### MARCIO ROT SANS

## ANÁLISE DE MÉTODOS DE MEDIÇÃO DA MATRIZ ADMITÂNCIA EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Henrique da Costa Oliveira

CURITIBA

### MARCIO ROT SANS

## ANÁLISE DE MÉTODOS DE MEDIÇÃO DA MATRIZ ADMITÂNCIA EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Henrique da Costa Oliveira

CURITIBA

S229a

#### Sans, Marcio Rot

Análise de métodos de medição da matriz admitância em transformadores de potência / Marcio Rot Sans. – Curitiba, 2013. 104f. : il. color. ; 30 cm.

Dissertação(mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2013.

Orientador: Gustavo Henrique da Costa Oliveira. Bibliografia: p. 98-104.

1. Eletrônica de potência. 2. Sistemas de energia elétrica. 3. Transformadores elétricos. I. Universidade Federal do Paraná. II. Oliveira, Gustavo Henrique da Costa. III. Título.

CDD: 621.314

### MARCIO ROT SANS

## ANÁLISE DE MÉTODOS DE MEDIÇÃO DA MATRIZ ADMITÂNCIA EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA

Dissertação aprovada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, pela Comissão formada pelos professores:

Orientador:	Prof. Dr. Gustavo Henrique da Costa Oliveira
	Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR
	Prof. Dr.a Thelma Solange Piazza Fernandes

Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

Prof. Dr. Gideon Villar Leandro Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

Prof. Dr. Fernando Augusto Moreira Departamento de Engenharia Elétrica, UFBA



Setor de Tecnologia

### ATA DE DEFESA DE MESTRADO

Aos vinte e três dias do mês de agosto de 2013, na Sala PK 07 do Departamento de Engenharia Elétrica, foi instalada pela Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Thelma Solange Piazza Fernandes, Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em **Sistemas de Energia**, a Banca Examinadora para a centésima trigésima nona Dissertação de Mestrado do PPGEE. Estiveram presentes no ato, além da Coordenadora do Curso de Pós-Graduação, professores, alunos e visitantes.

A Banca Examinadora, atendendo determinação do Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, ficou constituída pelos professores doutores Gustavo Henrique da Costa Oliveira (Orientador -UFPR);Thelma Solange Piazza Fernandes (UFPR); Fernando Augusto Moreira (UFBA) e Gideon Villar Leandro (UFPR).

Às 09:30 horas, a banca iniciou os trabalhos, convidando o candidato MARCIO ROT SANS a fazer a apresentação da dissertação intitulada "ANÁLISE DE MÉTODOS DE MEDIÇÃO DA MATRIZ ADMITÂNCIA EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA". Encerrada a apresentação, iniciou-se a fase de argüição pelos membros participantes.

Tendo em vista a dissertação e a arguição, a banca decidiu pela:

(X) APROVAÇÃO

() NÃO APROVAÇÃO do candidato, (de acordo com a determinação da Resolução 63/03-CEPE).

Curitiba, 23 de agosto de 2013.

WRIN

Prof. Dr. Gustavo Henrique da Costa

Prof<sup>a</sup>. Dr<sup>a</sup>. Thelma Solange Piazza Fernandes

Prof. Dr. Fernando Augusto Moreira

ChiClear

Prof. Dr. Gideon Villar Leandro



### AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço ao meu orientador Gustavo Henrique da Costa Oliveira, pela paciência para comigo, pelo interesse e por acreditar na linha de pesquisa adotada durante o estudo.

A minha adorável esposa Simone, futura mãe da minha filha Maria Luiza, pelo incentivo e principalmente pela compreensão durante a realização deste trabalho.

Aos meus pais pelo esforço desprendido para educar a mim e minha irmãs, sempre com apoio incondicional em nossas vidas.

Ao amigo José Arinos Teixeira Júnior pelos ensinamentos imensuráveis, seja no tema deste estudo ou outro da área da engenharia elétrica.

Aos, não só colegas, mas amigos do Lactec, Fábio Guerra, Luiz Felipe R. B. Toledo, André Lazzretti, Marcelo Ravaglio, Celso Martins e Victor Simião que contribuiram para o desenvolvimento do trabalho.

Finalmente ao Lactec, pela oportunidade e incentivo ao estudo que nos é permitido.

