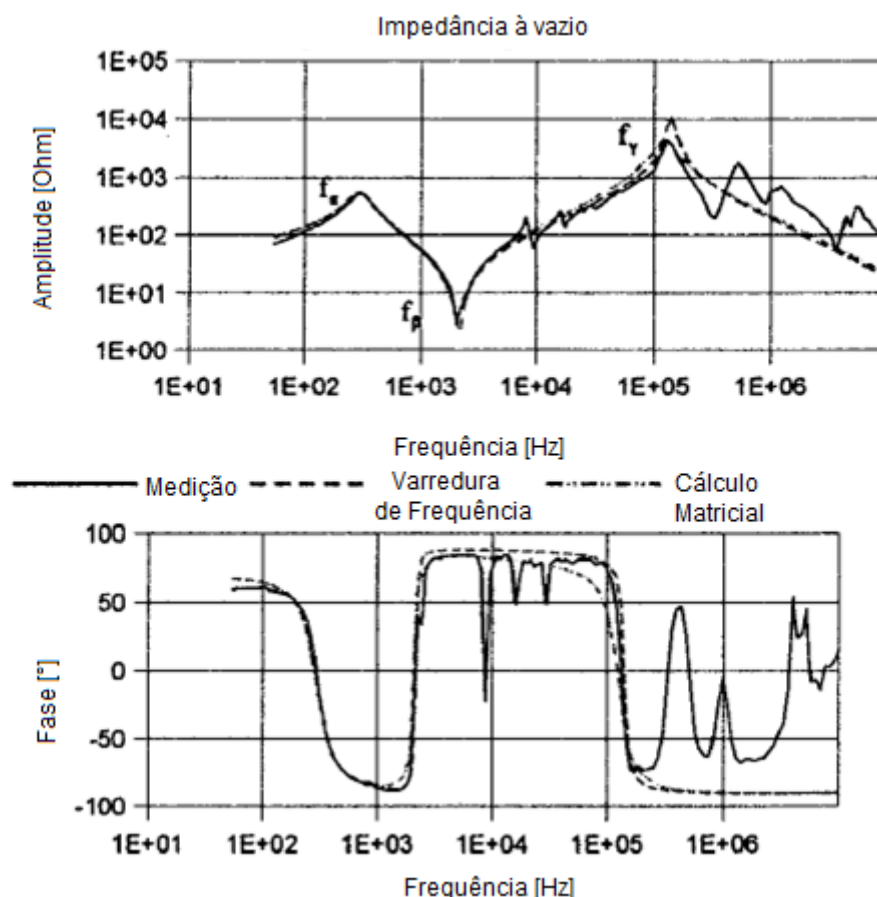


Figura 3.11 - Comparação da resposta em frequência entre os valores medidos e os métodos propostos

### 3.2.4 Modelos de Circuitos Distribuídos

O primeiro passo na obtenção de um modelo de parâmetro distribuídos é dividir o enrolamento em um número razoável de seções que pode fornecer o detalhamento exigido de tensões de cada seção dentro do enrolamento (Chowdhuri, 2004). A bobina pode ser representada por tantos elementos quanto aqueles de fato existirem, em outras palavras, se existirem dez segmentos de bobinas, tipo panqueca, pode-se representar os dez no circuito equivalente. Assim, o modelo de parâmetros concentrado resultante é uma série de circuitos com acoplamentos magnéticos mútuos.

Considerando a disposição de bobina mostrada na Figura 3.12 cada bloco retangular numerado representa uma seção transversal. A bobina pode ser representada como uma linha de transmissão com muitos condutores, na qual cada seção pode ter um circuito equivalente, como o descrito na Figura 3.13, onde os parâmetros são distribuídos uniformemente. Este modelo detalhado, pode ser reduzido pela formação de grupos de elementos dentro de uma série e transformado em elementos concentrados, como na Figura 3.14. As resistências e condutâncias foram incluídas para representar os vários tipos de perdas.

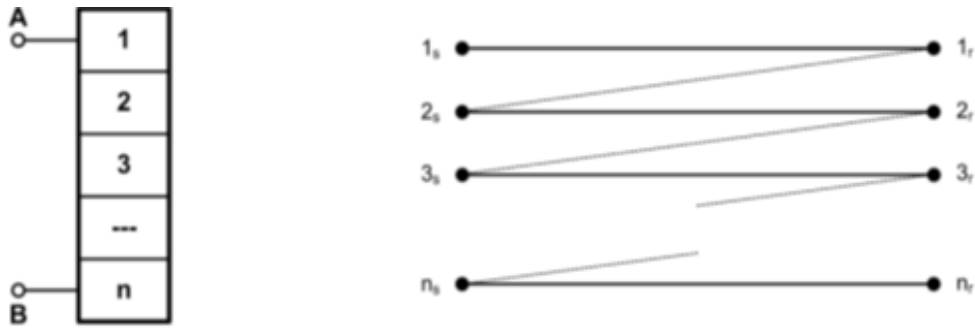


Figura 3.12 - Desenho esquemático do enrolamento em forma de bobinas.

Note-se que a capacitância foi agrupada em paralelo com a indutância, e aquelas capacitâncias para o referencial de terra, foram aglomeradas nas extremidades com metade do valor para cada lado. Esta representação mantém acoplamento indutivo entre qualquer par de espiras, mas assume que os acoplamentos capacitivos são importantes apenas entre dois enrolamentos.

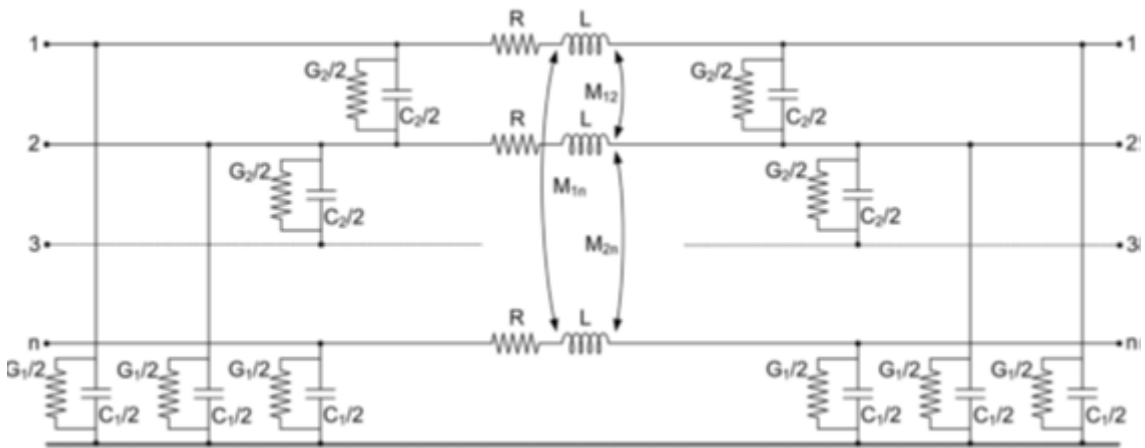


Figura 3.13 - Modelo de circuito equivalente para parâmetros distribuídos.

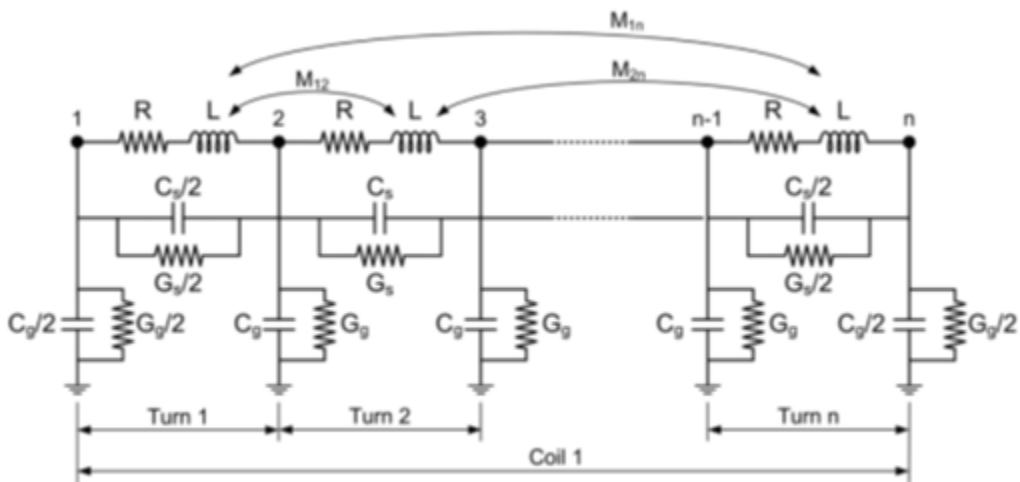


Figura 3.14 - Simplificação do modelo de parâmetros distribuídos.

Um modelo completo a parâmetros distribuídos de um transformador com dois enrolamentos, para cálculo da distribuição de tensão e gradientes de tensão interna, pode ser obtido através da expansão do modelo apresentado anteriormente. Adicionando os acoplamentos capacitivos e indutivos de um novo enrolamento e a reflexão disto no modelo – acoplamentos mútuos. (Abeywickrama, K. G. N. B.; Serdyuk, Y. V.; Gubanski, S. M., 2006) (Abeywickrama, N.; Serdyuk, Y. V.; Gubanski, S. M., 2008) (Ragavan, K.; Satish, L., 2005).

O circuito equivalente descrito na Figura 3.15 consiste na representação dos enrolamentos de baixa e alta tensão. O significado dos parâmetros deste novo modelo é simples:  $C_{HG}$ ,  $C_{LG}$  são as capacitâncias dos enrolamentos de AT e BT para terra;  $G_{EE}$ ,  $G_{LG}$  são as condutâncias dos enrolamentos de AT e BT para a terra;  $C_{12}$ ,  $G_{12}$  são a capacitância e a condutância entre AT e BT enrolamentos;  $C_{HS}$ ,  $C_{LS}$  são as capacitâncias série da bobina de AT e BT;  $G_{HS}$  e  $G_{LS}$  são as condutâncias séries;  $L_H$ ,  $L_L$  são as indutâncias de AT e BT;  $R_H$ ,  $R_L$  são as resistências dos enrolamentos;  $M_{ij}$  são indutâncias mútuas entre bobinas e entre enrolamentos. Note que, embora o número de espiras possa ser muito diferente para cada um dos enrolamentos, este modelo assume o mesmo número de secções para ambos.

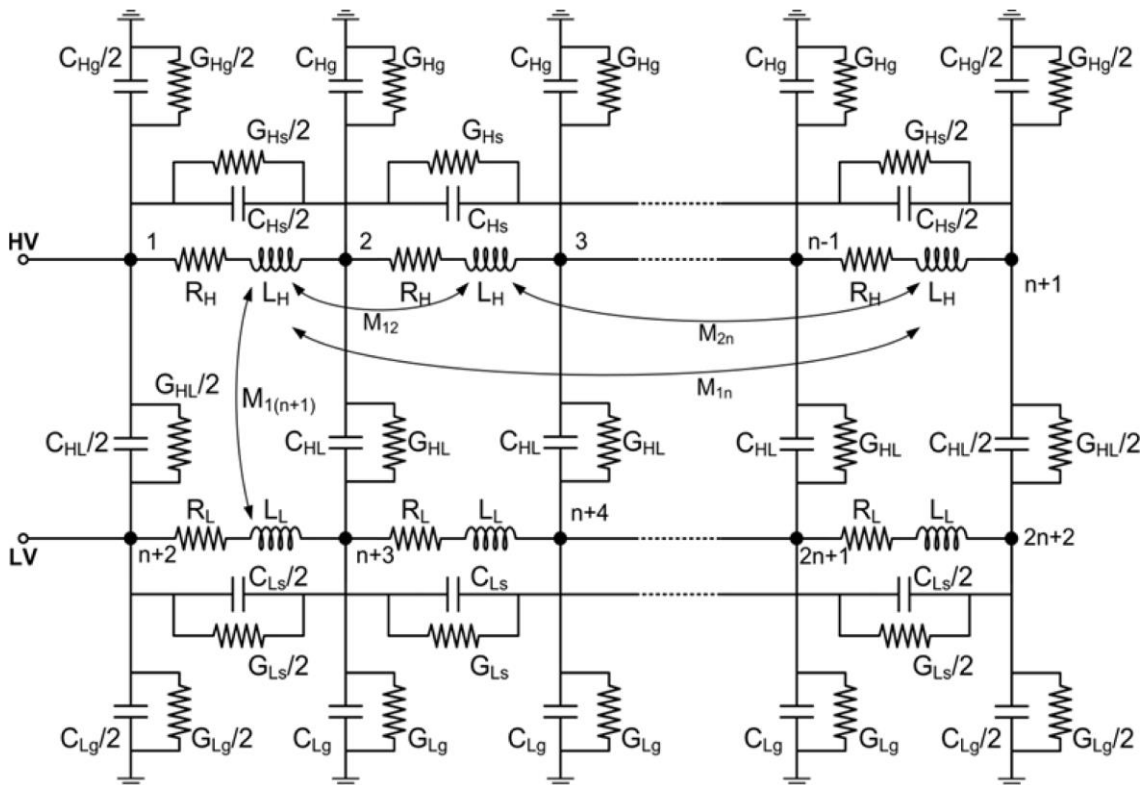


Figura 3.15 - Modelo de parâmetros distribuídos para transformador com dois enrolamentos.

A escolha adequada do comprimento do segmento para os parâmetros de modelagem distribuída é fundamental. A análise de VFT (Very Fast Transients), na ordem de centenas de

kHz, usando um segmento por bobina do enrolamento, pode ser suficiente, enquanto que outros transitórios, na ordem de MHz, podem exigir a distribuição dos parâmetros por grupamentos da bobina. Portanto, mesmo um circuito de parâmetros distribuídos pode ser muito grande e computacionalmente de difícil solução.

O tamanho das seções, nestas observações, deve ser suficientemente pequeno para assumir que a corrente que flui através de uma secção é constante. O limite inferior deste tamanho pode ser determinado a partir da largura de banda desejada do modelo e da geometria dos enrolamentos. Na frequência de alimentação e até algumas centenas de Hertz, a corrente de deslocamento capacitiva não é significativa e um enrolamento pode simplesmente ser modelado por meio de sua indutância e resistência.

Em frequências mais altas, essa aproximação não é mais válida e a corrente de deslocamento, que deriva de acoplamentos capacitivos adicionais, torna-se significativa. Assim, todas as correntes de deslocamento significativas de uma seção do transformador para outras seções ou para outros corpos condutores têm de ser representadas.

O modelo de perdas do transformador deve associar tanto a capacitância quanto a indutância em estrutura de rede. Representar com precisão o mecanismo de perda de um transformador pode exigir um modelo bastante complicado, o que também deve abordar a característica das perdas em função da frequência. Por estas razões, alguns estudos são realizados sem incluir o modelo de perda no cálculo transitório de curta duração, como visto na Figura 3.16.

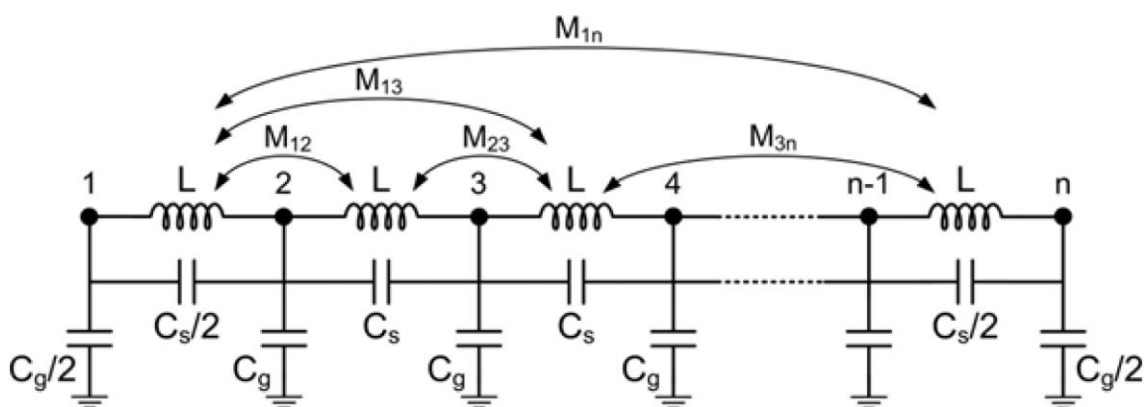


Figura 3.16 - Modelo de enrolamento sem perdas.

Numa aplicação prática, este tipo de concepção para o transformador apresenta alguns problemas, uma vez que a resposta transitória resultante é ligeiramente conservadora. Quando as formas de impulso convencionais são aplicadas, a tensão de pico ocorre normalmente na primeira oscilação e o erro incorrido por não modelar a perda de enrolamento é pequeno. Como sempre, quando a tensão aplicada é tem caráter oscilatório, por característica de sua natureza, as oscilações dentro do enrolamento podem representar ciclos repetitivos de longa duração e tal fato é incorreto, pois as perdas implicam na queda de tensão e no amortecimento dessas

oscilações. Portanto, os resultados obtidos a partir de um modelo sem perdas são conservadores e subestimam os efeitos benéficos do amortecimento (Degeneff, 1984)

Um outro método para a modelagem do enrolamento foi proposto por (McNutt, W. J.; Blalock, T. J.; Hinton, R. A., 1974). Considera-se que o enrolamento é constituído por um conjunto de secções de disco, de camada ou de panquecas, como mostrado na Figura 3.17. Cada secção pode ser representada por uma série de elementos em conjunto: indutâncias e capacitâncias paralelas e em série dispostas como na Figura 3.18, omitindo algumas indutâncias e capacitâncias entre espiras e vários tipos de perdas.

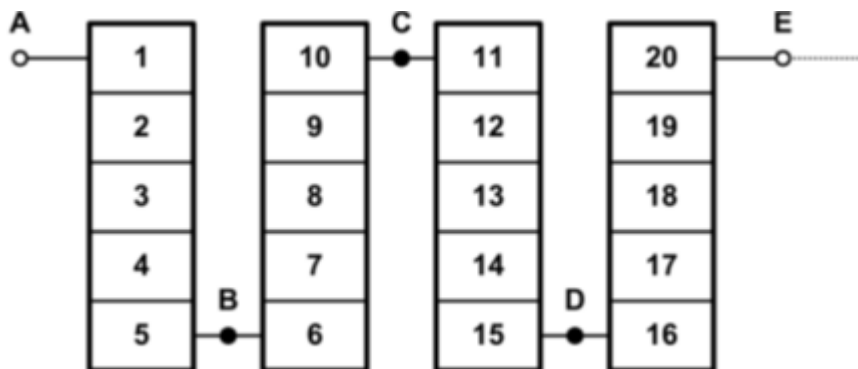


Figura 3.17 - Representação da montagem do enrolamento de transformador, tipo panqueca.

Uma redução adicional pode ser feita ao tratar as espiras de uma secção como um único circuito, conforme visto na Figura 3.19. Nesta fase, a identificação das espiras individuais é perdida e a redução adicional da rede não pode produzir resultados úteis para as investigações transitórias de tensão (Greendood, 1991).