# SUMÁRIO

L]	ISTA	DE F	IGURAS	ix
R	ESU	МО		x
$\mathbf{A}$	BST	RACT		xii
1	INT	ROD	UÇÃO	1
	1.1	Objet	ivos	7
		1.1.1	Objetivo Geral	7
		1.1.2	Objetivos Específicos	7
		1.1.3	Contribuição	7
	1.2	Estrut	ura da Dissertação	8
<b>2</b>	EN	SAIOS	DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA EM TRANSFORMA	-
	DO	RES		10
	2.1	Histór	ico	10
	2.2	O Mét	todo de SFRA	13
	2.3	Config	gurações de Ensaio em testes de SFRA	16
		2.3.1	Ensaio de Impedância Terminal com Circuito Aberto	18
		2.3.2	Ensaio de Impedância Terminal Curto-Circuitado	19
		2.3.3	Ensaio de Capacitância entre Enrolamentos	20
		2.3.4	Ensaio de Relação	21

	2.4	Diagnósticos em Transformadores	22
	2.5	Considerações Finais	28
3	мо	DELAGEM DE TRANSFORMADORES	29
	3.1	Origem dos Modelos de Transformadores	29
	3.2	Modelos Caixa-Branca	31
	3.3	Modelos Caixa-Preta	38
	3.4	Vector Fitting	42
	3.5	Considerações Finais	44
4	ME	DIÇÃO DA MATRIZ DE ADMITÂNCIA	45
	4.1	Medição com Transformador de Corrente	47
	4.2	Medição com Shunt Resistivo	49
		4.2.1 Medição Normal	50
		4.2.2 Medição Diferencial	51
	4.3	Questão dos cabos e condutores do Circuito de Medição	53
		4.3.1 Dinâmica dos Cabos	54
		4.3.2 Análise dos Métodos de Medição	58
	4.4	Compensação dos Circuitos de Medição	64
	4.5	Considerações Finais	67
5	EST	TUDO DE CASO	68
	5.1	Transformador - Objeto do Estudo	68
	5.2	Sistema de Medição de SFRA	73

	5.3	Medição da Matriz de Admitância	76
	5.4	Considerações Finais	83
6	RES	SULTADOS E DISCUSSÕES	84
	6.1	Modelos Gerados	84
	6.2	Ensaios de onda tipo Impulso Atmosférico e Onda tipo Degrau	89
	6.3	Validação no Domínio do Tempo	91
7	CO	NCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	96

## LISTA DE FIGURAS

1.1	Classificação de sobretensão	2
1.2	Classificação das solicitações de tensão	4
2.1	Circuito equivalente de transformador representado por uma rede RLC complexa	13
2.2	Seção Tranversal de um enrolamento	14
2.3	Circuito de medida usado no ensaio de varredura em frequência	16
2.4	Diagrama de Bode - Módulo da impedância de um ensaio de SFRA em transformador	17
2.5	Circuito de ensaio de SFRA para impedância terminal com circuito aberto	18
2.6	Circuito de ensaio de SFRA para impedância terminal curto-circuitado	19
2.7	Resultado de ensaio de SFRA de impedância terminal aberto e curto- circuitado	20
2.8	Circuito de ensaio de SFRA para capacitância entre enrolamentos	21
2.9	Circuito de ensaio de SFRA para relação de transformação	21
2.10	Comparação de curvas de SFRA: Problema na fase B (CIGRE WG A2.26, 2008)	23
2.11	Problema na blindagem da AT da fase B (CIGRE WG A2.26, 2008)	24
2.12	Comparação de curvas de SFRA: Problema na fase A do enrolamento de regulação (CIGRE WG A2.26, 2008)	25
2.13	Problema na fase A do enrolamento de regulação (CIGRE WG A2.26, 2008)	25