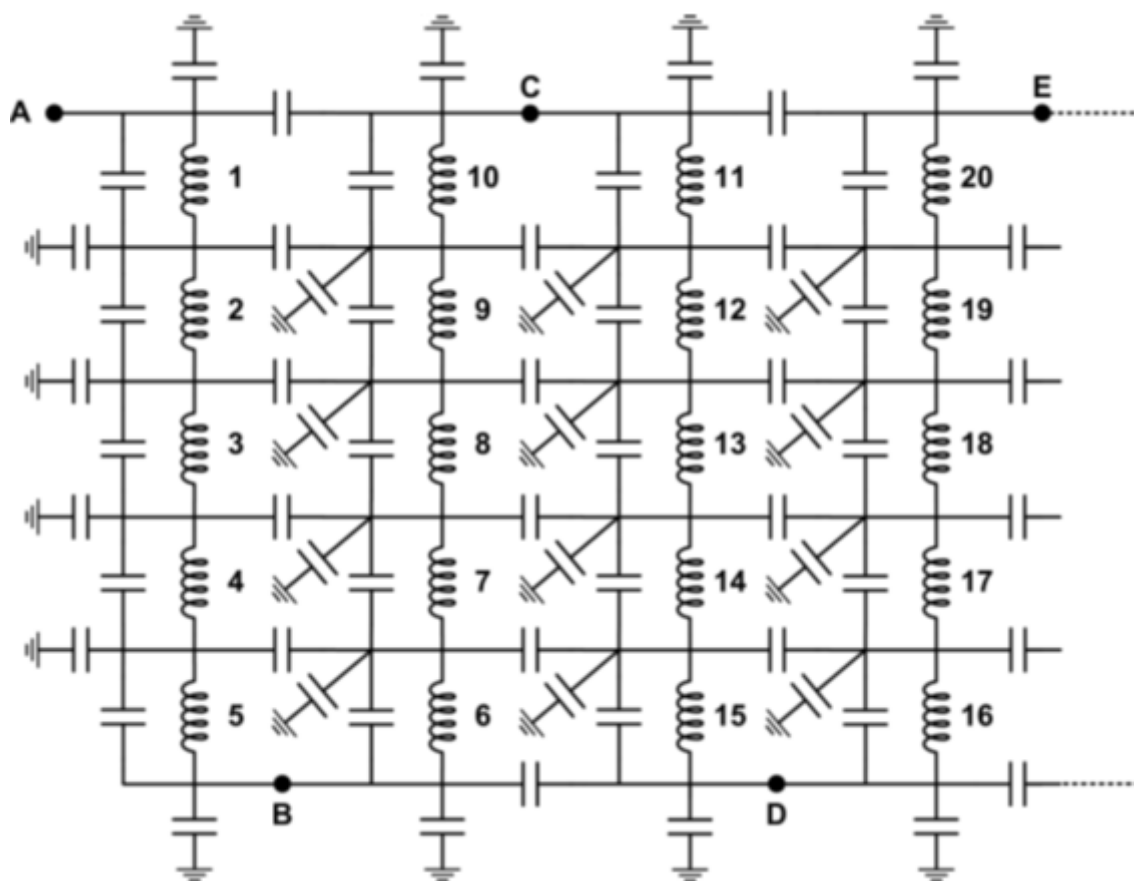


Figura 3.18 - Modelo de circuito elétrico com elementos distribuídos do enrolamento do transformador.

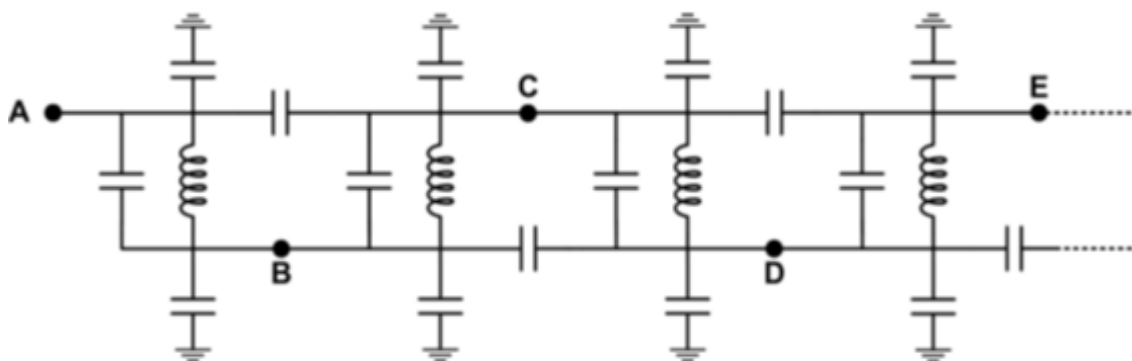


Figura 3.19 - Simplificação do modelo de circuito elétrico com elementos distribuídos.

O trabalho (Okabe, Shigemitsu; Koto, Masanori; Ueta, Genyo; Saida, Toshiyuki; Yamada, Shin, 2011) destacou a necessidade de calcular as sobretensões em terminais dos transformadores. O valor de sobretensão tem sido convencionalmente obtido através da análise do comportamento frente a impulsos atmosféricos usando um programa para análise de transitórios eletromagnéticos, por exemplo, EMTP®, onde os transformadores são frequentemente modelados por uma única capacitância concentrada. No entanto, uma vez que as sobretensões têm altas frequências variando de alguns kHz a vários MHz, desenvolveu-se

um modelo de circuito equivalente para o transformador capaz de representá-lo, a fim de se obter uma análise mais precisa.

Neste trabalho, desenvolveu-se um modelo de circuito em alta frequência para um transformador imerso em óleo e sua validade foi verificada através da comparação com os resultados das medições no enrolamento. Deste modo, foi possível validar o modelo de alta frequência com três circuitos paralelos LC conectados em série, simulando adequadamente as características de impedância do enrolamento até uma gama de alta frequência na ordem de MHz.

O modelo utilizado foi a simplificação daquele visto na Figura 3.20. A redução do circuito pode ser observada na Figura 3.21, sendo essencial para redução do tempo computacional da simulações em ambiente EMTP®.

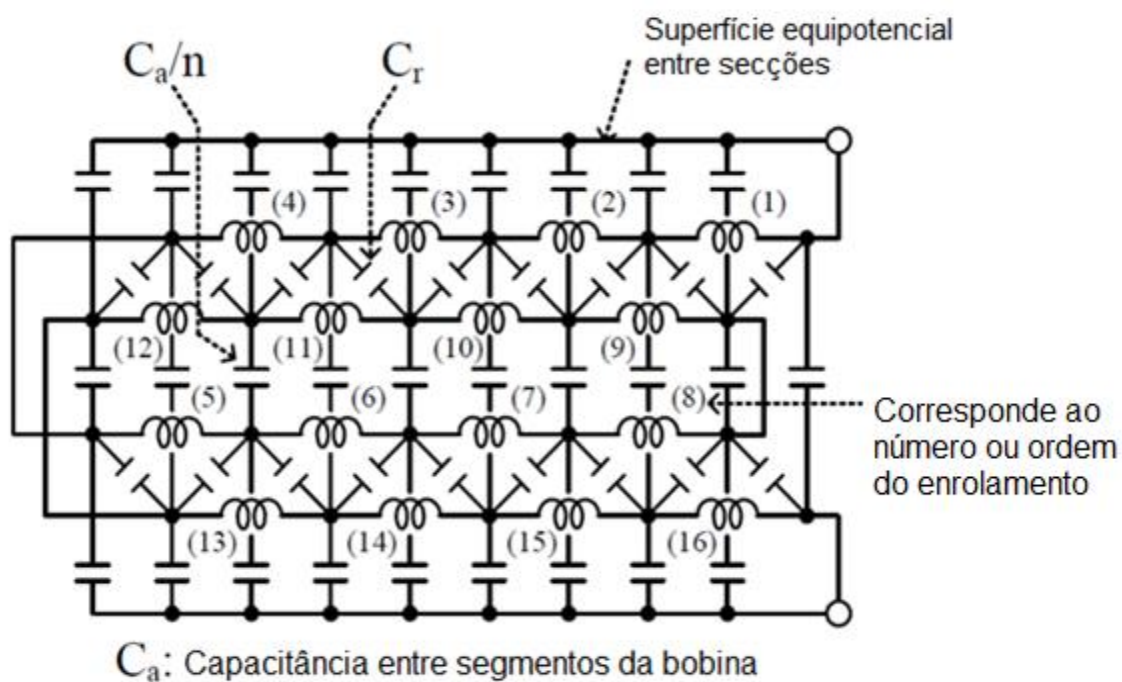


Figura 3.20 - Modelo de circuito equivalente com parâmetros distribuídos para bobina de transformador.



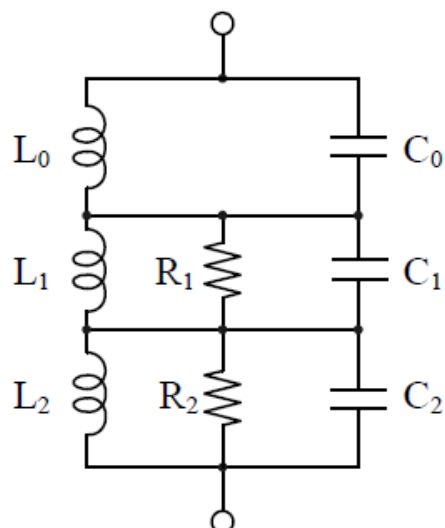


Figura 3.21 - Modelo reduzido para o circuito de parâmetros distribuídos.

O transformador em análise foi representado pelo segmento da bobina visto na Figura 3.22, descrito como enrolamento tipo panqueca. Para a análise da resposta em frequência foi utilizado o software EMTP® e os resultados da comparação revelam que as frequências e os valores da impedância coincidiram para a primeira ressonância. Entretanto para valores acima de 700 kHz o modelo perde representatividade, basicamente por não representar as perdas e capacitâncias parasitas. A comparação dos resultados pode ser observada na Figura 3.23.

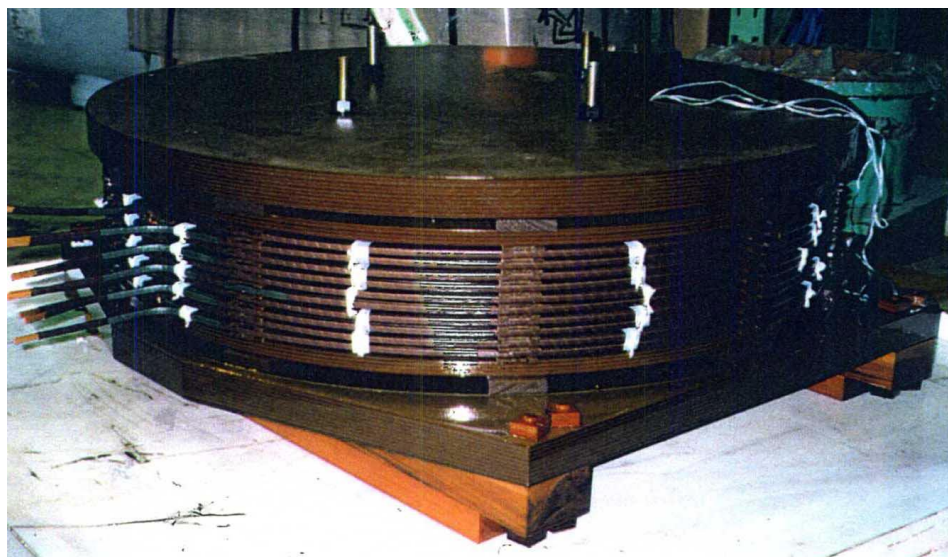


Figura 3.22 - Bobina analisada modelada e testada para comparação de resultados.

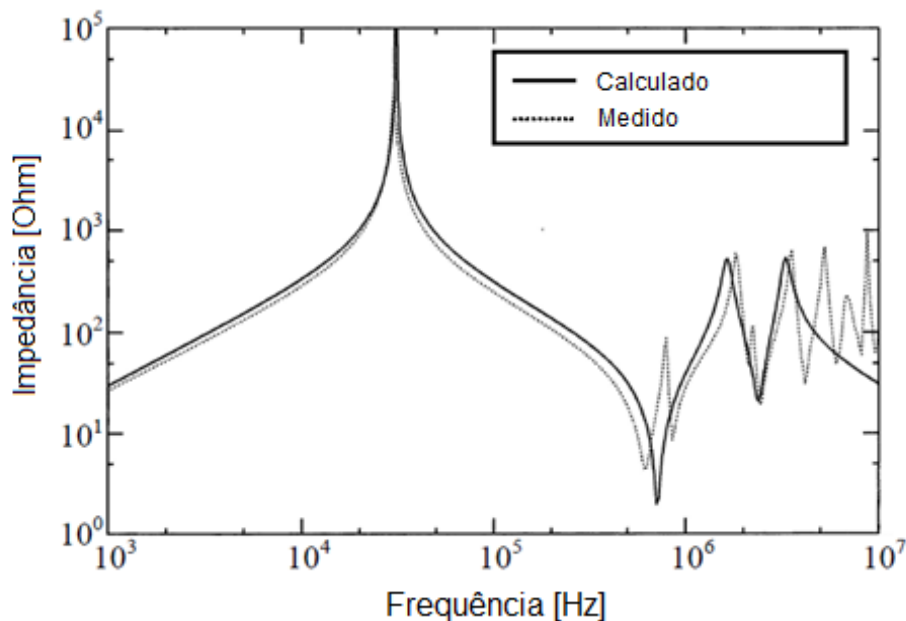


Figura 3.23 - Comparação de resultados do modelo de circuito equivalente reduzido e o obtido através de ensaio.

### 3.2.5 Redes Neurais

O trabalho (Zambrano, G. M. V.; Ferreira, A. C.; Calôba, L. P., 2006) apresenta uma metodologia na estimação dos parâmetros de um modelo de circuito equivalente para o transformador que simula a sua operação sobre uma ampla faixa de frequência. Para isto, a partir de dados obtidos de medições de resposta de frequência do transformador, é usada a técnica de Redes Neurais Artificiais (RNA) para a estimativa da função de transferência do enrolamento. A estrutura de sinapses utilizada na RNA segue exatamente a forma construtiva da função de transferência e o algoritmo de Gradiente Descendente é aplicado para minimizar a propagação de erro.

A função de transferência identificada utiliza o seccionamento da curva de impedância obtida pelo FRA, transformando-o em um circuito equivalente que tenha resposta naquela faixa de frequência próxima a original. Após ajuste da curva obtida, os parâmetros do circuito equivalente do transformador são derivados utilizando Teoria dos Circuitos, considerando as características físicas que determinam os parâmetros do circuito como resistências, capacitâncias e indutâncias, vistos na Figura 3.24.

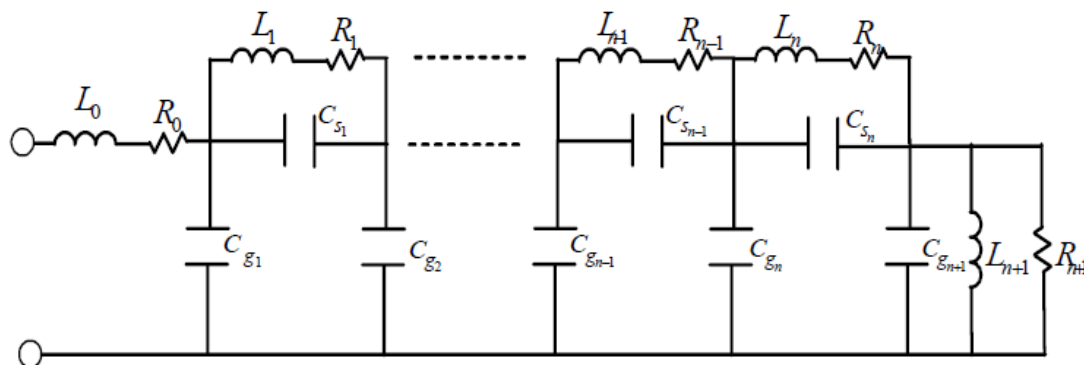


Figura 3.24 - Circuito equivalente gerado a partir da determinação das funções de transferência.

O processo de síntese começa com a análise das funções de transferência, que são representadas por funções com polos e zeros. Em todos os casos, a dimensão do numerador é a mesma dimensão do denominador mais uma unidade. Os valores dos parâmetros do circuito equivalente são definidos através da análise de cada ressonância da função de transferência na gama de frequências considerada.

A metodologia proposta (Zambrano, G. M. V.; Ferreira, A. C.; Calôba, L. P., 2006) é validada comparando-se a resposta em frequência de um transformador monofásico de dois enrolamentos exposto na Figura 3.25 e Figura 3.26.

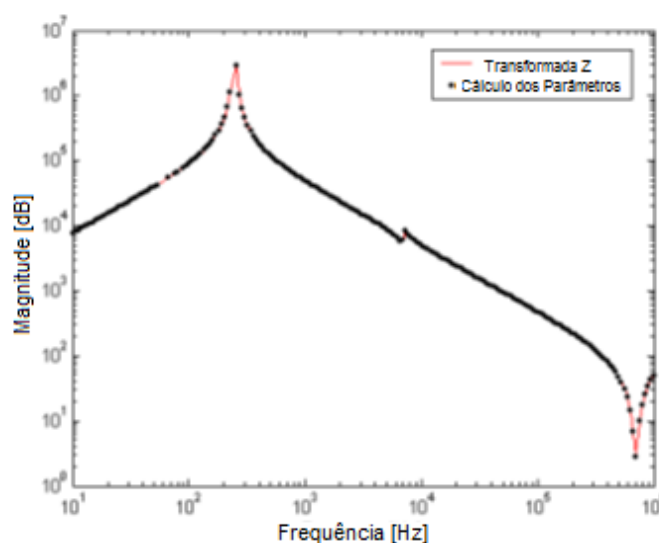


Figura 3.25 - Comparação de resultados entre a resposta em frequência do transformador e do circuito equivalente gerado – Magnitude.

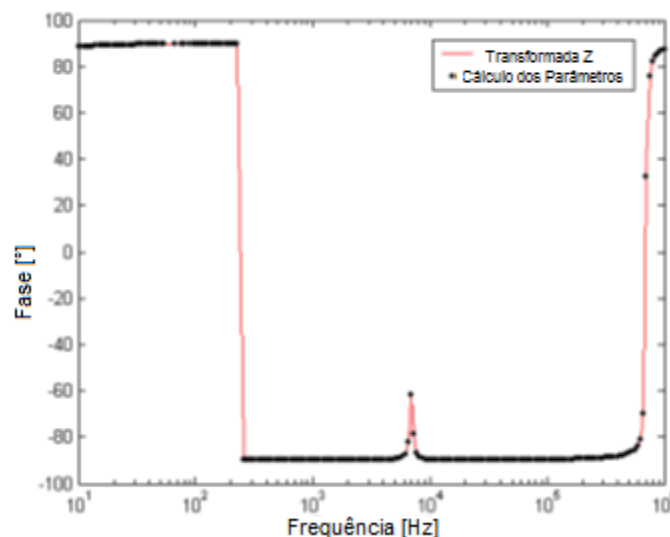


Figura 3.26 - Comparação de resultados entre a resposta em frequência do transformador e do circuito equivalente gerado – Fase.

### 3.3 Diagnóstico para Transformadores de Potência

Normalmente, defeitos mecânicos na parte ativa do transformador podem retirá-lo de serviço por um longo período e, caso não haja uma unidade sobressalente, desligar geradores, linhas e subestações. A razão reside no fato de que, quando ocorre um defeito mecânico, o enrolamento atingido, ou núcleo, deve ser substituído por um novo, o que leva muito tempo e altos custos associados. Portanto, desenvolveram-se métodos de ensaio para diagnóstico de transformadores reconhecendo deformações internas e possíveis falhas de isolamento que possam evoluir em desligamentos.

Entre os principais ensaios de diagnóstico a análise de resposta em frequência (FRA) é considerada como de alta precisão, rápida, econômica e não-destrutiva na detecção de defeitos nas enrolamentos. Na verdade o FRA é considerado como um método de diagnóstico adequado para avarias elétricas ou mecânicas de um transformador, sendo empregado para pautar decisões sobre enrolamentos defeituosos. Durante os últimos anos, o FRA tem sido utilizado como a técnica de monitoramento de condições mais confiável para enrolamento de transformador na avaliação de deslocamento e deformação. Na pesquisa (Bagheri, Mehdi; Naderi, Mohammad Salay; Blackburn, Trevor; Phung, Toan, 2012), um transformador de 400 MVA foi tomado como estudo de caso, a fim de esclarecer a capacidade do FRA na detecção de tipo de falha.

Dentre todas as causas para que um transformador seja retirado de serviço, deformações mecânicas devido às correntes de curto-circuito são mais comuns. As fontes de curto-circuito no transformador podem ser de origem interna ou externa. Os curto-circuitos levam à formação de forças radiais e axiais compressivas que atuam no interior do enrolamento do

transformador. O resultado final acaba por ser uma deformação angular dos enrolamentos. Neste sentido a bobina do transformador sofre os seguintes tipos de deformação:

- Radial;
- Axial;
- Combinação das forças.

A precisão e sensibilidade de FRA têm sido discutidas por diversos autores. No trabalho em análise, usou-se um transformador de 400MVA que sofreu falha por curto circuito entre espiras sendo analisado pelas ferramentas FRA e método SCI (impedância de curto circuito) para esclarecer a capacidade de detecção de cada um. Concluiu-se que a mudança da resposta, vista na Figura 3.27, é suficiente para apontar uma eventual falha, que pode ser comprovada pela inspeção visual da Figura 3.28.

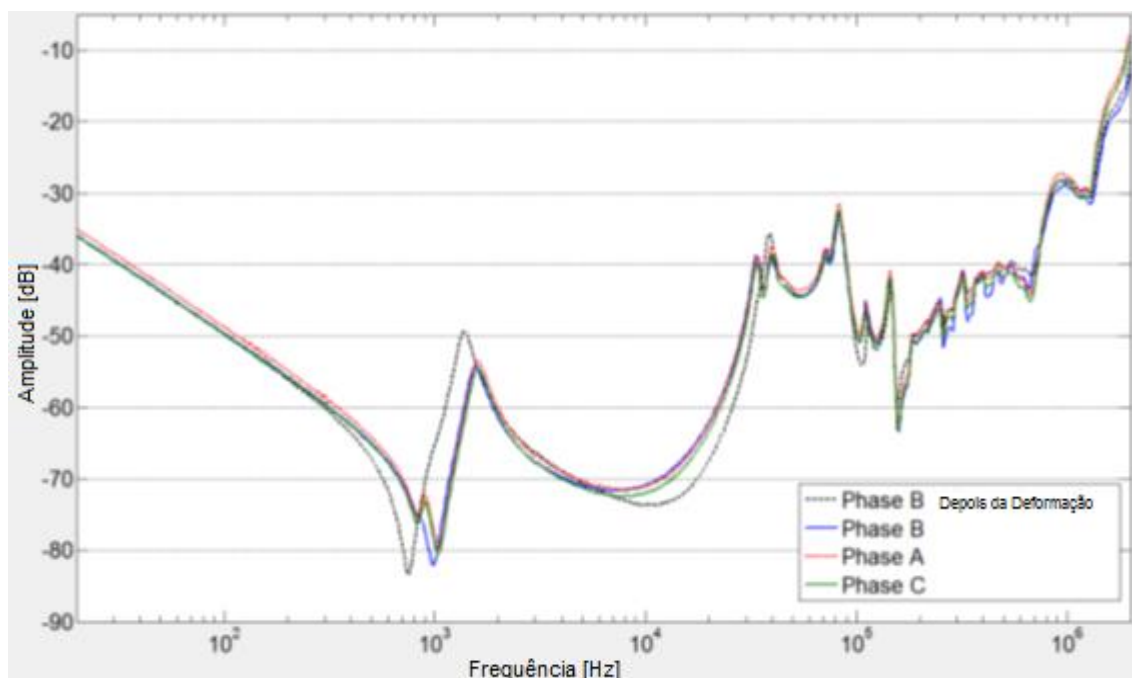


Figura 3.27 - Mudança da resposta em frequência de transformador avariado.



Figura 3.28 - Inspeção visual da avaria do transformador.

Com base neste estudo de caso (Bagheri, Mehdi; Naderi, Mohammad Salay; Blackburn, Trevor; Phung, Toan, 2012) e análise dos resultados off-line do enrolamento deste transformador, conclui-se que o método FRA é capaz de fornecer mais informações sobre a condição e deslocamento físico dos enrolamentos do transformador, em comparação com o SCI. No entanto, a interpretação da assinatura de resposta em frequência, como sugerido pelo trabalho, precisaria ser substituída por índices que descrevem parâmetros físicos na interpretação precisa da origem da falha, como visto na Figura 3.29, observando-se quais parâmetros foram alterados que resultaram naquela resposta.



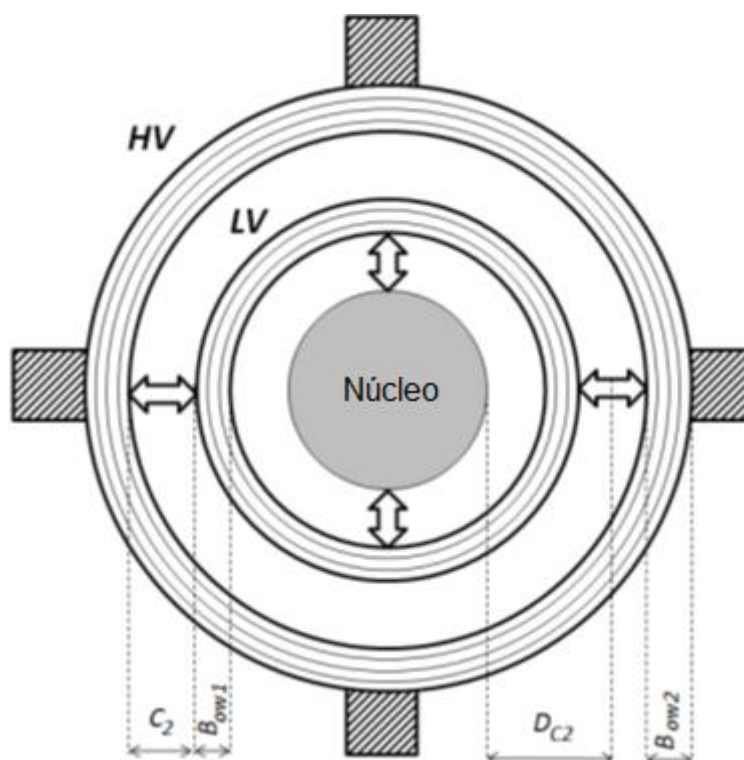


Figura 3.29 - Principais parâmetros do enrolamento aferidos durante ensaio de resposta em frequência.

### 3.4 Conclusão Sobre a Revisão Bibliográfica

Os trabalhos anteriores foram de suma importância para avaliar a importância do mapeamento da resposta em frequência na determinação de falhas em transformadores. Além disso, ficou claro que a representação de circuitos equivalentes partiram todos da análise da resposta em frequência e metodologias matemáticas para alocar valores aos circuitos propostos. Deste modo, o capítulo a seguir trás uma contribuição inovadora ao remontar o circuito equivalente e a formas de obter os dados deste através de uma série de ensaios elétricos.

4. Desenvolvimento e  
Comparação do Circuito  
Equivalente de  
Transformadores de  
Distribuição



## 4.1 Introdução

Embora seja um componente de extrema importância para os sistemas de distribuição, o transformador é difícil de ser modelado precisamente, como demonstrado no capítulo anterior, ainda mais quando se almeja extrair um único circuito equivalente fidedigno para uma grande faixa de frequência. Como os detalhes do projeto estão disponíveis apenas para os fabricantes, que são os proprietários legais, a modelagem para o estudo de transitórios eletromagnéticos é altamente sofisticada. Além disso, por possuir elementos fisicamente mais próximos, algumas capacitâncias e indutâncias parasitas, de difícil determinação, são mais significativas em transformadores de distribuição do que nos de potência.

O estudo de fenômenos transitórios elétricos em sistemas de energia envolve uma faixa de frequência que varia desde DC (Corrente Contínua) até cerca de 50 MHz ou, em casos específicos, ainda mais (Coordination, 2000). Uma visão geral das várias origens de tais transitórios e as suas gamas de frequência mais comuns é mostrada na Tabela 1.

Tabela 4.1 - Origem dos transitórios elétricos e faixas de frequências associadas.

Origem	Faixa de Frequência
Energização de transformadores - ferroressonância	0.1 Hz - 1 kHz
Rejeição de carga	0.1 Hz - 3 kHz
Falta sólida	50/60 Hz - 3 kHz
Início de uma falta	50/60 Hz - 20 kHz
Energização de linha	50/60 Hz - 20 kHz
Religamento de linha	(DC) 50/60 Hz - 20 kHz
Transitórios de tensão para recuperação de falta sólida	50/60 Hz - 20 kHz
Transitórios de tensão para recuperação de curto em linha	50/60 Hz - 100 kHz
Múltiplas tentativas de reenergização por disjuntor	10 kHz - 1 MHz
Origens atmosféricas e faltas em subestações	10 kHz - 3 MHz
Desconexão do comutador ou falta no SIN	100 kHz - 50 MHz

No entanto, em alguns casos, podem haver efeitos transitórios em faixas de frequência diferentes das expostas na tabela acima. Um exemplo é o caso dos fenômenos de saturação durante a energização transformadores, outro fator a ser observado é o chaveamento de banco capacitivo conectado a grandes máquinas.

Vale ressaltar que muitos destes transitórios requerem uma modelagem adequada do comportamento não-linear do núcleo do transformador, causado, basicamente, pelos efeitos de magnetização e histerese. Outros transitórios exigem uma representação adequada dos parâmetros dependentes do efeito pelicular. Já aqueles em alta frequência, exigem a representação precisa de todas as capacitâncias: para a carcaça, entre enrolamentos,

intersecções com o núcleo e até mesmo da própria bobina, levando a um modelo de elementos distribuídos.

Estes diferentes fenômenos requerem a adaptação do modelo matemático do transformador tão próximo quanto possível do real, se ajustando para cada caso a ser investigado. Considerando-se o caso mais simples, um transformador monofásico de dois enrolamentos, as visões gerais sobre os métodos de representação são expostas no trabalho “Diretrizes para a representação dos elementos de rede no cálculo de transitórios”, (Coordination, 2000), indicando os principais parâmetros a serem determinados para cada tipo de circuito equivalente.

A partir da Figura 4.1 até a Figura 4.4, visualizam-se os modelos de circuitos equivalentes mais adequados para transformadores, sujeitos a diferentes faixas de frequência, apresentados para os transitórios expostos na Tabela 4.1. É possível observar que os modelos têm representatividade para uma ampla faixa de frequência e são necessários apenas quatro modelos para representação total. Nota-se também que para as frequências altas a importância do efeito capacitivo aumenta, podendo chegar a modelos, como exposto anteriormente, compostos unicamente por capacitores.

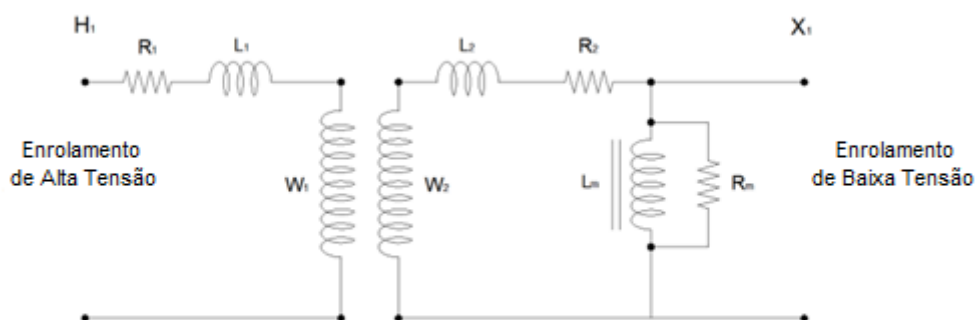


Figura 4.1 - Modelo I para faixa de frequência de 0.1 a 3 kHz.

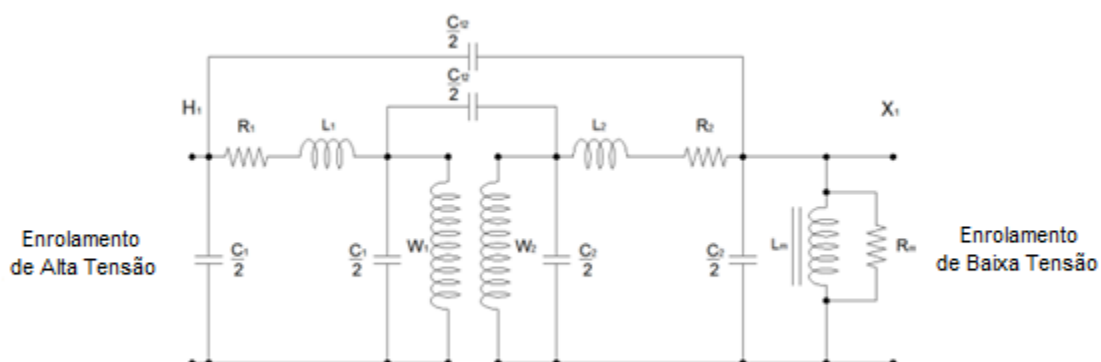


Figura 4.2 - Modelo II para faixa de frequência de 50/60 Hz a 20 kHz.

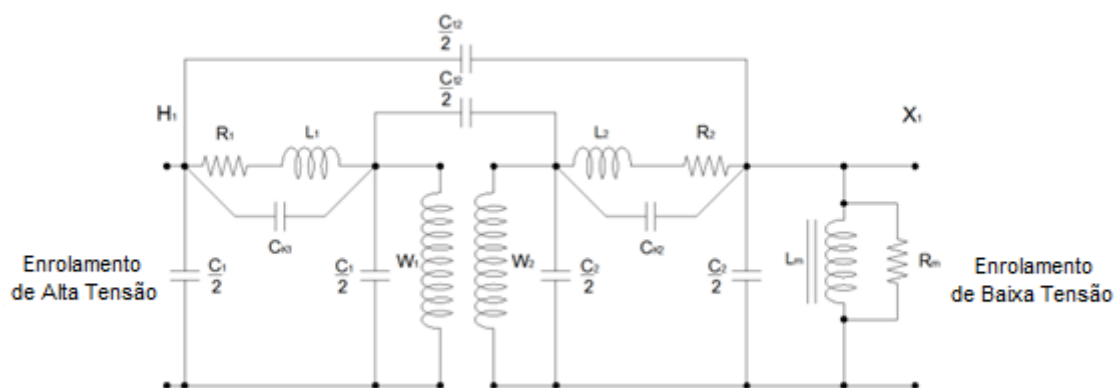


Figura 4.3 - Modelo III para faixa de frequência de 10 kHz a 3 MHz.

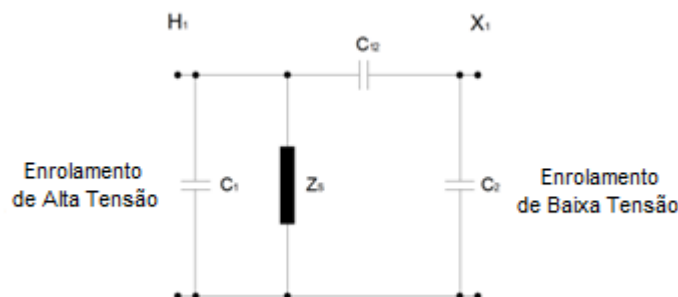


Figura 4.4 - Modelo IV para faixa de frequência de 100 kHz a 50 MHz.

Em contraste com o que está proposto logo acima, o método mais comum para a representação de transformadores para resposta em frequência é a utilização de "black boxes" (caixas pretas). Estas são constituídas de funções de transferências determinadas através da alocação de polos e zeros, otimizadas por software ou por algoritmos de localização das ressonâncias. Estes modelos representam o efeito do transformador para diferentes faixas de frequências, a sua determinação faz-se através da comparação com a curva original do FRA de transformadores, uma metodologia para validação de hipótese e de convergência. Apesar da simplicidade de implementação, logo após o algoritmo ter sido desenvolvido, este modelo impede o acesso aos blocos que representam as partes construtivas do transformador. Outro ponto de destaque é que os transformadores de mesma classe de tensão e potência podem ter respostas no domínio da frequência bem diferentes, logo, torna-se difícil estipular os valores médios para as funções de transferência, ou a determinação de um modelo "black box" amplamente representativo.

## 4.2 Determinação dos Parâmetros para o Modelo

Após estudo dos aspectos construtivos e modelagem do transformador, este trabalho visa lidar com a elaboração de um circuito equivalente, comparar com os modelos construtivos expostos pelo CIGRÉ (Coordination, 2000), expor os principais parâmetros do circuito de forma

concentrada e verificar as formas de resposta em frequência para diferentes tipos de transformadores. Por fim, validando a metodologia e sua acurácia (precisão na sua representação), expor um único modelo de transformador representando-o para diferentes transitórios.

Além disso, os valores utilizados na representação do circuito são mensuráveis através de vários ensaios e não dependem do acesso as partes construtivas do transformador – como foi informado, na maioria dos casos, propriedade de fabricante. Sendo assim, somente esta informação já é de grande importância para o desenvolvimento de modelos, trabalhos e estudos de transitórios na área, além de contribuir na formação de um banco de dados típicos de equipamentos para uso em softwares como MATLAB® e ATP®.

A formação do banco de dados foi pautada em uma série de ensaios para seguintes transformadores: trifásicos, grupo de ligação delta-estrela (DYN1) com potências variando de 15 a 75 kVA, classe de 15 a 25 kV e baixa tensão 380/220 V; monofásicos, com polaridade subtrativa, potências variando de 10 a 25 kVA, classe 15 e 25 kV e baixa tensão de 220 V, no total de 44 unidades.

Para determinar os parâmetros do circuito equivalente do modelo mostrado na Figura 4.1, realizaram-se-se dois ensaios de rotina:

- Ensaio a vazio: A alta tensão é desconectada e aplica-se tensão nominal nos enrolamentos de baixa tensão do transformador. Deste modo, tem-se a tensão nominal nos dois enrolamentos, todavia, sem carga. A partir deste ponto são medidos os valores de tensão, corrente e potência drenada do circuito de alimentação, respectivamente,  $V_{oc}$ ,  $I_{oc}$  e  $P_{oc}$  para alimentar o transformador sem carga.
- Ensaio de curto-circuito: O enrolamento baixa tensão do transformador está em curto-circuito. Aplica-se uma tensão na bobina de alta, de forma que circule corrente nominal na bobina de baixa tensão. Novamente são medidas as tensões, correntes e potência drenadas da fonte para alimentar o curto, sendo estas, respectivamente,  $V_{sc}$ ,  $I_{sc}$  e  $P_{sc}$ .

Os ensaios de curto circuito e a vazio seguem os preceitos da Norma Brasileira (NBR - 5356, 2008). As medições e controle do ensaio foram realizados por equipamento especialista, JMAN®, cujos princípios de funcionamento foram desenvolvidos para realizar automaticamente todos os procedimentos de ensaio normatizado (Vicente, J. M. E., 2006).

Usando os valores registados de tensão, corrente e potência, obtidos a partir do ensaio a vazio, determinou-se a resistência e a indutância de magnetização,  $R_m$  e  $L_m$ , ambos representados para o acoplamento com os enrolamentos de alta tensão, e calculados através das seguintes equações:

$$R_m = \frac{V_n^2}{P_{oc}} \quad (48)$$

$$L_m = \frac{V_n}{\sqrt{\left(I_{oc}^2 - \left(\frac{V_n}{R_m}\right)^2\right)}} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60} \quad (49)$$

As resistências e indutâncias série dos enrolamentos de baixa e alta tensão são calculados utilizando os valores registados durante ensaio de curto-circuito. A magnitude da resistência e indutância equivalente série (referida no primário do transformador), foram calculados de acordo com as seguintes equações:

$$R_{eq} = \frac{P_{sc}}{I_{sc}^2} \quad (50)$$

$$R_1 = R_{eq} \cdot C_f \quad (51)$$

$$R_2 = R_{eq} \cdot (1 - C_f) \cdot \frac{1}{n} \quad (52)$$

$$L_{eq} = \left( \sqrt{\left(\frac{V_{sc}}{I_{sc}}\right)^2 - R_{eq}^2} \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60} \quad (53)$$

$$L_1 = L_{eq} \cdot C_f \quad (54)$$

$$L_2 = L_{eq} \cdot (1 - C_f) \cdot \frac{1}{n} \quad (55)$$

Das equações mostradas acima destaca-se:  $R_{eq}$ , componente resistiva total;  $R_1$ , componente resistiva da bobina de alta tensão;  $R_2$ , componente resistiva da bobina de baixa tensão;  $L_{eq}$ , componente indutiva total;  $L_1$ , componente indutiva da bobina de alta tensão;  $L_2$ , componente indutiva da bobina de baixa tensão;  $n$ , relação do número de espiras do enrolamento primário para com o secundário;  $P_{sc}$ , potência drenada durante o ensaio de curto circuito;  $V_{sc}$ , tensão de ensaio de curto circuito;  $I_{sc}$ , corrente de ensaio de curto circuito. Na última equação,  $C_f$  é a relação, em pu, entre a parcela da resistência do enrolamento primário pela resistência equivalente.

As referências técnicas e a literatura sobre transformadores, com o objetivo de simplificação, supõem que as impedâncias, em p.u., dos enrolamentos de alta e baixa tensão são iguais. No entanto, estes valores são normalmente diferentes. Através da medição da

resistência DC dos enrolamentos, ficou evidente que a relação de peso - percentagem da resistência de enrolamento de alta tensão - é menor em relação ao enrolamento de baixa tensão. Tal fato é evidenciado na Figura 4.5 que correlaciona o percentual da amostra do transformador com o valor da resistência de enrolamento de alta tensão em p.u.. Apenas um transformador de toda a amostra apresenta resistência superior no enrolamento de alta tensão, em p.u., frente ao enrolamento de baixa tensão. O valor mais provável desta relação de impedâncias para a presente amostra é de 31,12% e 68,88%, para alta e baixa tensão respectivamente. Somado a isto observa-se, na mesma figura, que os limites inferior e superior para o valor mais provável para a impedância do enrolamento de alta tensão, dentro de limites de confiança de 5% - (% P5) e 95% - (P95%) são, respectivamente, 22,50 % e 43,72 %. Portanto, o transformador que apresenta resistência de alta tensão superior a de baixa tensão é de fato um *outlier*.