2.14	Comparação de curvas de SFRA: Problema no núcleo (CIGRE WG A2.26, 2008)	26
2.15	Problema de curto nas chapas do núcleo (CIGRE WG A2.26, 2008) $\ .$	27
2.16	Comparação de curvas de SFRA: Curto entre Espiras (CIGRE WG A2.26, 2008)	27
3.1	Fluxo Magnético num solenóide representando o transformador	33
3.2	Modelo de um enrolamento levando em consideração as perdas	35
3.3	Representação de um Transformador de dois enrolamentos	35
3.4	Modelo Concentrado de Transformadores	36
3.5	Modelo com Parâmetros Distribuídos	37
3.6	Seção tranversal de um enrolamento	37
3.7	Modelo experimentos Vaessen (VAESSEN, 1988)	40
3.8	Rede RLC de um elemento da matriz de admitância (MORCHED; MARTI; OTTEVANGERS, 1993)	41
4.1	Exemplo Transformador Monofásico com seus terminais	45
4.2	Circuito esquemático para medição com bobina de Rogowski. Medição do	
	elemento $Y_{X1X1}$	48
4.3	Circuito esquemático para medição com bobina de Rogowski. Medição do	10
	elemento $Y_{X1H1}$	48
4.4	Circuito de Shunt Resistivo	49
4.5	Circuito esquemático para Medição Normal	50
4.6	Medição Normal num transformador de potência. Elemento $Y_{X1X2}$ medido	51
4.7	Circuito esquemático para Medição Diferencial.	52

4.8	Medição Diferencial num transformador de potência	53
4.9	Composição de Cabo Coaxial	55
4.10	Resultado em modulo de ensaio de SFRA num resistor de 50 $\Omega$	57
4.11	Circuito de Ensaio de resposta em frequência para analisar bobinas de Rogowski	59
4.12	Módulo da resposta em frequência num resistor de 50 $\Omega$ com bobinas de Rogowski	59
4.13	Ângulo da resposta em frequência num resistor de 50 $\Omega$ com bobinas de Rogowski $\ldots \ldots \ldots$	60
4.14	Módulo da resposta em frequência num resistor de 50 $\Omega$ com método de Medição com Bobina de Rogowski e Shunt Resistivo	61
4.15	Ângulo da resposta em frequência num resistor de 50 $\Omega$ com método de Medição com Bobina de Rogowski e Shunt Resistivo	61
4.16	Medição comprometida pela sensibilidade da bobina	63
4.17	Medida através de Bobina de Rogowski proporcionando ganho	63
4.18	Fluxograma para compensação dos cabos no ensaio de resposta em frequência	65
5.1	Transformador de 650 kV utilizado como estudo de caso	69
5.2	Esquema de ligação em série dos enrolamentos de baixa tensão	69
5.3	Esquema de ligação em paralelo dos enrolamentos de baixa tensão	70
5.4	Buchas de BT ligadas em paralelo	71
5.5	Bucha de AT com detalhe do TAP Capacitivo	71
5.6	Medição Diferencial do terminal $H1$ do transformador	72
5.7	Medição Normal de $Y_{X1X2}$ do transformador	73

5.8	Esquemático para ensaio de SFRA	74
5.9	Fluxograma de funcionamento do software de SFRA	75
5.10	Esquema de ligação em paralelo dos enrolamentos de baixa tensão	76
5.11	Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento $H1H1$ $\ .$ .	77
5.12	Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento $H1H1$ $~$	78
5.13	Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento $H1X1$ $\ .$ .	78
5.14	Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento $H1X1$	79
5.15	Módulo resposta em frequência da admitância do elemento $H1X2$	79
5.16	Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento $H1X2$	80
5.17	Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento $X1X1$ $\ .$ .	80
5.18	Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento $X1X1$ $~$	81
5.19	Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento $X1X2$ $\ .$ .	81
5.20	Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento $X1X2$ $\ .$ .	82
5.21	Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento $X2X2$	82
5.22	Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento $X2X2$	83
6.1	Aproximação do módulo das curvas da matriz de admitância com cabos	
	ideais	86
6.2	Aproximação do ângulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais	86
6.3	Aproximação do módulo das curvas da matriz de admitância com cabos	
	ideais	87
6.4	Aproximação do ângulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais	87
6.5	Aproximação do módulo das curvas da matriz de admitância com cabos	
	ideais	88