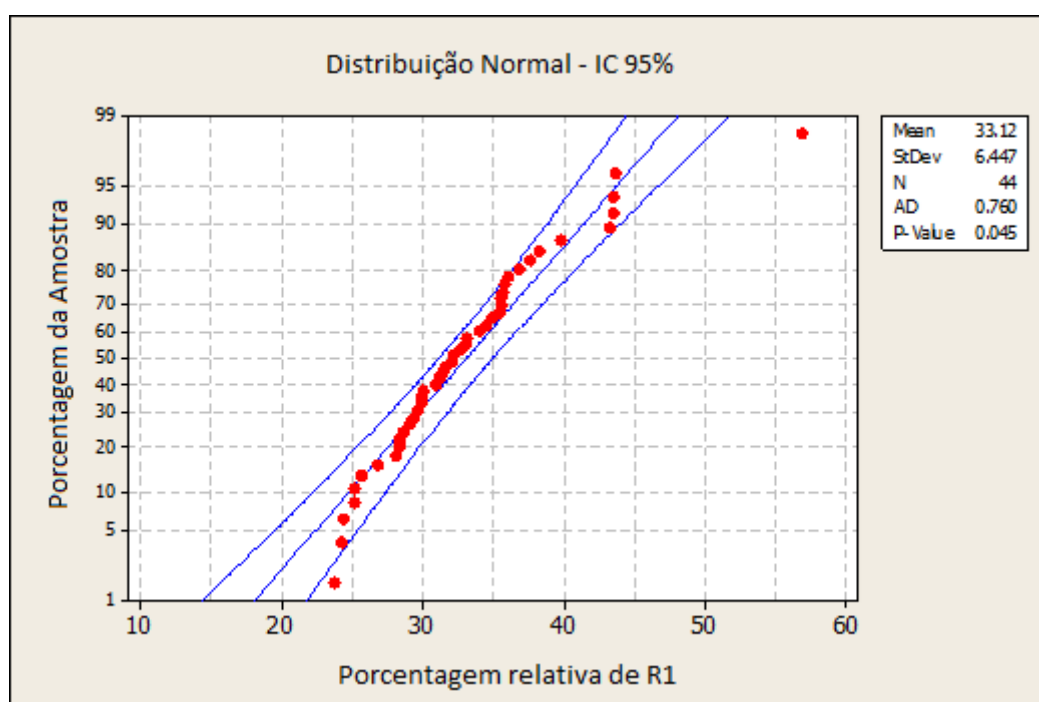
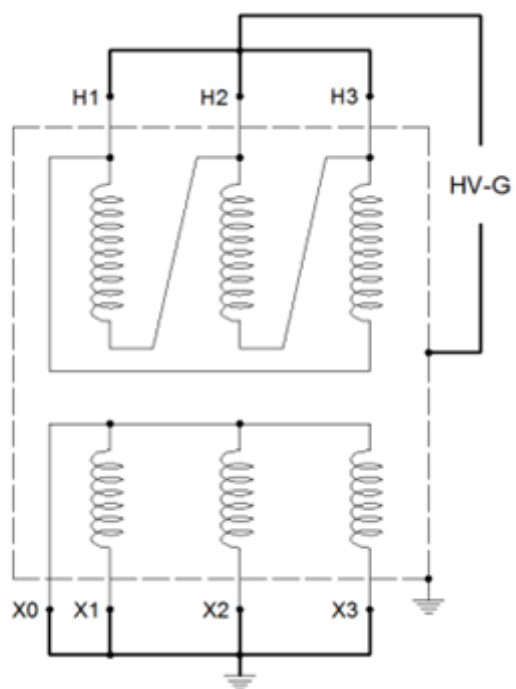


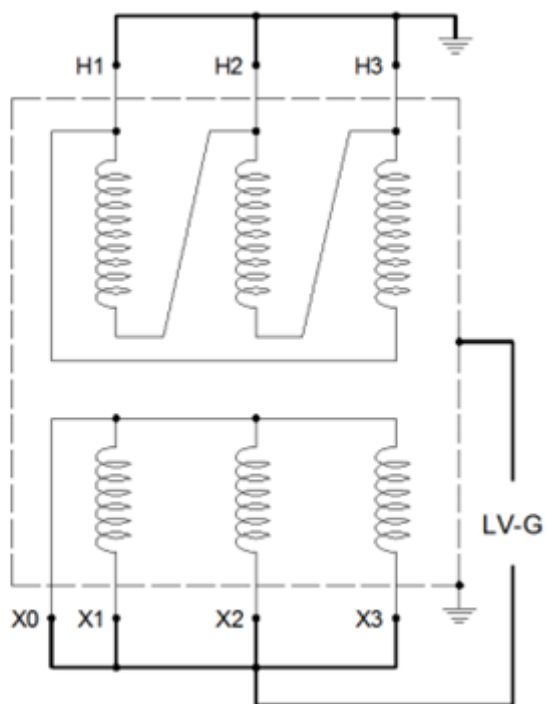
Figura 4.5 - Distribuição de probabilidade da resistência R1 em termos percentuais.

Os valores de capacitância foram extraídos através de ensaios específicos utilizando uma Ponte de Schering. O procedimento segue os preceitos normativos, mas realiza medidas além daquelas exigidas por norma. Deste modo, foi possível determinar capacitâncias entre o enrolamento de alta tensão e o tanque, enrolamento de baixa tensão e tanque e entre os enrolamentos de acordo com as conexões mostradas na Figura 4.6.

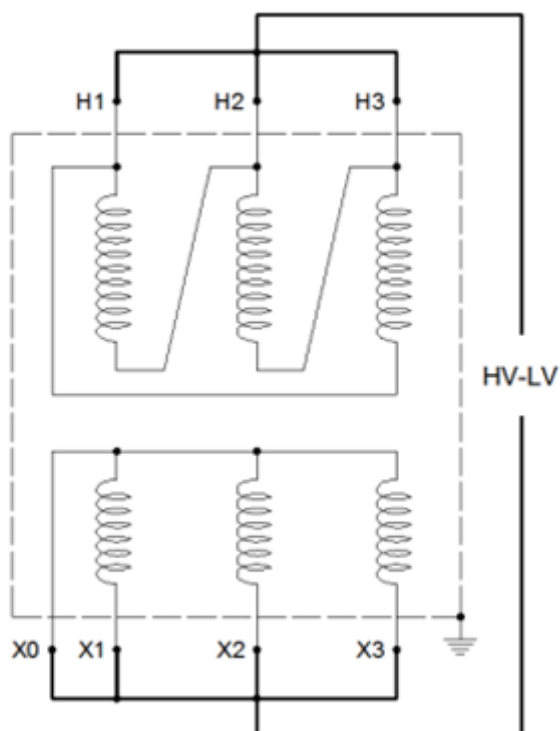
a)



b)



c)



d)

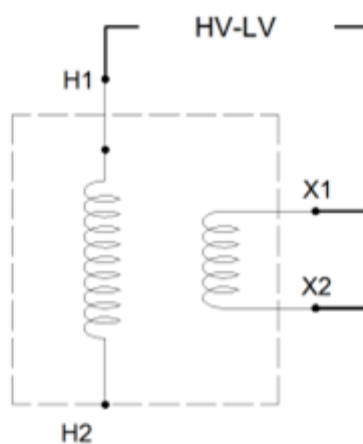


Figura 4.6 - a- Capacitância entre o enrolamento de alta tensão e o tanque; b- Capacitância entre o enrolamento de baixa tensão e o tanque; c- Capacitância entre enrolamentos; d- Capacitância entre enrolamentos de alta e baixa tensão (transformador monofásico).

A Ponte de Schering, ilustrada na Figura 4.7 é particularmente importante na determinação das propriedades dielétricas de materiais, ou seja, componentes cuja impedância tem um ângulo de deslocamento de fase muito próxima de  $90^\circ$ . A capacitância é obtida quando os quatro ramos ligados a uma fonte de alimentação de CA estão em equilíbrio, demonstrado através de um detector de nulo inserido no ramo interno. A ponte depende do balanceamento de carga e é considerada indiferente com relação à frequência do sinal aplicado.



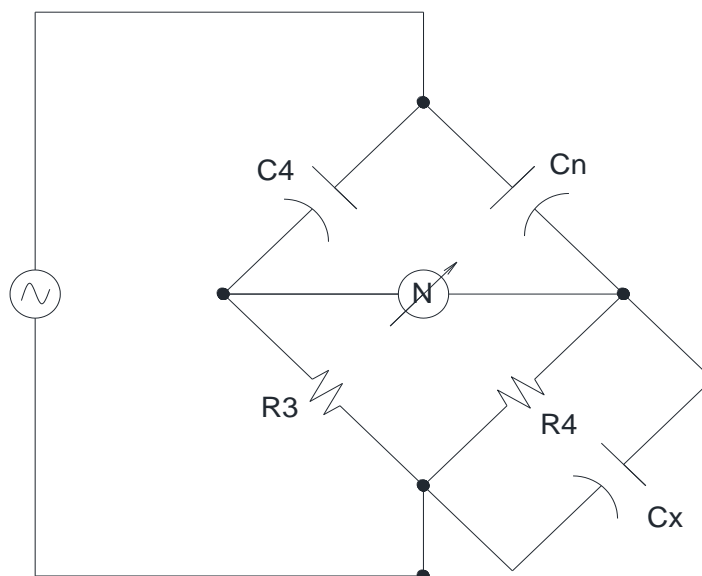


Figura 4.7 - Desenho representativo do circuito de ensaio de uma ponte de Schering.

A leitura direta da ponte fornece os valores de  $R_3$ ,  $R_4$  e  $C_4$  e sabendo que o capacitor padrão acoplado  $C_n$ , tem valor padrão de 101.84 pF, calcula-se  $C_x$  a partir da seguinte equação:

$$C_x = \frac{C_n \cdot R_4}{R_3} \quad (56)$$

### 4.3 Ensaio de Resposta em Frequência

A resposta em frequência é uma técnica de análise empregada na abordagem de sistemas lineares. A técnica consiste em apresentar o comportamento do sistema analisado frente a uma ampla faixa de frequências. Esta técnica é muito empregada na Engenharia de Materiais e na Eletrônica para avaliar a qualidade dos componentes e circuitos.

Em operação nominal, os transformadores de distribuição e de potência operam a uma frequência única (50 ou 60 Hertz) determinada pelo sistema elétrico ao qual está ligado. Por isso sua abordagem habitual nos cursos de engenharia considera que seu circuito equivalente constitui-se de componentes resistivos e indutivos, elementos predominantes nesta frequência. Entretanto, como qualquer outro equipamento elétrico, o transformador possui componentes capacitivos, como já foi abordado anteriormente. O efeito dos componentes capacitivos é muito pequeno na frequência de operação nominal e por isso são desprezados no modelo tradicional.

Os componentes reativos (indutâncias e capacitâncias) do transformador são fortemente dependentes da geometria dos enrolamentos. Portanto, ao se medir estas grandezas com precisão pode se obter uma indicação da ocorrência de falhas mecânicas na parte ativa ou degradação do isolamento. Neste caso, ao contrário da representação tradicional, as componentes parasitas são muito importantes e não podem mais ser desprezadas. O problema é que os efeitos das diversas componentes são interdependentes e na maioria das vezes não

podem ser tomados separadamente através de medição direta. O que pode ser feito é tentar realçar os efeitos quando são observadas em frequências variadas.

Assim, a análise de resposta em frequência é o ponto de partida para se obter uma metodologia de determinação do circuito equivalente para o transformador. Apesar do estudo de diagnóstico de faltas não ser um objetivo direto deste trabalho, pretende-se desenvolver o suporte necessário para que, no futuro, estas pesquisas possam estabelecer critérios bem fundamentados. Pois a análise de resposta em frequência é o ponto de partida no diagnóstico de faltas mecânicas em transformadores e determinação dos parâmetros para simulação de gradientes de tensão nas bobinas.

As técnicas de medição da resposta em frequência de transformadores podem ser classificadas em dois grandes grupos, de acordo com a filosofia de obtenção dos dados. São elas: técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência, que são apresentadas a seguir.

### 4.3.1 Dominio do Tempo

O primeiro trabalho a propor este tipo de técnica foi (Vaessen, P. T. M.; Hanique, E., 1992). As técnicas de medição no domínio do tempo consistem em aplicar ao transformador um sinal elétrico de larga faixa espectral e medir o sinal filtrado em um segundo ponto. Os sinais são registrados por meio de uma conversão analógico/digital e depois, estes sinais, são transformados via Transformada Rápida de Fourier (FFT) para o domínio da frequência. A relação entre os sinais aplicado e medido no transformador é denominado como assinatura de frequência.

As principais vantagens dessa técnica são:

- Obtenção da assinatura em poucos segundos - O espectro do sinal aplicado (geralmente de 10 Hz a 10 MHz (Feser, K.; Christian, J.; Kachler, A.; Neumann, C.; Sundermann, U.; Loppacher, M., 2000)) faz com que este tenha curta duração, sendo menor que um segundo. O processamento dos cálculos matemáticos (FFT e convolução) também é realizado de forma bastante rápida, devido a alta capacidade dos computadores atuais.
- Amostras linearmente espaçadas - As amostras são tomadas em espaços de tempo regulares (taxa de amostragem do conversor A/D). Isto permite que, numa etapa posterior no diagnóstico, sejam utilizadas ferramentas de estimação baseadas em Método dos Mínimos Quadrados (MMQ), que são métodos eficientes, bem depurados e populares. Assim dispensa a necessidade de especialistas para análise.
- Possibilidade de uso “on-line” - Esta técnica de medição pode ser aplicada sem a necessidade de desconectar ou mesmo desligar o transformador. Escolhendo uma amplitude do sinal espectral bem menor que a tensão de operação nominal

do transformador, basta sobrepor o sinal à tensão de alimentação do equipamento, sem prejuízo à integridade do sistema elétrico.

As limitações das técnicas de medição no domínio do tempo são:

- Deficiência de amostragem no domínio da frequência - Uma taxa de amostragem fixa permite que as amostras fiquem igualmente espaçadas no tempo. Entretanto, no domínio da frequência, faz com que a frequência menor à taxa de amostragem fique super-amostrada e as maiores fiquem sub-amostradas (Kim, J. W.; Park, B.; Joeng, S.C.; Kim, S. W.; Park, P., 2005). A super-amostragem implica em maior demanda de memória no sistema de aquisição, e a sub-amostragem provoca erros na construção da assinatura. Como a faixa de frequência para estudo da assinatura de transformadores é grande (de 10 Hz a 10 Mhz), fica impraticável a escolha de uma única taxa de amostragem. Também é difícil a utilização de mais de uma taxa, ou uma taxa dinâmica, já que o sinal espectral é de curta duração e o sistema de aquisição não encontraria um tempo hábil para a mudança na taxa durante a medição.
- Restrição na faixa de medição - Do mesmo modo que na faixa de frequência, à faixa de medição (amplitude das medidas) para estudo da assinatura de transformadores é bastante larga. Como não existe tempo hábil para a mudança da faixa durante a medição, o sistema de aquisição necessitaria de uma grande resolução, ou mais precisamente, de um conversor A/D com número de bits elevado. Um sistema assim é difícil de ser encontrado no mercado, pois possui um custo elevado e ainda limitaria o uso somente a laboratórios onde as condições elétricas e ambientais apresentam controles muito rigorosos.
- Suscetibilidade a ruídos - No momento da medição é impossível limitar ou filtrar eventuais ruídos no sinal adquirido, pois o ruído pode ter as mesmas características fundamentais do sinal aplicado. A interferência poder ser reduzida na etapa de processamento dos sinais após a aquisição, entretanto pode ocorrer perda de informação na estrutura da assinatura do transformador.
- Altas taxas de variação de tensão - A característica de amplo espectro do sinal aplicado significa, em termos práticos, que este sinal submete o transformador a altas taxas de variação de tensão. Isto implica em elevadas tensões induzidas nos terminais do transformador. Por isso devem ser tomadas precauções para garantir a integridade física dos equipamentos envolvidos na medição, incluindo o transformador sob análise, e também para a segurança das pessoas presentes no ensaio.

### 4.3.2 Dominio da Frequência

A medição no domínio da frequência consiste em aplicar ao transformador um sinal elétrico conhecido de frequência pura (sinal senoidal) e medir o sinal filtrado pelo transformador, que, por hipótese, é também senoidal de mesma frequência. O processo é repetido  $n$  vezes, alterando a frequência do sinal aplicado. Ao final, é obtido um conjunto de valores que são a assinatura do transformador.

Os equipamentos presentes no mercado possuem alta resolução e ampla faixa de frequência na geração de sinais senoidais, de 0,1 Hz a 100 MHz. O que atende com sobra à faixa de estudo da assinatura de transformadores (na literatura técnica os estudos realizados em transformadores utilizaram faixas com frequência máxima de até 10 MHz (Oliveira, O. B.; Cerqueira, W. R.; Rocha, A. C. O.; Mendes, J. C., 1997) (Ryder, S. A., 2003) (Sweetser, C.; McGrail, T., 2003). Além disso, o intervalo de amostragem de frequência pode ser alterado facilmente durante o tempo de execução da medição, permitindo otimizar os dados sem sub ou super-amostragem.

Dentre as vantagens apresentadas pela técnica, destacam-se:

- Ampla faixa de medição - Como é esperado para a medição de um sinal senoidal, o sistema de aquisição não precisa de grande resolução para captura, bastando, para a maioria dos casos, um conversor de 8 bits. Também é possível realizar a mudança da faixa e da sensibilidade de medição durante o tempo de execução.
- Robustez a ruídos - No momento da medição, o sistema de aquisição espera um sinal senoidal de mesma frequência do sinal aplicado, podem ser implementados filtros de rejeição para as outras frequências, desde que não alterem significativamente a amplitude e a fase do sinal medido. Os filtros baseados em média se prestam perfeitamente a essa aplicação, com a vantagem de não dependerem da frequência do sinal.
- Baixo custo e possibilidade de uso em campo - As características dessa técnica de medição resultam em um sistema de baixo custo, onde os equipamentos são comumente encontrados no mercado. Como o sistema é robusto, ele pode ser aplicado em campo, sem a necessidade de controle rigoroso sobre as condições elétricas e ambientais no local da medição.

As principais limitações desse tipo de técnica são:

- Deficiência em técnicas de estimação e identificação de parâmetros – A estimação de parâmetros é uma etapa posterior à medição e de grande importância para o estabelecimento de critérios objetivos no diagnóstico de transformadores. No item 3.2.5, foi apresentado uma técnica com boa precisão,

entretanto, é preciso conhecer os valores iniciais, ou pelo menos estimá-los, para rápida convergência do algoritmo. Além disso, o trabalho (Zambrano, G. M. V.; Ferreira, A. C.; Calôba, L. P., 2006), não revelou o tempo gasto no esforço computacional para esta operação.

- Pelo fato das amostras terem sido tomadas diretamente no domínio da frequência e elas não estarem linearmente espaçadas, não existem muitas técnicas eficientes de estimação para essa abordagem. Assim, o diagnóstico ficaria baseado em critérios subjetivos, geralmente na experiência de especialistas.
- Não pode ser implementada “on-line” - Por utilizar sinais senoidais, a medição no transformador seria mascarada pela tensão de operação deste, que também é senoidal. Não é uma desvantagem forte, pois mesmo as técnicas no domínio do tempo, vistas anteriormente, ainda não possuem implementação funcional em sistemas on-line.

Com foco nos objetivos deste trabalho, as técnicas de medição no domínio da frequência foram escolhidas para a continuidade dos estudos de desenvolvimento de um modelo adequado para transformadores de distribuição. Isso foi feito tendo em vista as vantagens que esta técnica proporciona e a disponibilidade ferramental.

### **4.3.3 Equipamento Utilizado**

Neste trabalho, os ensaios de resposta em frequência foram realizados com o equipamento FRAnalyzer®, um analisador que realiza varredura de frequência (SFRA) a fim de determinar a assinatura específica do núcleo de transformadores e diagnóstico de enrolamentos (OMICRON®, 2014). Seu conceito - hardware universal controlado por software rodando em um computador - faz com que o equipamento seja uma solução eficiente e flexível para o diagnóstico, de fácil operação e acumulo de dados.

A Figura 4.8 demonstra o processo de medição, que pode ser compreendida como a aplicação de uma tensão senoidal com amplitude constante e frequência variável de forma discreta no enrolamento sob ensaio. A frequência do sinal de entrada é aumentada sucessivamente. A amplitude e fase do sinal de saída é medida em relação a uma forma de referência, sendo avaliado o deslocamento de fase entre os sinais de entrada e de saída.

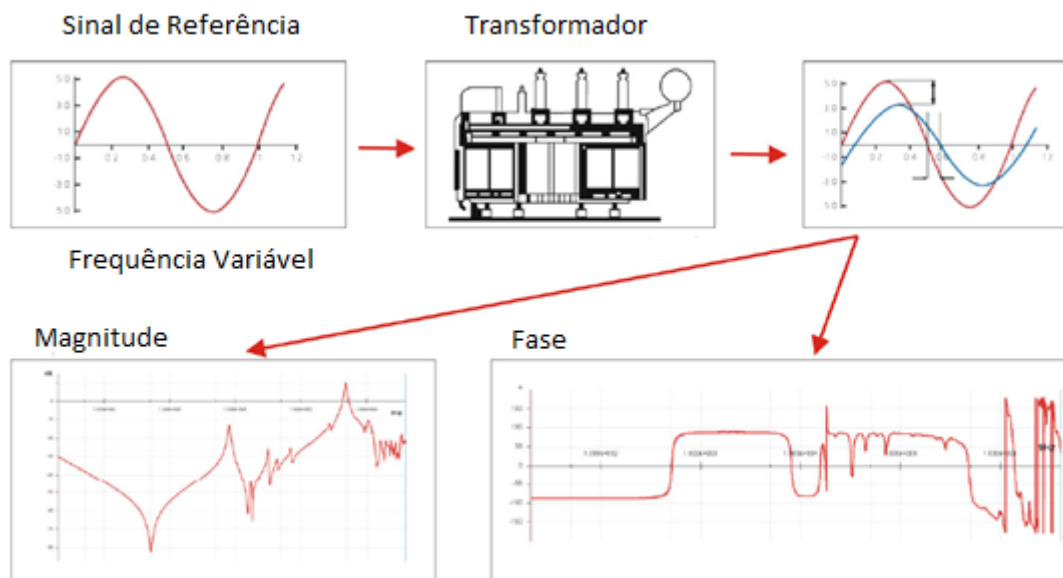


Figura 4.8 - Metodologia de ensaio de resposta em frequência.

Com o equipamento é possível medir a magnitude e fase e, deste modo, determinar a impedância e as respostas dos enrolamentos. Os resultados das medições ficam armazenados no próprio software ou podem ser exportadas para o formato .csv. A Figura 4.9, demonstra a funcionalidade do equipamento sobre a forma de diagrama de blocos.

As principais medições realizadas para validação e construção do modelo de transformadores foram: impedância terminal e função de transferência, através dos pontos de conexão mostrados na Figura 4.10. No primeiro ensaio, quando o transformador é trifásico, aplica-se a fonte de sinal em uma das buchas de alta tensão do transformador e este valor é lido, junto com o sinal de referência na outra bucha e todos os outros pontos são aterrados. Quando o transformador é monofásico o ponto de leitura é no tanque do transformador. No segundo ensaio, a fonte é ligada ao enrolamento de alta tensão e a leitura é feita no enrolamento de baixa tensão. O tempo total de ensaio é próximo de três minutos e varre as frequências de 10 Hz a 20 MHz.

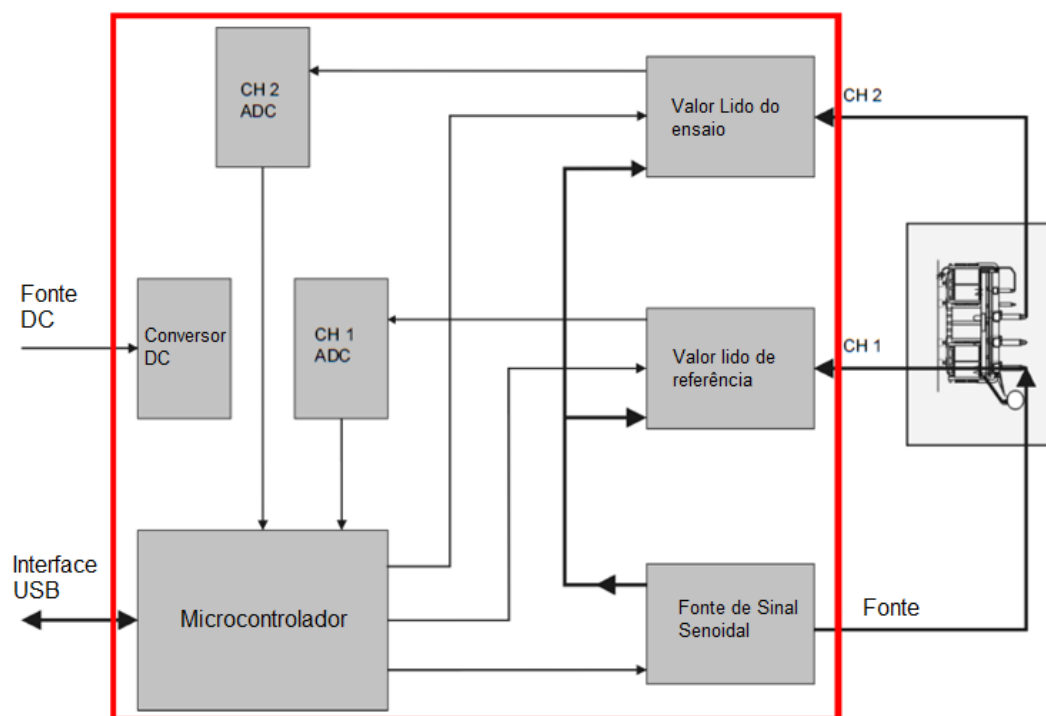


Figura 4.9 - Diagrama de blocos do princípio de funcionamento do equipamento.



Figura 4.10 - Pontos de conexão do Franalizer.

A Figura 4.11 mostra que a fonte é conectada em conjunto com o valor de referência. Um cuidado especial deve ser tomado quando for realizada a conexão dos cabos, pois, caso não seja garantido um contato adequado o valor lido não é o almejado e não reflete a correta resposta em frequência do equipamento mensurado.

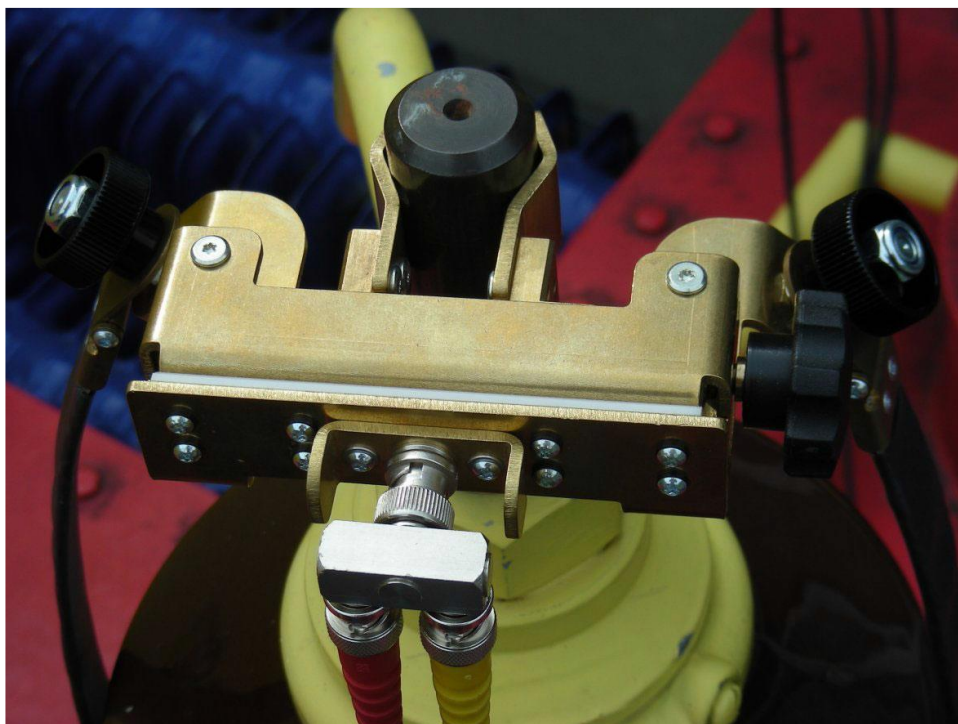


Figura 4.11 - Ponto de conexão no transformador

#### 4.4 Resultados de Ensaio

Os valores de resistência, indutâncias e capacitâncias determinadas nos ensaios de rotina em transformadores foram aglutinados na Tabela 4.2 e Tabela 4.3. Pode-se observar os valores médios, máximos e mínimos. Alguns transformadores apresentam somente os valores médios, pela amostra ser pouco representativa, tornando impossível a determinação dos seus intervalos de confiança.

Tabela 4.2 - Parâmetros para transformadores trifásicos.

		Classe de Tensão 15 kV					
Tolerancia	Potência [kVA]	Rm	Xm	R1	R2	X1	X2
-	15	7,50E+06	78,37	63,61	0,0468	0,2219	1,63E-04
-	45	3,24E+06	46,33	22,41	0,0097	0,1288	5,52E-05
-	75	1,73E+06	7,03	10,39	0,0061	0,0634	3,70E-05
		Classe de Tensão 25 kV					
Prob. 5%	30	7,79E+07	11,30	69,02	0,0167	0,3528	7,80E-05
Mean		9,43E+06	28,42	104,4	0,01965	0,5167	9,77E-05
Prob. 95%		1,11E+08	45,53	139,8	0,0225	0,6807	1,15E-04
Prob. 5%	45	5,39E+06	7,80	46,99	0,0111	0,3049	6,00E-05
Mean		7,99E+06	22,90	61,91	0,0123	0,3615	7,15E-05



Prob. 95%		1,06E+07	38,01	76,83	0,0133	0,4181	8,31E-05
Prob. 5%	75	2,15E+06	4,83	22,98	0,0053	0,1376	3,56E-05
Mean		4,37E+06	13,33	34,65	0,0064	0,2257	4,16E-05
Prob. 95%		6,59E+06	21,83	46,33	0,0076	0,3138	4,76E-05

Tabela 4.3 - Parâmetros para transformadores monofásicos.

		Classe de Tensão 15 kV					
Tolerancia	Potência [kVA]	Rm	Xm	R1	R2	X1	X2
-	10	3,01E+06	58,17	33,38	0,0619	0,0572	1,05E-04
-	15	8,82E+05	14,78	25,74	0,0254	0,0905	8,94E-05
-	25	6,05E+05	7,61	9,43	0,0196	0,0353	7,31E-05
		Classe de Tensão 25 kV					
Prob. 5%	10	2,34E+06	17,56	59,17	0,0322	0,0666	5,70E-05
Mean		2,81E+06	24,54	117,06	0,0511	0,2585	1,10E-04
Prob. 95%		3,29E+06	31,52	174,94	0,0700	0,4503	1,63E-04
-	15	2,30E+06	18,89	66,29	0,0330	0,1762	8,65E-05
Prob. 5%	25	1,45E+06	11,63	25,18	0,0156	0,0810	5,04E-05
Mean		1,62E+06	13,51	36,06	0,0192	0,1165	6,20E-05
Prob. 95%		1,78E+06	15,39	46,94	0,0229	0,1501	7,37E-05

Já os resultados para a determinação das capacitâncias estão resumidos na Tabela 4.4 e na Tabela 4.5.

Tabela 4.4 - Capacitância de transformadores trifásicos (pF).

		Classe de Tensão [kV]					
		15			25		
		HV-LV	HV-G	LV-G	HV-LV	HV-G	LV-G
Prob. 5%	15	-	-	-	-	-	-
Mean		1175	350	1135	-	-	-
Prob. 95%		-	-	-	-	-	-
Prob. 5%	30	-	-	-	448	299	389
Mean		-	-	-	612	346	1041
Prob. 95%		-	-	-	776	394	1693
Prob. 5%	45	770	369	1150	560	355	1177

Mean		1291	480	1294	759	437	1435
Prob. 95%		1811	591	1437	957	519	1694
Prob. 5%	75	859	400	1152	551	330	1208
Mean		1059	462	1439	822	483	1746
Prob. 95%		1259	523	1726	1092	636	2284

Tabela 4.5 - Capacitância de transformadores monofásicos (pF).

		Potência [kVA]	Classe de Tensão [kV]	
			15	25
			HV-LV	HV-LV
Prob. 5%	10	-	1032	
Média		1450	1244	
Prob. 95%		-	1456	
Prob. 5%	15	-	-	
Média		1293	1357	
Prob. 95%		-	-	
Prob. 5%	25	-	1492	
Média		1562	1611	
Prob. 95%		-	1730	

Nota-se que os valores obtidos a partir de ensaios de um pequeno número de transformadores não geram densidade amostral suficiente para reproduzir o grau de incerteza. Já aqueles grupos de transformadores que apresentam a densidade de probabilidade suficiente, acima de três amostras, tiveram os seus resultados mostrados em valores médios e mais prováveis, entre os limites de 5 a 95% daqueles possíveis valores. Vale ressaltar que foi adotada a distribuição normal para o cálculo destes intervalos, gerando a menor discrepância entre todas as distribuições testadas.

Além dos valores mensurados, através de ensaios de rotina e capacitância, também foram expostos os resultados de impedância terminal pela análise de resposta em frequência. Tais análises podem ser utilizadas em trabalhos futuros ou na conferência e comparação de resultados, pois, como citado anteriormente, problemas de conexão e aterramento podem gerar respostas bem diferentes daquelas ideais. Observa-se, na Figura 4.12 e Figura 4.13, que os transformadores monofásicos têm duas ressonâncias predominantes até a faixa de 100 kHz e, a partir desta faixa, as ressonâncias aumentam em termos de quantidade de ocorrências e grau de dificuldade para modelagem. As análises destas ressonâncias são mostradas no próximo item.

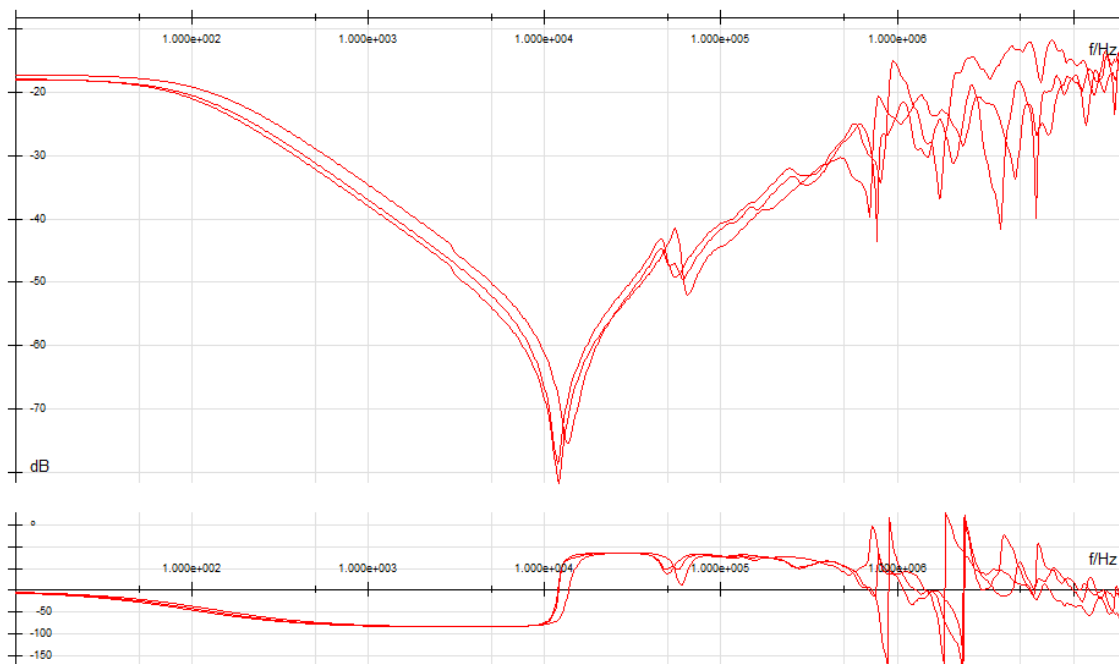


Figura 4.12 - Resposta em frequência de transformador monofásico, 10 KVA, 15 kV, módulo e ângulo.

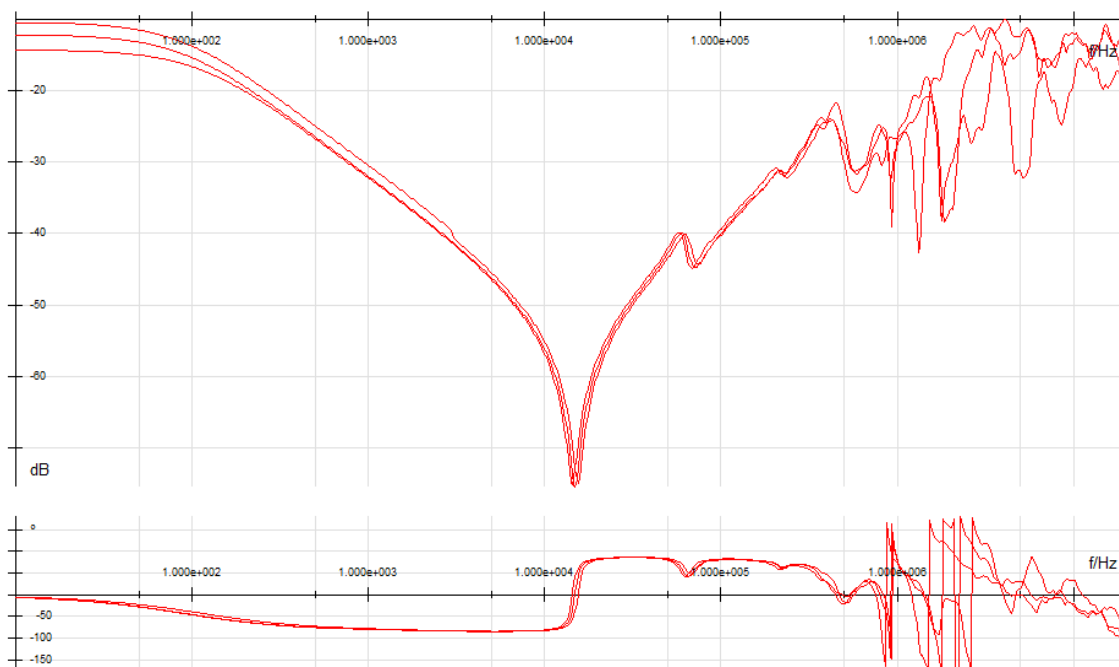


Figura 4.13 - Resposta em frequência de transformador monofásico, 25 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.

No caso dos transformadores trifásicos, foram apresentados os ensaios de impedância terminal das três fases, buchas de alta tensão. Tais medições ocorreram entre H1-H2, H2-H3 e H3-H1. As cores foram identificadas na seguinte ordem, vermelho, preto e verde, respectivamente. Para os transformadores do grupo selecionado pela potência de 45 kVA e classe de tensão 15 kV, visto na Figura 4.14, a segunda e terceira ressonância foram menos preponderantes frente aos outros grupos subsequentes. Vale ressaltar que para estes grupos

levou-se em consideração a medição de dois transformadores sendo avaliada as três impedâncias terminais. Durante a revisão destes ensaios observaram-se duas incoerências:

- Na Figura 4.14, a resposta em frequência para a impedância terminal H3 – H1, destacada em verde, está diferente das outras, na zona de baixa frequência. Isto é fruto de má conexão dos terminais, de modo que, quando se eleva a frequência do sinal, a condução superficial do sinal minimiza este fato;
- Já a Figura 3.15 apresenta um transformador que ao ser ensaiado teve os parâmetros de inserção no software e montagem errados, demonstrado pela mudança abrupta perto da primeira ressonância e com provável causa na conexão errada das buchas do transformador (aterrar as buchas de baixa tensão, carcaça e aquela de alta tensão que está flutuando em um ponto único).