6.6	Aproximação do ângulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais	88
6.7	Circuito para ensaio de Impulso no transformador	89
6.8	Oscilografia da onda tipo impulso A e B aplicado ao transformador $\ .\ .\ .$	90
6.9	Detalhe do circuito de medição na BT com oscilógrafo utilizado	90
6.10	Detalhe do circuito de aplicação de pulso de 5 ns no terminal $H0$ e medição	
	da resposta em X1 da BT do transformador $\ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	91
6.11	Circuito de Simulação no ATP	92
6.12	Resultados das simulações e medição efetuada para o terminal $X1$	93
6.13	Circuito de Simulação no ATP	94
6.14	Resposta ao degrau de 5 ns de tempo de subida medida no terminal $X1 \ . \ .$	94
6.15	Resposta de simulação a aplicação de pulso de 5ns no medida no terminal	
	<i>X</i> 1	95

### **RESUMO**

Os estudos de coordenação de isolamento e de transitórios eletromagnéticos, de uma forma geral, necessitam de modelos dinâmicos que representem o mais fiel possível, em uma ampla gama de frequências, o comportamento dos equipamentos que compõem as instalações elétricas. Dentre todos os equipamentos do sistema elétrico de potência, os transformadores possuem uma importância destacada. Para representar a dinâmica dos transformadores nos estudos com eventos transitórios rápidos e muito rápidos é possível obter modelos através de dois métodos. Um deles está baseado no conhecimento das características e dos detalhes construtivos dos equipamentos, porém, estas informações geralmente são de propriedade intelectual dos fabricantes de transformadores. Outro método está baseado no conceito de identificação de sistemas, onde modelos são calculados com base em dados experimentais de entrada e saída do equipamento. Nesta pesquisa são estudados os modelos de transformadores monofásicos gerados a partir de dados experimentais, com enfoque nos métodos e nos problemas de medição, demonstrando a influência que os cabos de medição reproduzem nos dados experimentais gerados. É proposta uma metodologia que visa compensar possíveis desvios dos dados obtidos nos ensaios. Os resultados são validados para um transformador de potência tipo cascata de 650 kV, utilizado como estudo de caso. São apresentados os resultados de medição e simulações digitais com o modelo do transformador baseado em medição consideradas ideais, porém de difícil aplicação em campo. Medições e simulações no modelo sob a influência dos cabos são realizadas e faz-se o uso do processo de compensação dos efeitos dos cabos. Para corroborar os resultados simulados, estes são comparados com valores obtidos em ensaios laboratoriais. É comparada a resposta do transformador para a aplicação de uma onda do tipo impulso atmosférico e de uma onda do tipo degrau, demonstrando que a compensação dos efeitos dos cabos apresenta resultado satisfatório e de fácil aplicação.

Palavras-Chave: sistema elétrico de potência, transformadores de potência, matriz

de admitância, medição e instrumentação, identificação de sistemas, transitórios eletromagnéticos.

### ABSTRACT

Studies of insulation coordination and electromagnetic transients, in general, require dynamic models that represent the most faithful possible in a wide range of frequencies, the behavior of equipment comprising electrical installations. Among all the equipment of the electric power system, power transformers have an outstanding importance To represent the dynamics of the transformers in studies with fast and very fast transient events you can get templates through two methods. One of them is based on knowledge of the characteristics and construction details of the equipment, however, this information is usually intellectual property of manufacturers of transformers. Another method is based on the concept of system identification, where models are calculated based on experimental input and output equipment data. In this research we study the single-phase transformer models generated from experimental data, focusing on methods and measurement problems, demonstrating the influence of the measuring cables reproduce the experimental data generated. A methodology is proposed that aims to compensate for possible deviations of data obtained in trials. The results are validated for a power transformer cascade type 650 kV, used as a case study. Measurement results and computer simulations with the model based measurement considered ideal transformer are presented, but difficult to apply in the field. Measurements and model simulations under the influence of the cables are held and makes the use of offsetting the effects of the cables process. To corroborate the simulated results they are compared with values obtained from laboratory tests. It compared the response of the transformer to the application of a wave lightning impulse type and a step-like wave, demonstrating that offset the effects of the cables shows satisfactory results and easy to apply.

Keywords: electric power system, power transformers, admittance matrix, measurement and instrumentation, system identification, electromagnetic transients.

# ACRÔNIMOS

AT	Alta Tensão
ATP	Alternative Transients Program
ASEA	Allmanna Svenska Elektriska Aktiebolaget
BT	Baixa Tensão
Cigre	Conseil International des Grands Réseaux Électriques
EMTP	ElectroMagnetic Transients Program
FEM	Força Eletromotriz
FRA	Frequency Response Analysis
GPIB	General Purpose Interface Bus
GOE	Bucha de AT de papel impregnado com óleo
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
IFRA	Impulse Frequency Response Analysis
LACTEC	Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento
LVI	Low Voltage Impulse
NBI	Nível Básico de Isolamento
SE	Subestação
SFRA	Sweep Frequency Response Analysis
SF6	Hexafluoreto de enxofre
SIG	Subestação Isolada a Gás
SIN	Sistema Interligado Nacional
TC	Transformador de Corrente
VF	Vector Fitting
VFT	Very Fast Transients
WG	Work Group

## **CAPÍTULO** 1

### INTRODUÇÃO

O sistema elétrico de potência do Brasil (Sistema Interligado Nacional - SIN), interligado quase que em sua plenitude, pode ser considerado único a nível mundial devido a sua extensão e complexidade. Com sistema de geração fortemente baseado em hidroelétricas de grande porte, o SIN possui muitos transformadores elevadores, geralmente da classe de tensão de 500 kV ou superior.

Sendo um dos equipamentos mais custosos e imprescindíveis dentre aqueles que compõe o sistema de energia, os transformadores necessitam de cuidados adequados desde a fase de projeto, fabricação, comissionamento, até a sua entrada em operação. Posteriormente, tem-se os cuidados com as manutenções durante a sua vida, uma vez que o tempo de reparo de um grande transformador de potência é considerável e nem sempre as grandes instalações dispõem de equipamentos reservas de prontidão.

Na década de 80, conforme estudo do CIGRE WG 12-05 (1983), a taxa de falha de grandes transformadores de potência no mundo tendia a 1-2% ao ano. Na década de 90, a taxa de falhas anual no Brasil era da ordem de 3,5% para transformadores de 500 kV (MENDES, 1995). Em estudo recente apresentado por BECHARA (2010), demonstrou-se que a idade média até a falha dos transformadores de transmissão e de geração é de 17,9 anos e de 19,9 anos, respectivamente, bem abaixo dos 30 anos para os quais os transformadores são projetados.

Suspeita-se que um número considerável de falhas nestes equipamentos seja devido a fenômenos transitórios que ocorrem ou atingem as instalações onde estes transformadores se encontram (CIGRE JWG A2/C4-03, 2011). Estas falhas indisponibilizam as instalações, acarretam prejuizos financeiros, geram multas pelos órgãos reguladores, além de causar danos físicos às instalações e possivelmente ao meio-ambiente.



Figura 1.1: Classificação de sobretensão

Entende-se por fenômenos de transientes, ou eventos transitórios, aqueles relacionados com sobretensões cujos valores de crista venham a exceder os valores de tensão máxima do sistema, sejam elas entre fases ou entre fase e terra, podendo ser divididas em sobretensões externas e sobretensões internas. A Figura 1.1 apresenta um diagrama de classificação das sobretensões do sistema de energia (FDTE, 1981).

As sobretensões externas são classificadas basicamente pelos impulsos com origem em descargas atmosféricas, sendo normalmente em uma única direção e com tempo de duração muito curto. São caracterizadas pela sua amplitude, tempo de frente e tempo de cauda da onda.

Já as sobretensões de origem interna são causadas por eventos oriundos de dentro do sistema, como chaveamentos ou curto-circuitos, e são divididas em três classes (D'AJUZ et al., 1987):

- Sobretensão em regime;
- Sobretensão de manobra;
- Sobretensão de frente rápida (VFT);

Sobretensão em regime: A sobretensão temporária, ou sobretensão sustentada, é aquela com duração relativamente longa, sendo de segundos, podendo chegar até a minutos. Tem como forma característica uma onda não amortecida ou fracamente amortecida apresentando frequências maiores ou menores que a frequência fundamental do sistema (D'AJUZ et al., 1987). São causadas geralmente por operações nas instalações, defeitos ou a partir de efeito de elementos não lineares do sistema (MOURENTE, 2010). Exemplos de eventos que dão origem a sobretensões temporárias são:

- Rejeição de carga;
- Falta fase-terra em sistemas com problemas de aterramento;
- Ferroressonância;
- Harmônicos;

Sobretensão de Manobra: A sobretensão de manobra, também conhecida como sobretensão de frente lenta, é um evento entre fase e terra ou entre fases e tem origem na operação de um equipamento de manobra, como por exemplo uma chave seccionadora ou um disjuntor. Pode também ser originada por uma falta, como por exemplo, um curtocircuito. Apresenta como forma característica uma onda que pode ser unidirecional ou oscilatória com tempo de frente que pode variar de 20  $\mu$ s a 5.000  $\mu$ s e tempo de cauda menor que 20.000  $\mu$ s.

Sobretensão de frente rápida ou frente muito rápida: Esta sobretensão está relacionada com fenômenos conhecidos como transitórios de frente rápida e frente muito rápida (*Very Fast Transients* - VFT). Apresentam como forma característica ondas com um tempo de subida na ordem dos nanosegundos. Este fenômeno, mais frequente em Subestações Isoladas a Gás (SIG), devido a reflexões e ondas viajantes, podem compor sinais com frequências na ordem de dezenas e, por muitas vezes, centenas de MHz nas instalações do sistema elétrico de potência. Esses eventos são oriundos, dentre outros fatores, de manobras de seccionadoras em SIG's, devido a manobras de disjuntores isolados a SF6 ou através de falta fase-terra em SIG's (BOGGS et al., 1982).

	Baixa fro	eqüência		Transitório	
CLASSE	Contínua	Temporária	Frente lenta	Frente rápida	Frente muito rápida
FORMA DE TENSÃO					
TEMPOS ENVOLVIDOS	f = 50 Hz ou 60 Hz T <sub>t</sub> ≥ 3600 s	10 Hz < f < 500 Hz 3600 s ≥ T <sub>t</sub> ≥ 0,03 s	5000μs ≥ T <sub>cr</sub> > 20μs T <sub>2</sub> ≤ 20 ms	20μs ≥ T <sub>1</sub> > 0,1μs T <sub>2</sub> ≤ 300μs	100 ns ≥ T <sub>f</sub> > 3 ns 0,3 MHz < f <sub>1</sub> < 100 MHz 30 kHz < f <sub>2</sub> < 300 kHz T <sub>t</sub> ≤ 3 ms
TEMPOS NORMALIZADOS	f = 50 Hz ou 60 Hz T <sub>t</sub> *	48 Hz ≤ f ≤ 62 Hz T <sub>t</sub> = 60 s	T <sub>cr</sub> = 250μs T <sub>2</sub> = 2500μs	T <sub>1</sub> = 1,2 μs T <sub>2</sub> = 50 μs	*
ONDA DE ENSAIO	*	Ensaio de freqüência fundamental de curta duração	Ensaio de impulso de manobra	Ensaio de impulso atmosférico	*

Figura 1.2: Classificação das solicitações de tensão

A Figura 1.2 relaciona os eventos de sobretensão com as formas de onda, os tempos envolvidos e os ensaios normalizados se por ventura existirem.

A sobretensão em regime, classificada como sobretensão temporária, pode apresentar formas de onda que variam de 10 Hz a 500 Hz, tendo como ensaio normalizado a aplicação de frequência fundamental de curta duração.

A sobretensão de impulso de manobra, classificada como um transitório de frente lenta, apresenta um tempo de frente em sua onda que varia entre 20  $\mu$ s e 5000  $\mu$ s e um tempo de cauda de até 20 ms, tendo como ensaio normalizado a aplicação de impulso de manobra.

A sobretensão de impulso atmosférico, classificada como transitório de frente rápida, apresenta um tempo de frente que varia entre 0,1  $\mu$ s e 20  $\mu$ s e um tempo de cauda de até 300  $\mu$ s, tendo como ensaio normalizado a aplicação de impulso atmosférico.

E a sobretensão de frente muito rápida, classificada como transitório de frente muito rápida, apresenta ondas com frequência que podem variar de 0,3 MHz a 100 MHz, sendo que este tipo de evento não possui tempos e ondas de ensaio normalizados.