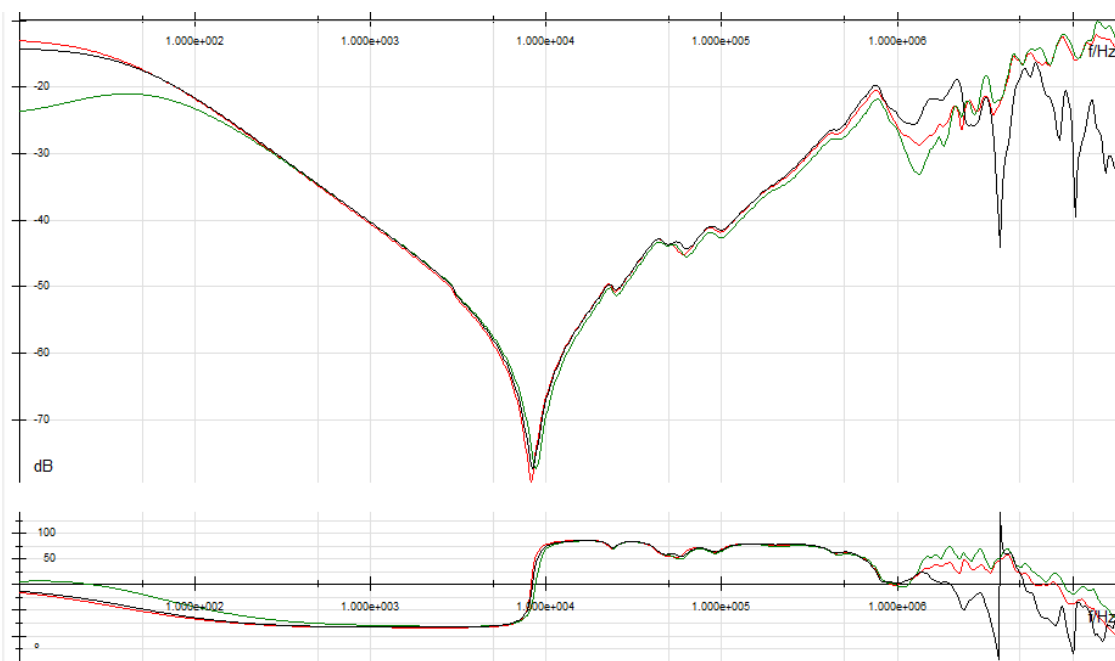


Figura 4.14 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 45 KVA, 15 kV, módulo e ângulo.

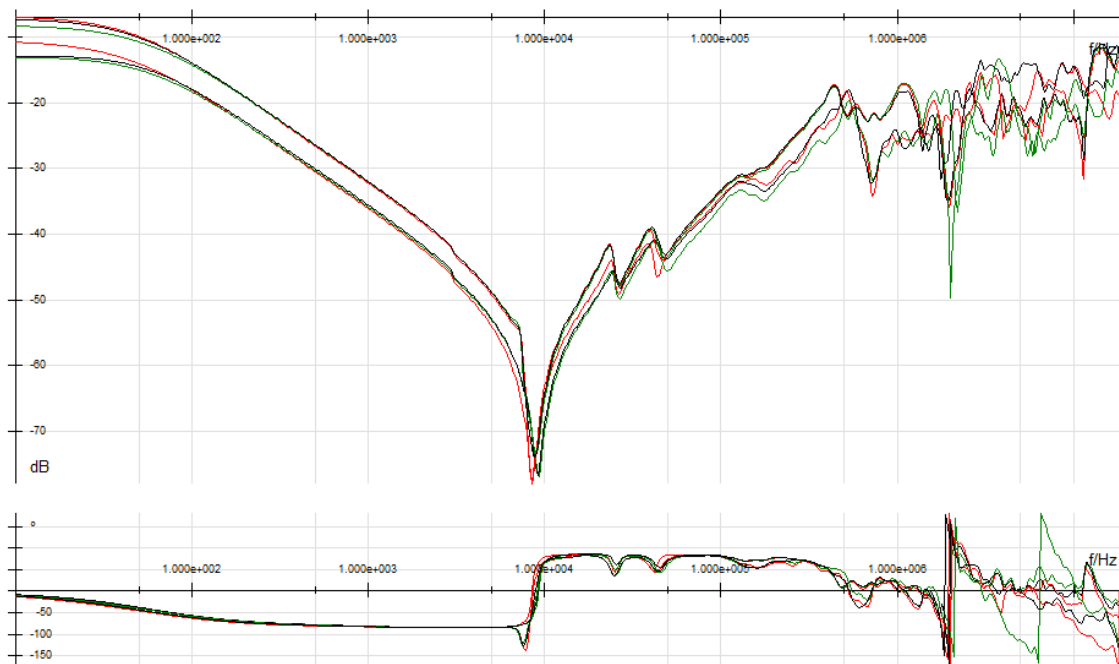


Figura 4.15 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 75 KVA, 15 kV, módulo e ângulo.

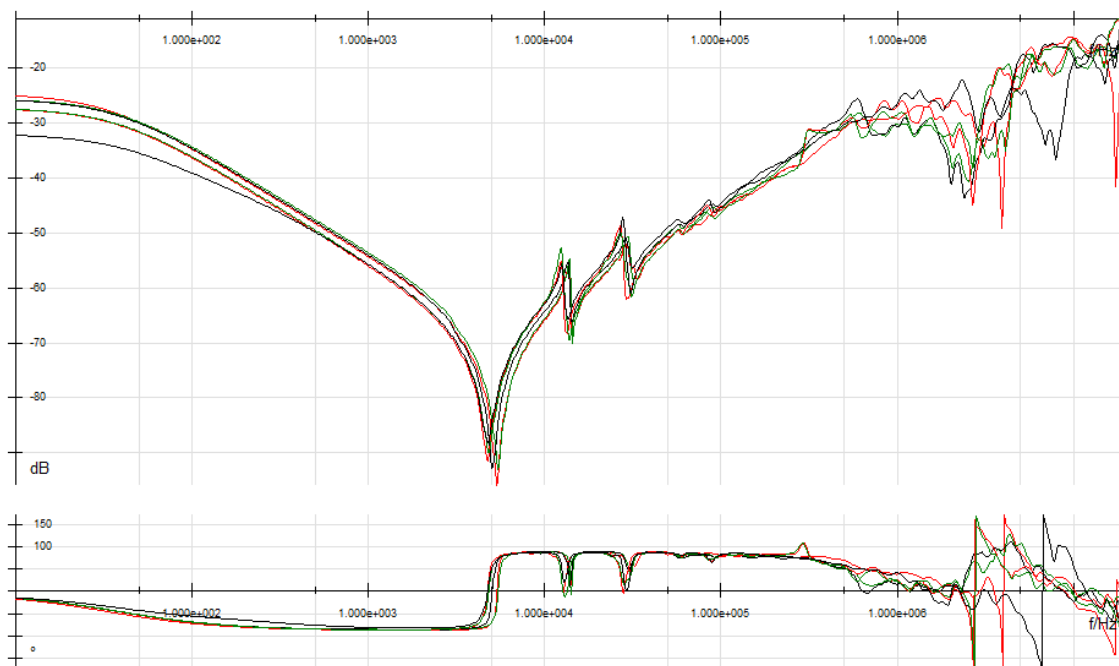


Figura 4.16 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 30 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.

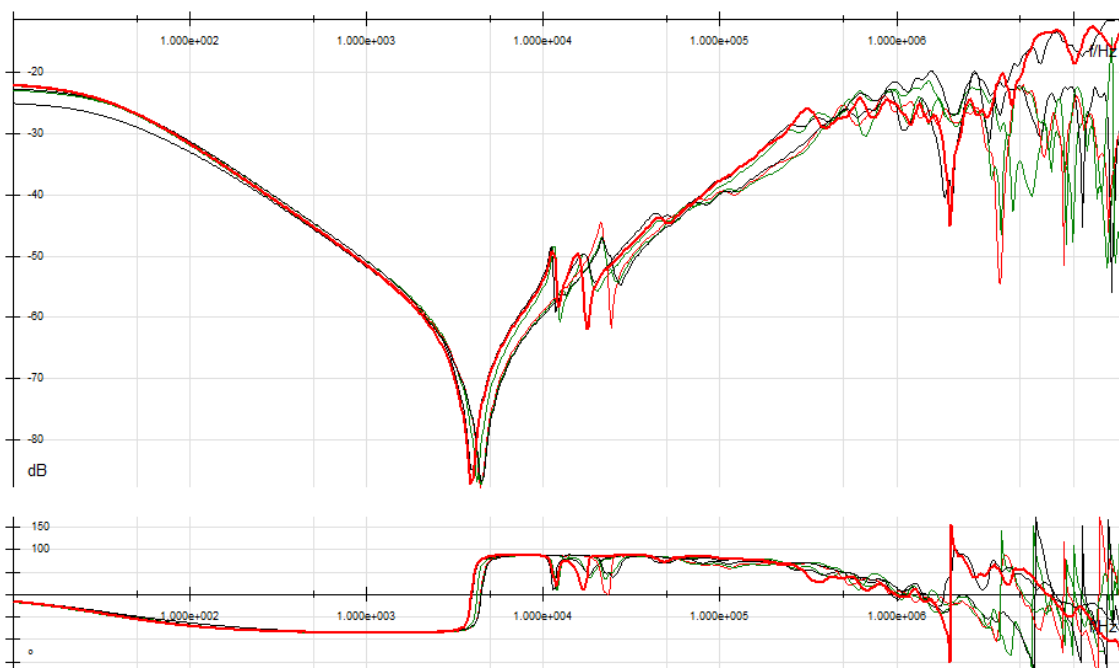


Figura 4.17 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 45 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.

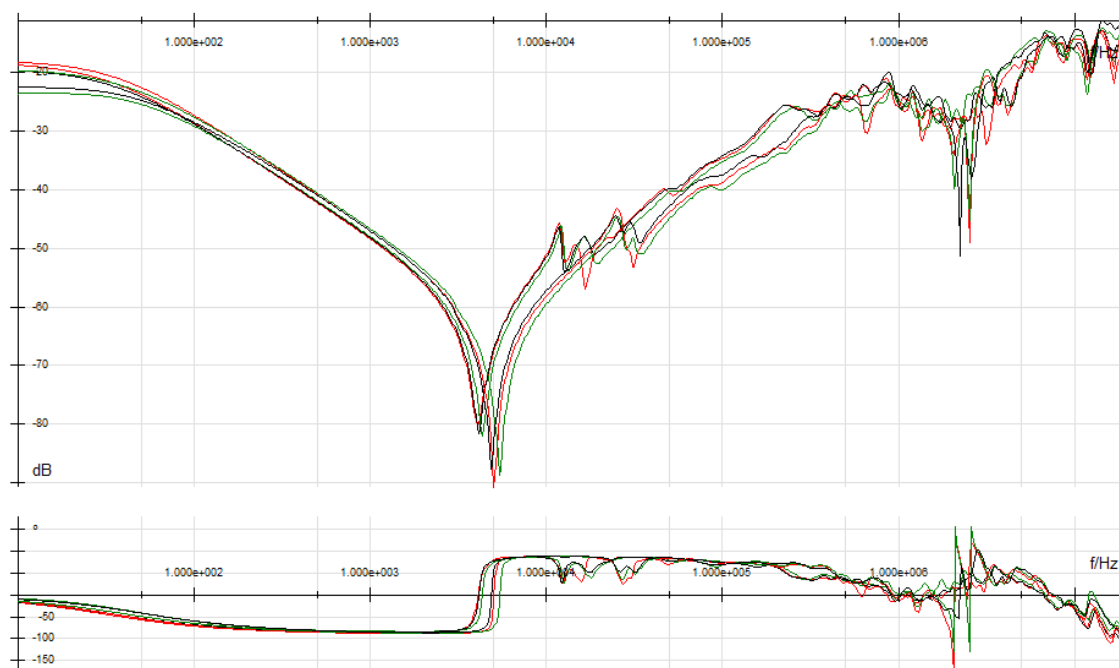


Figura 4.18 - Resposta em frequência de transformador trifásico, 75 KVA, 25 kV, módulo e ângulo.

Um caso em particular se destacou frente aos outros resultados, pois sua resposta em frequência até a faixa de 500 kHz apresentou apenas duas ressonâncias. Tal fato, ocorreu em um transformador de outra classe de tensão e potência, mas de mesmo fabricante. Sendo assim, foi investigado o porque desta diferença e concluiu-se que a maioria dos fabricantes de transformador de distribuição prefere o modelo de núcleo envolvido. Como consequência, há predominância de capacitâncias parasitas entre enrolamentos e o núcleo, ou seja, há desequilíbrio de capacitâncias entre as fases externas e a fase central. Para este fabricante em

específico, o modelo de construção adotado é de núcleo envolvente e pelos resultados de simulação e medições, concluiu-se que há maior equilíbrio de capacitâncias entre fases, reduzindo os pontos de ressonância.

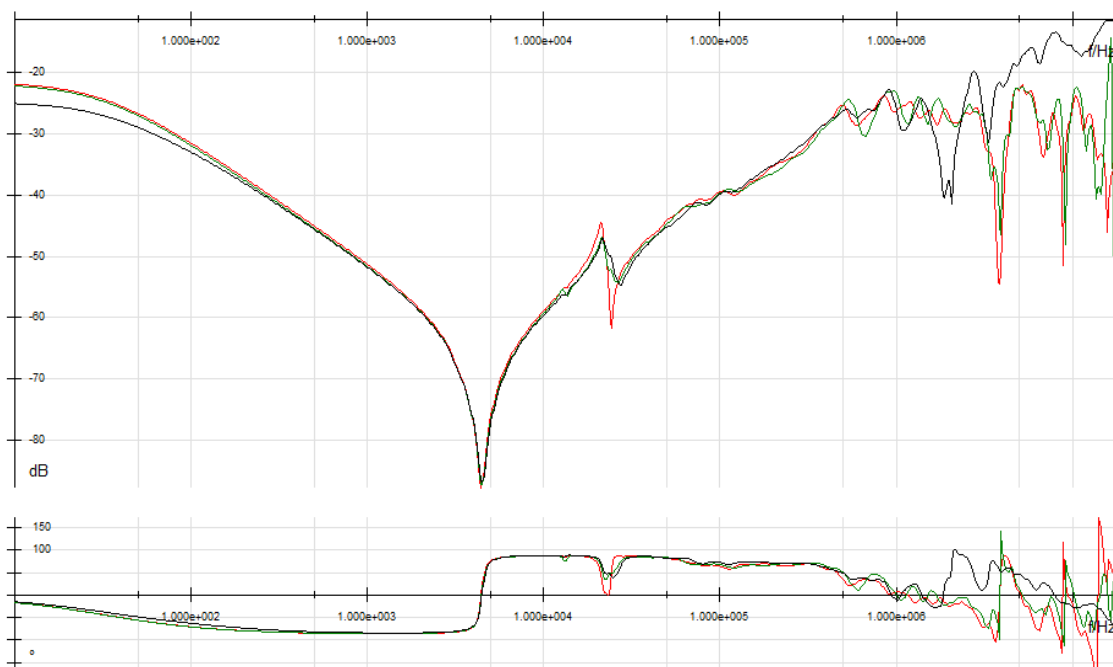


Figura 4.19 - Resposta em frequência de transformador trifásico com núcleo envolvente.

## 4.5 Modelagem do Circuito Representativo

A fim de avaliar a representatividade dos parâmetros medidos e a construção de um circuito equivalente, considerando diferentes faixas de frequência em que ocorrem fenômenos transitórios, algumas comparações foram feitas (Adielson, T.; Carlson, A.; Margolis, H. B., 1981) (Coordination, 2000), de acordo com o fluxograma na Figura 4.22. O princípio de construção do circuito equivalente parte das medições realizadas e destacadas no item anterior, a partir disto, foi modelado o circuito equivalente, tomando como modelo aquele da Figura 4.3. Logo em seguida, simulou-se esta resposta no software ATP. Os parâmetros de simulação foram:

delta T:	1E-6	Simulation type	
I <sub>max</sub> :	0.2		
X <sub>opt</sub> :	0		
C <sub>opt</sub> :	0		
Epsilon:	0		
Freq:	60		
Frequency Scan		<input checked="" type="radio"/> Time domain	
mjn=	10	<input checked="" type="radio"/> Frequency scan	
max=	5000000	<input type="radio"/> Harmonic (HFS)	
df=	0	<input checked="" type="checkbox"/> Power Frequency	
NPD=	254	Output	
		<input checked="" type="checkbox"/> Magnitude	
		<input checked="" type="checkbox"/> Angle	
		<input type="checkbox"/> Real/Imag	

Figura 4.20 - Parâmetros de simulação.

Deste modo, simulou-se o transformador trifásico de acordo com a Figura 4.21. É importante destacar que os elementos capacitivos, resistivos e indutivos no tom de cinza claro foram desconsiderados para efeito de simulação. A fonte e as resistências inseridas no circuito de alimentação representam o FRAnalyzer e tentam reproduzir os dados de catálogo.

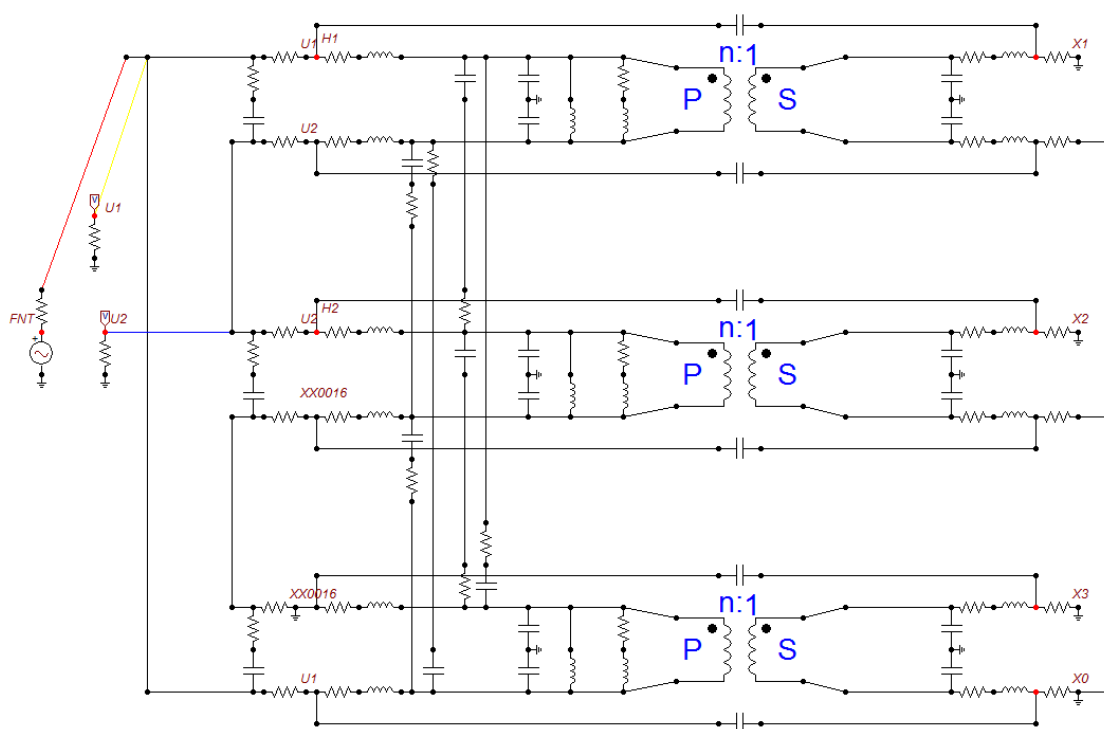


Figura 4.21 - Diagrama de simulação.

Como o objetivo central desta dissertação era encontrar modelos com resposta equivalente até 2 MHz que atenda a um nível de satisfação medido pela variação da curva medida com o modelo conceitual. Vale ressaltar que o nível de satisfação era que a



representação não distorcesse mais de 5 % da forma de onda original. Utilizou-se uma ferramenta no Matlab® que compara diferentes curvas, mostrando a variação percentual entre elas, de fato, verifica-se a amplitude do sinal e o módulo da diferença é somado para todos os pontos em análise. Caso a comparação com o ensaio não atendesse aos níveis de satisfação, reiniciava-se a construção do modelo e em alguns casos foi sugerido a medição dos parâmetros, novamente, por possíveis erros de ensaio.

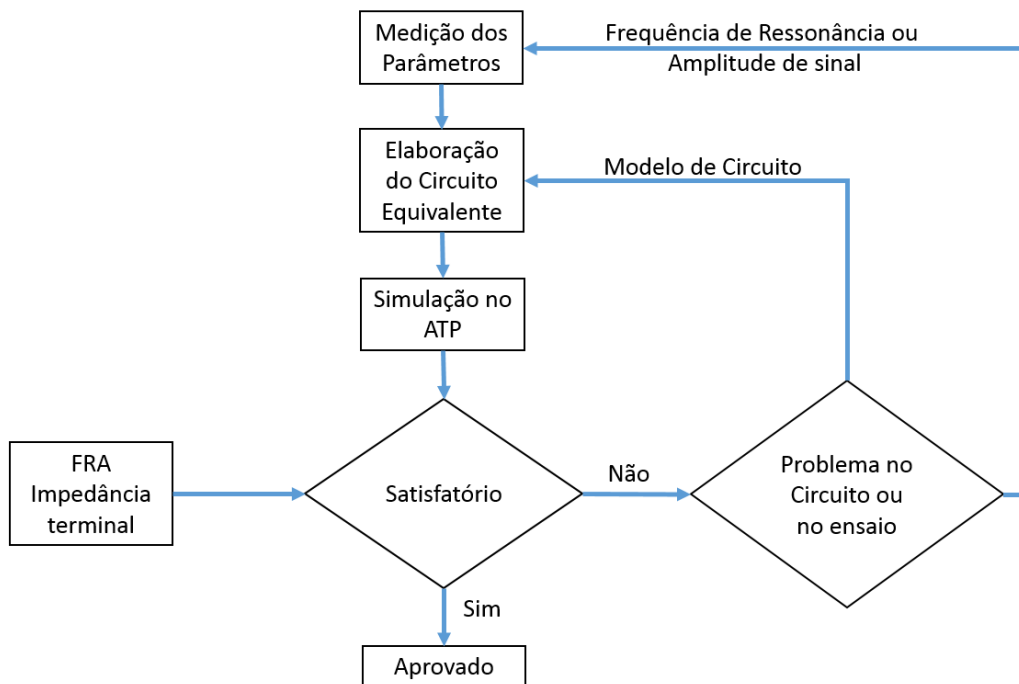


Figura 4.22 - Fluxograma de processos adotados para determinação do circuito equivalente.

O circuito equivalente proposto seguiu os preceitos do CIGRÉ que, pelas análises prévias, atende grande parte das expectativas para resposta em frequência de transformadores monofásicos. No entanto, este modelo não representa as outras ressonâncias observadas no ensaio com o Franalyzer® (FRA). Deste modo, foi decidido reformular o circuito equivalente, como o apresentado na

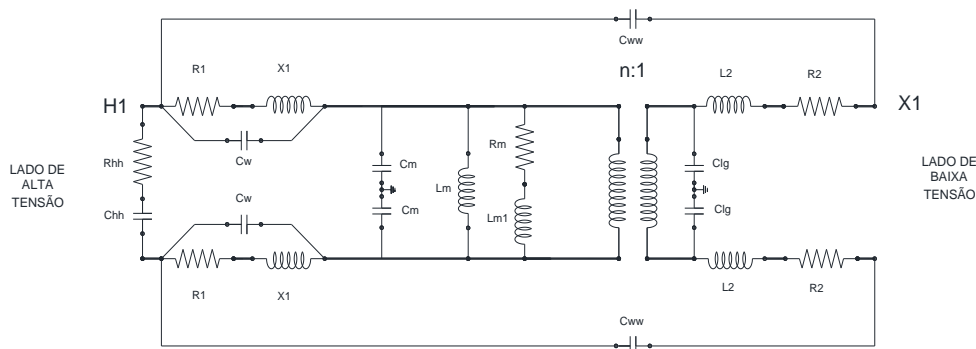


Figura 4.23. As resistências e indutâncias série de enrolamentos de alta e baixa tensão foram divididas em duas partes. Portanto, a presença de tais elementos se torna mais

homogênea. (Mitchell, D. M.; Welsh, S. D., 2011) (Sofian, D. M.; Wang, S. D.; Jarman, P., 2005) (Mork, 1999) (Abeywickrama, N.; Serdyuk, Y. V.; Gubanski, S. M., 2008)

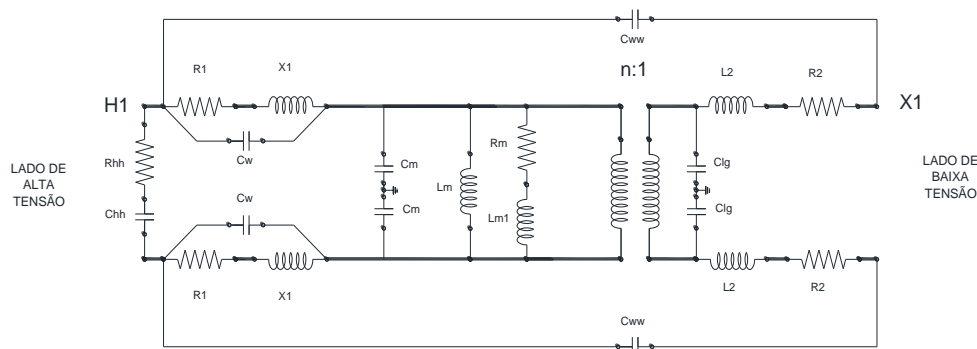


Figura 4.23 - Modelo de circuito equivalente para transformador monofásico.

No circuito proposto, o ramo de magnetização foi concentrado no lado de alta tensão. Este critério foi adotado assumindo que a presença do núcleo influencia os enrolamentos na mesma proporção. Como existe um transformador ideal para simulação, entre o circuito de alta e baixa tensão, a atribuição de ramo de magnetização não altera os resultados.

Vale ressaltar que os elementos simulados são constantes, invariáveis para a frequência aplicada. Portanto, para compensar a não-linearidade dos elementos que representam a indutância e resistência do núcleo, a simulação foi reformulada seguindo os preceitos do estudo (Rosales, J. A.; Alvaro, F. L., 1982). As resistências dos ramos  $R_m$  representam as perdas, enquanto indutâncias representam o efeito de uma penetração limitada da variação do fluxo para dentro da laminação do núcleo. Esta distribuição é denominada Série Foster. É interessante observar que o circuito equivalente proposto leva em conta os dois efeitos sobre o núcleo de forma separada, a resistência descreve as perdas por efeito Foucault e as indutâncias o efeito da não-linearidade do ramo magnetizante.

Outro ponto relevante é que as capacitâncias medidas através da ponte Schering, conforme mostrado na Tabela 4.4, estão representadas no modelo da figura acima como:  $C_{ig}$  como a capacitância entre a baixa tensão para o referencial de terra,  $C_{ww}$  como aquela capacitância entre fases,  $C_w$  e  $C_m$  representam a divisão entre a capacitância da alta tensão para o referencial de terra.

Além disso, parte da modelagem do transformador é baseada em sua impedância característica,  $Z_{hh}$ , e sua auto-capacitância,  $C_{hh}$ . Esses parâmetros correspondem, respectivamente, ao componente indutivo e ao capacitivo das ondas de corrente registradas durante os ensaios de impulso em transformadores (de Salles, C.; Martinez, M. L. B., 2007). Os resultados de simulação do circuito, mostrados na Figura 4.24, foram usados para determinar  $Z_{hh}$  dos transformadores ensaiados.

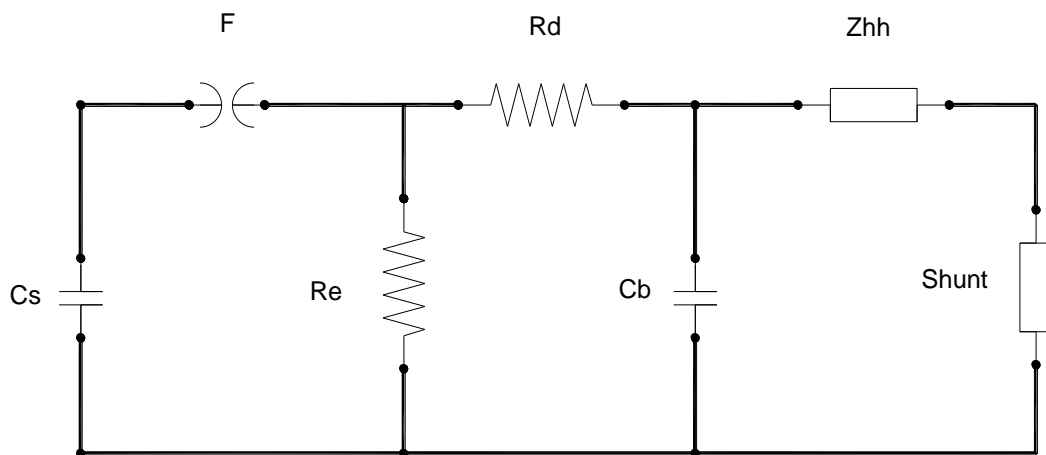


Figura 4.24 - Simplificação do circuito de descarga do gerador de impulso.

Estas simulações consideraram o valor de medição do resistor tipo shunt, os parâmetros do gerador de impulso e os vários valores atribuídos a transformadores representados por  $Z_{hh}$ . Através dos resultados de simulação, obtém-se a impedância própria do transformador que tem características resistivas, por isso a denominação e inserção do ramo  $R_{hh}$ . De forma similar é possível determinar a sua capacitância própria,  $C_{hh}$ , visto na Figura 4.25. As simulações, ao levarem em conta o valor da capacitância e o nível de carga do gerador aqui representado por  $C_s$ , permitem visualizar a corrente máxima de pico absorvida pela carga e assim determinar com precisão tal valor. Vale lembrar que o resistor acrescentado é linear e de grandeza conhecida. Tem-se ainda,  $F$ , representando o centelhador,  $R_d$  e  $R_e$ , condizentes com as resistências série e paralelas do gerador e  $C_b$  destacando o sistema de medição, composto basicamente por um divisor capacitivo, em paralelo com a carga.

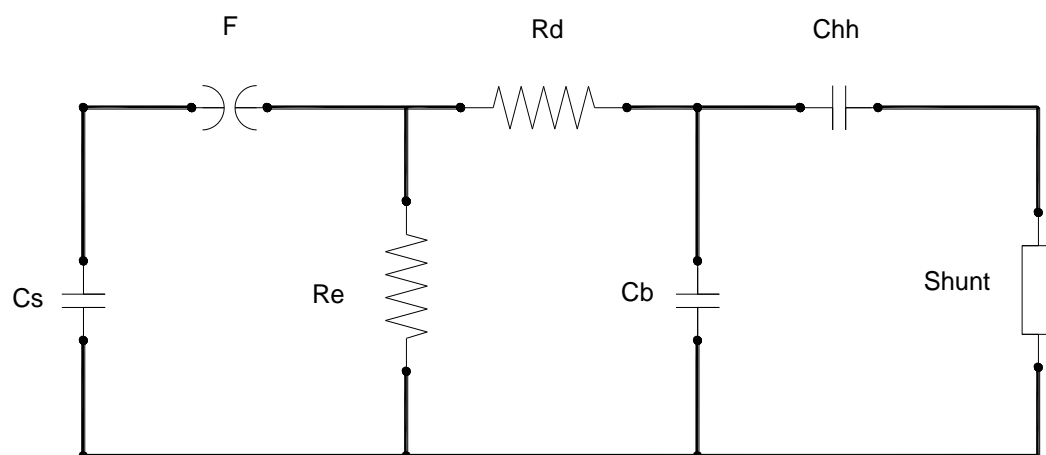


Figura 4.25 - Simplificação do circuito de descarga do gerador de impulso para medição de corrente de pico.

Além da capacitância intrínseca, as outras capacitâncias foram determinadas pela Ponte de Schering, além das suas perdas associadas, representadas pela tangente delta. Estas perdas permitem considerar a existência de uma resistência em série com a capacitância. Tal resistência impede variações bruscas na impedância quando ocorrem as ressonâncias.

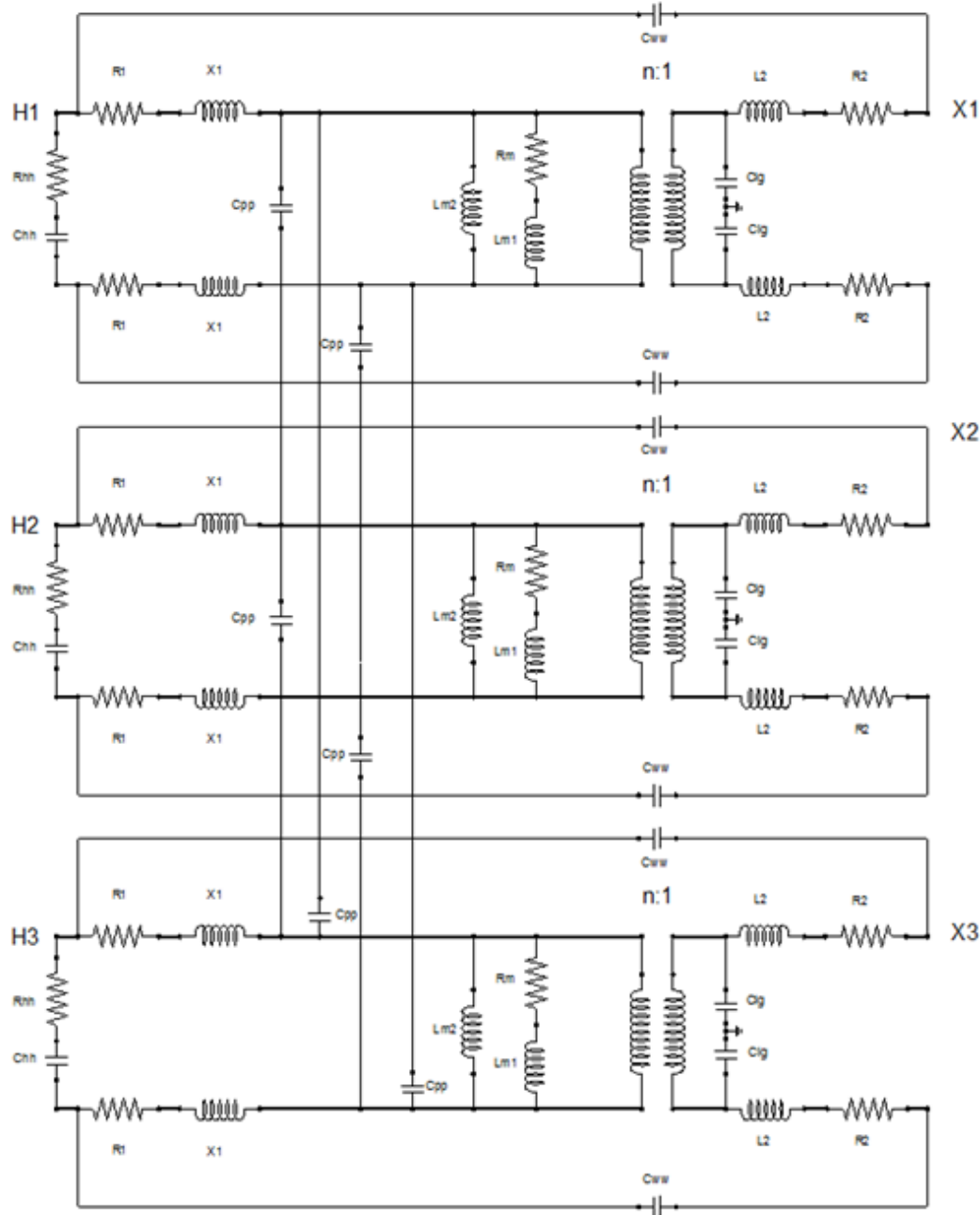


Figura 4.26 - Circuito equivalente para transformador trifásico.

Finalmente, é salientado que a simplificação de modelos de transformadores trifásicos, analisando cada fase separadamente, conduz a erros ao ignorar o acoplamento eletromagnético entre fases, como visto na Figura 4.26. Ressalta-se que, ao contrário do senso comum, o fator de maior preponderância na resposta de frequência é a capacitância entre as fases em detrimento da indutância mútua. Em outras palavras, simular um transformador trifásico como

um banco monofásico é ignorar a correta especificação dos seus elementos, a correlação entre eles e o próprio resultado.

Tal fato é evidenciado na comparação de modelos do item a seguir, mas é visualmente destacado no modelo exposto acima pela presença de capacitâncias entre fases,  $C_{pp}$ . Quando se trata de um transformador com núcleo envolvente, a distribuição destas capacitâncias é equivalente para as três fases. Já quando se trata de um transformador de núcleo envolvido, a distribuição remete a 40% do valor para as fases externas e 60% para o ramo interno. Esta distribuição de capacitâncias foi determinada de modo empírico mas tem validade para todos os grupos de transformadores ensaiados e o valor de referência origina-se da capacitância lida entre alta e o referencial de terra (ensaio com a Ponte Schering).

#### 4.6 Comparação de Modelos e Validação

Um dos grandes obstáculos no ajuste do modelo é a diferença entre os tipos de transformadores ensaiados. Estes equipamentos podem apresentar diferentes níveis de potência, classe de tensão, número de fases e características construtivas. Neste trabalho, eles foram divididos em pequenos grupos, considerando: número de fases - mono ou trifásicos, classes de tensão de 15 e 25 kV e potência de 10 a 75 kVA. Além deste fato, a incerteza nas medições e dispersão de valores podem influenciar significativamente na resposta do modelo escolhido durante uma perturbação. Assim, os parâmetros foram estimados selecionando inicialmente o grupo com maior número de amostras na tentativa de reduzir a incerteza associada e obter um modelo com maior fidelidade possível na simulação.

A validação do modelo foi realizada ao se comparar a simulação com o ensaio de impedância terminal realizado através do equipamento FRAnalyzer®. Neste caso escolheu-se aleatoriamente, dentro do grupo de transformador trifásico, 25 kV e 45 kVA, o ensaio de impedância terminal de entre as buchas H2 e H3. A simulação tomou como base o software ATP, e foi reconstruído o princípio de funcionamento do equipamento de análise. Adotou-se, para a simulação o modelo *frequency scan for simulation*, tendo a magnitude e ângulo como saídas, tempo da amostra de 1  $\mu$ s, faixa de frequência de 10 Hz a 5 MHz e 254 amostras por década na escala logarítmica.

A Figura 4.27 e a Figura 4.28 mostram os resultados comparativos entre o ensaio e a simulação com direntes modelos propostos. Denomina-se como modelo I, aquele exposto pela Figura 4.1, modelo III, visto na Figura 4.3 e o modelo proposto, aquele determinado por este trabalho, visualizado na Figura 4.26. Tais resultados evidenciam que o modelo proposto é mais fidedigno ao ensaio, pois representa de forma coerente os três principais pontos de ressonância, já o modelo I está limitado até 1 kHz e o modelo III, até em torno de 10 kHz.

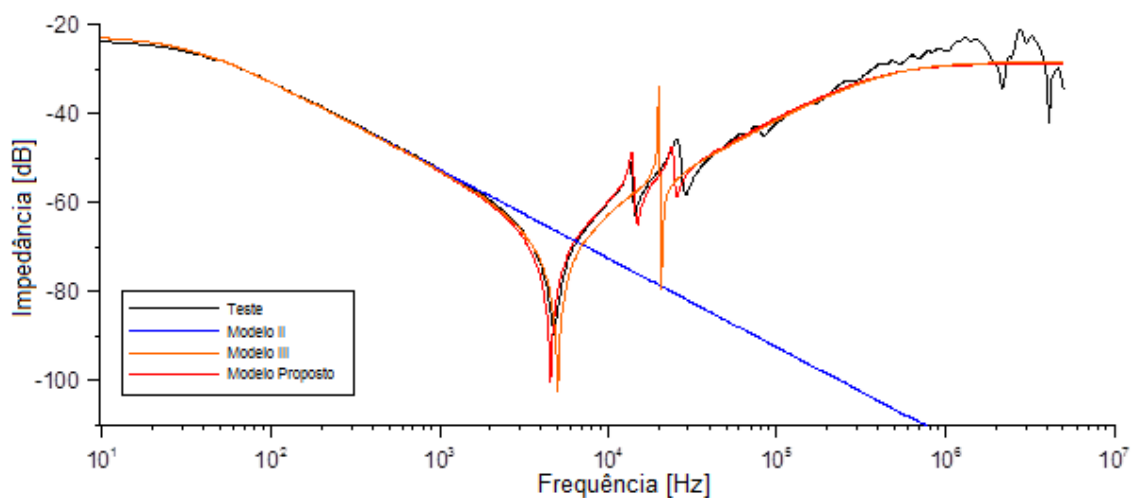


Figura 4.27 - Comparação do valor de impedância terminal, em módulo, para transformador trifásico.

b-

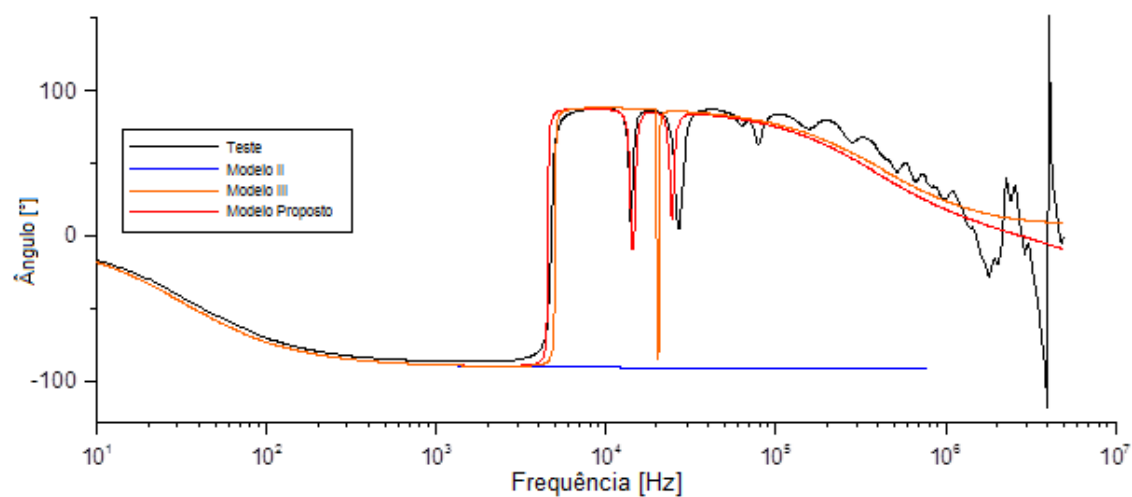


Figura 4.28 - Comparação do valor de impedância terminal, em fase, para transformador trifásico.