Além dos problemas inerentes das próprias sobretensões, os eventos transitórios, sejam eles externos ou internos, podem suscitar sobretensões nos enrolamentos dos transformadores, uma vez que ressonâncias internas caraterísticas da natureza eletromagnética de seus enrolamentos podem vir a ser excitadas por estes eventos no sistema. Estas tensões ressonantes podem romper os isolamentos e resultar em falha dos transformadores (CI-GRE JWG A2/C4-03, 2011).

No Brasil, falhas devido à interação do transformador com eventos transitórios no sistema, foram reportadas na última década, como por exemplo, dois autotransformadores de 500 kV da CEMIG GT localizados na SE São Gotardo 2, quatro autotransformadores de 765 kV da Eletrobrás Furnas localizados na SE Tijuco Preto (CIGRE JWG A2/C4-03, 2011), quatro transformadores monofásicos de 500 kV da Copel GeT localizados na Usina Governador Bento Munhoz da Rocha Neto, entre outros conforme brochura técnica apresentada pelo CIGRE JWG A2/C4-03 (2011). Internacionalmente tem-se também conhecimento de falhas em grandes transformadores devido a eventos transitórios como os apresentados nos estudos de PASTERNACK, PROVANZANA e WAGENAR (1988) e de DON et al. (2003)

Para proteger e determinar as características de isolamento necessárias para os transformadores e demais equipamentos do sistema elétrico, estudos de coordenação de isolamento são realizados visando obter uma suportabilidade uniforme das isolações para frequência fundamental e para sobretensões externas e internas da instalação a qual está se realizando o estudo. Isto reduz economicamente e operacionalmente a probabilidade de danos aos equipamentos e diminui, por sua vez o tempo e a quantidade de interrupção do fornecimento de energia aos consumidores.

Estudos de coordenação de isolamento podem ser realizados através de simulações digitais via softwares do tipo *ElectroMagnetic Transients Program* (EMTP), cuja confiabilidade dos resultados depende diretamente da modelagem adequada do transformador, e dos outros equipamentos, em uma grande gama de frequências, uma vez que os tempos envolvidos em eventos como VFT's podem ser da ordem de nano segundos (ns). Modelos tradicionais de transformadores, geralmente válidos para baixas frequências, podem responder não adequadamente para este problema (MALEWSKI, 1994), e modelos mais

complexos são necessários. Pode-se classificar estes modelos em modelos Caixa-Branca e modelos Caixa-Preta.

Os modelos conhecidos por *Caixa-Branca* são aqueles obtidos através do exato conhecimento de seu funcionamento e das leis físicas que regem o sistema que se espera modelar (AGUIRRE, 2007; CIGRE JWG A2/C4.39, 2013). No caso do transformador, o modelo tradicional depende da junção das características construtivas do equipamento e das leis da física que regem o seu funcionamento, o que pode tornar, por muitas vezes, inviável seguir esta abordagem para se obter o modelo do transformador, uma vez que as características construtivas dos equipamentos são muitas vezes de domínio único dos fabricantes.

Através da utilização da modelagem matemática denominada *Caixa-Preta*, na qual se faz uso de técnicas de identificação de sistemas é possível obter o modelo de um sistema (AGUIRRE, 2007; CIGRE JWG A2/C4.39, 2013), em particular do transformador, possibilitando estudar a resposta do equipamento para eventos que os modelos tradicionais dos equipamento não respondem de forma satisfatória.

Estudos demonstram que através de medições da resposta em frequência, determinandose a matriz admitância do transformador, é possível obter o modelo tipo Caixa-Preta do equipamento (MORCHED; MARTI; OTTEVANGERS, 1993; GUSTAVSEN, 2004) para simulações de eventos transitórios, inclusive aqueles que apresentam frequências características do VFT. Uma vez obtida a matriz de admitância no domínio da frequência, identifica-se um modelo para o equipamento fazendo uso de funções racionais (GUS-TAVSEN; SEMLYEN, 1999; OLIVEIRA; MITCHEL, 2013; OLIVEIRA; CAMPELLO; AMARAL, 2007; OLIVEIRA; MAESTRELLI; ROCHA, 2009; REGINATO, 2008; RE-GINATO et al., 2008; MAESTRELLI, 2010; MITCHEL; WELSH; OLIVEIRA, 2010; WELSH; ROJAS; MITCHEL, 2007).