De modo semelhante, um transformador monofásico, potência de 10 kVA e classe de tensão 25 kV, foi escolhido aleatoriamente para aplicar o mesmo método comparativo e os resultados são mostrados na Figura 4.29 e Figura 4.30.

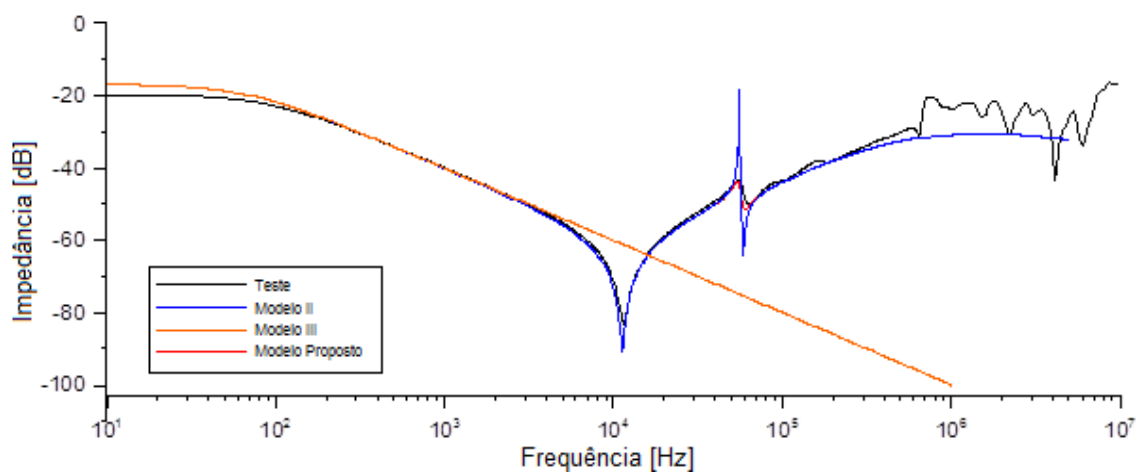


Figura 4.29 - Comparação do valor de impedância terminal, em módulo, para transformador monofásico.

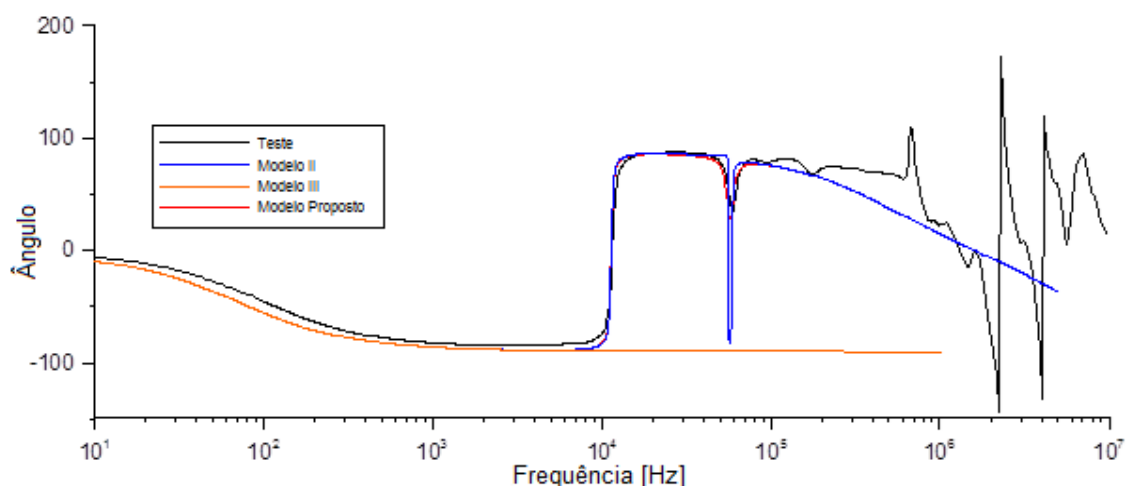


Figura 4.30 - Comparação do valor de impedância terminal, em fase, para transformador monofásico.

Novamente os resultados são similares aqueles obtidos anteriormente. Entretanto, pela maior simplicidade do circuito, o resultado exposto pelo modelo III é similar àquele proposto por este trabalho, tendo a diferença concentrada nas perdas dos elementos capacitivos.

Os componentes representativos para o modelo de circuito proposto neste trabalho são baseados no circuito clássico visto na Figura 4.1, cujos elementos são sustentados por explicações físicas muito plausíveis (Wang, Li, & Sofian, 2009) (Sofian, Wang, & Li, Interpretation of Transformer FRA Responses – Part II: Influence of Transformer Structure, 2010). As inserções de capacitâncias parasitas foram resultados de estudos preliminares e a apenas sua distribuição entre fases recorreu a método iterativo. Tal proposta pode ser comprovada pela semelhança entre o circuito simulado e o ensaio quando se observa a semelhança entre a segunda e terceira ressonância causadas pelos elementos capacitivos entre as fases. A contraprova deste argumento está na comparação do modelo monofásico em que estas ressonâncias não são vistas.

Outro elemento adicional é a resistência em série com os capacitores, representando as perdas destes elementos, em outras palavras, a tangente de delta. Além disso, o ramo magnetizante foi dividido seguindo os preceitos da série Foster, a fim de simular os efeitos de saturação do núcleo com elementos lineares (Rosales & Alvaro, 1982).

Finalmente, as outras capacitâncias presentes no modelo, foram obtidas no ensaio com a Ponte Schering, através dos circuitos de medição já expostos no item 4.2, medidas entre o ponto de alta tensão e o referencial de terra, mas que representa a capacitância entre as fases (Sano & Miyagi, 2008).

No entanto alguns elementos da Figura 4.26 foram omitidas as capacitâncias de dispersão dos enrolamentos,  $C_w$ , já as capacitâncias para terra,  $C_m$ , foram distribuídas entre fases, agora denominadas de  $C_{pp}$ . Esta opção de modelo é devido ao fato de que os valores das

capacitâncias de dispersão do enrolamento não podem ser medidas através de ensaios expostos neste artigo, mas calculados através dos dados de projeto dos transformadores. Além disso, esses elementos não têm efeitos significativos até a faixa de 500 kHz para o ensaio de impedância terminal. Este fato sugere que estes elementos apresentam valores reduzidos (Jayasinghe, J. A. S. B.; Wang, Z. D.; Jarman, P. N.; Darwin, A. W., 2006) e, como observado nos trabalhos de (Almas, S.; Wenhui, T.; Wu, Q. H., 2007) (de Salles, C. ; Martinez, M. L. B., 2007) , alteram a resposta em frequência dos transformadores, principalmente, acima de 100 kHz. Em outras palavras, os defeitos que levam a falha de isolamento, verificada pelo FRANALYZER®, afetam difetamente a capacitância própria da bobina e capacitâncias para a terra, alterando o primeiro ponto de ressonância do ensaio de resposta e frequência e deformando a forma de onda acima de 100 kHz. Tal fato fica evidente no trabalho (Bagheri, Mehdi; Naderi, Mohammad Salay; Blackburn, Trevor; Phung, Toan, 2012), que demonstra a alteração da assinatura da resposta em frequência por deformação da bobina de baixa tensão

Como explicado acima o modelo proposto tem sua fidelidade limitada à frequência de 500 kHz. Há certas discrepâncias que ocorreram no FRA, basicamente, pela a incerteza de medição e o fato de que alguns valores médios apresentados, no caso de transformadores trifásicos, considerarem um baixo número de amostras. Além disso, falhas na conexão do FRANALYZER® e ajustes de parâmetros no software reduziram as possíveis assinaturas para comparação.

No entanto, como pode ser visto na Figura 4.27 e Figura 4.29, a resposta em frequência do modelo é muito próxima à do ensaio de resposta em frequência. Somado a este fato, todos os valores dos elementos representativos para o circuito foram extraídos a partir de ensaios de rotina, tangente de delta e capacitância. Assim, existe uma base suficiente para reconstruir os sinais no domínio da frequência a partir dos ensaios descritos e simular o efeito e a presença de diferentes transformadores de distribuição na rede. Estas simulações podem incluir uma série de transitórios elétricos como mostra a Tabela 4.1.



Capítulo 5

---

# 5. Conclusão e Trabalhos Futuros

## 5.1 Conclusão

A partir do Capítulo 2 é possível inferir sobre o princípio básico de funcionamento do transformador, seus principais elementos, materiais construtivos, fontes de perdas, indutâncias e capacitâncias parasitas. Tal conhecimento é de extrema importância na avaliação e elaboração de um modelo representativo ao conferir conhecimento para o projetista sobre seus principais desafios e simplificações necessárias na confecção de uma proposta sintética e de vasta aplicação.

Já o Capítulo 3 agregou conhecimento sobre os modelos propostos até o presente momento, a metodologia de obtenção de dados e os desafios encontrados. Tal revisão bibliográfica foi de extrema importância para conferir créditos de originalidade a dissertação e atribuir o enorme esforço em determinar os parâmetros de circuito equivalente com precisão, através da análise em resposta em frequência. Entretanto alguns circuitos propostos têm aplicação meramente computacional, pois não há representatividade física daqueles modelos propostos. Em outras palavras, tem significado restrito a construção de "*black box*" em softwares de simulação.

Finalmente o Capítulo 4 expõem os resultados de ensaio sobre a forma aglutinada, demonstra os modelos de circuito equivalente existentes e aquele proposto, dando destaque a inserção de novos componentes e a eliminação daqueles pouco representativos para faixa de frequência analisada. Portanto, o capítulo expõe o modelo e o quanto a sua fidelidade ao ensaio de impedância terminal no domínio da frequência. É importante frisar que o trabalho está limitado a faixa de 500 kHz e não representa os gradientes de tensão nas bobinas, ou seja, não deve ser utilizado para análise de VFT. Entretanto, o modelo tem representatividade para ensaios de impulso de tensão, como exposto no trabalho (de Salles & Martinez, 2007), ao estipular a impedância e capacitância característica do transformador. No mais os valores aglutinados servem de parâmetros iniciais para estipular circuitos através de métodos matemáticos de otimização e alocação de polos.

Além disso, o capítulo faz considerações significativas quanto: a modelagem para transformadores com núcleo envolvente e núcleo envolvido, retratando a diferença na distribuição de capacitâncias entre fases; a representação do transformador trifásico, diferentemente de um banco monofásico; e a distribuição dos valores aferidos no modelo representativo. No mais, reúne informações sobre diferentes ensaios como: rotina em transformadores, medições de capacitância e resposta em frequência, norteando futuros trabalhos que necessitem destas informações.

Por fim é possível observar que o modelo proposto para circuito equivalente é mais fidedigno do que aqueles encontrados na revisão bibliográfica, além de expor uma metodologia

para sua obtenção. Esta não depende do conhecimento das partes construtivas do transformador e da resposta em frequência.

## 5.2 Trabalhos Futuros

O artigo (Zambrano, G. M. V.; Ferreira, A. C.; Calôba, L. P., 2006), reflete a tentativa de estimação do circuito equivalente através da análise de resposta em frequência e o uso de ferramentas computacionais comparativas, de otimização e treinamento com redes neurais. Deste modo, um trabalho que pode ser desenvolvido é reconstruir essa ferramenta computacional de otimização e formação de RNA para o modelo proposto, levando em consideração os valores médios atribuídos aos grupos de transformadores analisados e comparando-o com o ensaio do FRANALYZER®. Assim, objetiva-se reconstruir os resultados dos ensaios de rotina e medição de capacitâncias através do ensaio de resposta em frequência. Se isto for possível, avaliar a acurácia e repetibilidade da ferramenta na eliminação destes ensaios frente a obtenção da assinatura de impedância terminal e função de transferência no domínio da frequência.

## 6. Referências Bibliográficas

- Abeywickrama, K. G. N. B.; Serdyuk, Y. V.; Gubanski, S. M. 2006 Exploring possibilities for characterization of power transformer insulation by frequency response analysis (FRA) *IEEE Transactions on Power Delivery*
- Abeywickrama, N.; Serdyuk, Y. V.; Gubanski, S. M. 2008 High frequency modeling of power transformers for use in frequency response analysis (FRA) *IEEE Transactions on Power Delivery*
- Adielson, T.; Carlson, A.; Margolis, H. B. Resonant Overvoltages in EHV Transformers - Modeling and Application *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*
- Almas, S.; Wenhui, T.; Wu, Q. H. 2007 Modeling of a Power Transformer Winding for Deformation Detection Based on Frequency Response Analysis *Proceedings of the 26th Chinese Control Conference*
- Análise de resposta em frequência aplicada em transformadores de potência *Dissertação de mestrado* Belo Horizonte MG Brasil Universidade Federal de Minas Gerais
- Bagheri, Mehdi; Naderi, Mohammad Salay; Blackburn, Trevor; Phung, Toan 2012 FRA vs. Short Circuit Impedance Measurement in Detection of Mechanical Defects within Large Power Transformer *IEEE*
- Bak-Jensen, B.; Ostergaard, Leo 1998 Estimation of the Model Parameters in Equivalent Circuit Models of Potential Transformers *IEEE*
- Boldea, I.; Nasar, S. A. 2010 *The induction machines design handbook* CRC Press
- de Salles, C. ; Martinez, M. L. B. 2007 Model of Distribution Transformers Winding for Lightning *IEEE Lousanne*
- Degeneff, R. C. 1977 *A general method for determining resonances in transformer windings* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems
- Electrical transients in power systems* 1991 New York John Wiley
- Electromagnetic transients in power systems* 2004 New York NY: Research Studies Press - John Wiley
- Feser, K.; Christian, J.; Kachler, A.; Neumann, C.; Sundermann, U.; Loppacher, M. 2000 The transfer function method for detection of winding displacements on power transformers after transport, short circuit or 30 years of service *Relatório Técnico, Haefely Test AG - High Voltage Division*
- Five-Legged Wound-Core Transformer Model: Derivation, Parameters, Implementation, and Evaluation *IEEE Transaction on Power Delivery*

Guidelines for representation of network elements when calculating transients 2000 CIGRÉ Paris

GUIDELINES FOR REPRESENTATION OF NETWORK ELEMENTS WHEN CALCULATING TRANSIENTS 2000

Heller, B.; Veverka, A. 1968 *Surge phenomena in electrical machines* London UK: Iliffe Books Ltd

IEC 60071-2:1996 *Insulation co-ordination, Part 2: Application guide.*

IEC 60296:2003 *Fluids for electrotechnical applications - Unused mineral insulating oils for transformers and switchgear*

Jayasinghe, J. A. S. B.; Wang, Z. D.; Jarman, P. N.; Darwin, A. W. 2006 *Winding Movement in Power Transformers: A Comparison of FRA Measurement Connection Methods*

Jeszyszky 1996 *History of transformers* IEEE Power Eng Rev

Kim, J. W.; Park, B.; Joeng, S. C.; Kim, S. W.; Park, P. 2005 *Fault diagnosis of a power transformer using an improved frequency-response analysis* IEEE Trans. on Power Delivery

McNutt, W. J.; Blalock, T. J.; Hinton, R. A. 1974 *Response of transformer windings to system transient voltages* IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems

Mitchell, D. M.; Welsh, S. D. 2005 *Interpretation of Transformer FRA Measurement Result using Winding Equivalent Circuit Modelling Technique* IEEE Transaction on Power Delivery

Morched, A.; Martf, L.; Ottevangers, J. 1993 *A High Frequency Transformer Model for the EMTP* IEEE Transactions on Power Delivery

NBR - 5356:2008 *Transformadores de Potência* Rio de Janeiro ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas

Okabe, Shigemitsu; Koto, Masanori; Ueta, Genyo; Saida, Toshiyuki; Yamada, Shin 2011 *Development of High Frequency Circuit Model for Oil-immersed Power Transformers and its Application for Lightning Surge Analysis* IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation

Oliveira, O. B.; Cerqueira, W. R.; Rocha, A. C. O.; Mendes, J. C. 1997 *Medições de ressonâncias em transformadores de potência* XIV SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica.

OMICRON® *Reliable core and winding diagnosis for power transformers - FRA Analyzer*

Ragavan, K.; Satish, L. 2005 *An efficient method to compute transfer function of a transformer from its equivalent circuit* IEEE Transactions on Power Delivery

- Rosales, J. A.; Alvaro, F. L. Nonlinear Frequency Dependent Transformer Model for Electromagnetic Transient Studies in Power Systems *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*
- Rudenberg, R. 1940 *Performance of traveling waves in coils and windings*. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers
- Ryder, S. A. 2003 Diagnosing transformer faults using frequency response analysis *IEEE Electrical Insulation Magazine*
- Sano, T.; Miyagi, K. 2008 Influence of Measurement Parameter on FRA Characteristics of Power Transformers *International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*
- Sofian, D. M.; Wang, S. D.; Jarman, P. 2005 Interpretation of Transformer FRA Measurement Result using Winding Equivalent Circuit Modelling Technique *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*
- Sofian, D. M.; Wang, Z.; Li, J. Interpretation of Transformer FRA Responses – Part II: Influence of Transformer Structure *IEEE Transaction on Power Delivery Spotlight on Modern Transformer Design* 2009 Springer
- Suwarno; Donald, F. 2010 Frequency Response Analysis (FRA) for Diagnosis of Power Transformers
- Sweetser, C.; McGrail, T. 2003 *Sweep frequency response analysis - transformer applications* Relatório técnico, Doble Engineering Company
- The J&P Transformer Book* 2007 Newnes
- The transient voltage interaction of transformers and transmission lines 1984 *IEEE Tutorial Course on Power Transformer Considerations of Current Interest to the Utility Engineer*
- Traveling waves on transmission systems* 1951 New York NY: John Wiley
- Vaessen, P. T. M.; Hanique, E. 1992 new frequency response analysis method for power transformers *IEEE Trans. on Power Delivery*
- Vecchio, Robert M. Del; Poulin, Bertrand; Feghali, Pierre T.; Shah, Dilipkumar M.; Ahuja, Rejandra 2010 *Transformer Design Principles* Taylor & Francis Group
- Vicente, J. M. E. 2006 Uma contribuição à automação de ensaios em transformadores de distribuição de média tensão
- Wang, Z.; Li, J.; Sofian, D. M. Interpretation of Transformer FRA Responses – Part II: Influence of Winding Structure *IEEE Transactions of Power Delivery*
- Yu, Yang; Zhanji, Wang; Chong, Shao 2009 A Circuit Model in a Wide Frequency Range for Power Transformer and Analysis of Its characteristics *IEEE*

Zambrano, G. M. V.; Ferreira, A. C.; Calôba, L. P. 2006 Power Transformer Equivalent Circuit Identification by Artificial Neural Network using Frequency Response Analysis