Por se tratarem de medições de sinais que contemplam uma larga banda de frequência, desde as unidades de hertz, podendo chegar a dezenas de megahertz, o procedimento de medição dos elementos da matriz de admitância não é trivial e incorreções nestas medições impactam o cálculo e a geração do modelo. Isto ocorre principalmente nas altas frequências, devido às diversas reflexões que podem existir numa configuração de ensaio. Estas incorreções nos ensaios podem, consequentemente, afetar a confiabilidade da simulação de transitórios envolvendo transformadores.

### 1.1 Objetivos

### 1.1.1 Objetivo Geral

Estudar a influência dos sistemas de medição da resposta em frequência para determinação dos elementos da matriz de admitância, utilizados para a obtenção de modelos tipo caixapreta dos transformadores, e propor uma técnica que vise compensar as influências dos circuitos de medição afim de obter modelos que representem com maior fidelidade os transformadores a serem utilizados em estudos de coordenação de isolamento.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

- Estudar o impacto do método de medição na geração do modelo do transformador através da simulação computacional, em *software* do tipo EMTP, de eventos transitórios aplicados aos modelos gerados;
- Propor uma metodologia que vise compensar a influência dos sistemas de medição na obtenção da matriz de admitância e na simulação de transitórios;
- Avaliar as estratégias propostas nos domínios da frequência e do tempo em um transformador elevador do tipo cascata de 650 kV.

### 1.1.3 Contribuição

Este trabalho disserta sobre os efeitos que os sistemas de medição podem gerar na modelagem dos transformadores e na simulação de transitórios em softwares EMTP, baseados na utilização da matriz de admitância do equipamento obtida em ensaios de resposta em frequência. Demonstra-se e propõe-se uma técnica capaz de compensar os erros do arranjo de ensaio utilizados nas medidas. Resultados obtidos são validados através de um estudo de caso num transformador elevador de 650 kV. Resultados preliminares deste trabalho foram publicados no Congresso Brasileiro de Automática em 2012 por SANS, OLIVEIRA e ARINOS (2012).

#### 1.2 Estrutura da Dissertação

Este trabalho tem início no Capítulo 1, onde é apresentado o problema das falhas dos transformadores e dos transitórios que atingem os terminais dos transformadores seguido das justificativas para o estudo aprofundado sobre os métodos de medição dos ensaios de resposta em frequência para modelagem de transformadores.

No Capítulo 2 tem-se uma revisão bibliográfica sobre ensaios de resposta em frequência. Será explanado sobre o método e os circuitos de ensaio utilizados, descrevendo os resultados que são obtidos com o acompanhamento dos ensaios de resposta em frequência.

No Capítulo 3, é explanado sobre os métodos de modelagem de transformadores utilizados desde, seu surgimento até os dias atuais, destacando principalmente a evolução da modelagem de transformadores pelo método Caixa-Preta utilizada no estudo de eventos transitórios. Será abordado ainda o método *Vector Fitting*, utilizado para gerar os modelos que foram utilizados no presente trabalho.

No Capítulo 4 serão descritos os métodos para a obtenção da matriz de admitância e a influência apresentada pelos circuitos de medição na modelagem final do equipamento. Será apresentada uma metodologia para compensar as possíveis influências dos sistemas de medição no resultado final do modelo.

No Capítulo 5 serão detalhadas as principais características do objeto de teste, um transformador de 650 kV, utilizado como estudo de caso. Será apresentado o sistema de medição de resposta em frequência utilizado para medir os elementos da matriz de

admitância do transformador. Para finalizar o capítulo, serão apresentados os resultados das curvas de resposta em frequência medidas do transformador estudo de caso, com e sem o uso da metodologia de compensação.

No Capítulo 6 serão apresentados os modelos tendo como base a matriz de admitância original e o modelo obtido utilizando a matriz de admitância corrigida pelo método de compensação apresentado no Capítulo 4. Para validar a metodologia de compensação proposta, serão apresentados resultados de simulações digitais nos modelos, comparando as curvas obtidas com dados de ensaios reais de laboratório quando da aplicação de uma onda do tipo impulso atmosférico e de uma onda do tipo degrau aplicados a um dos terminais do transformador.

Finalmente, no Capítulo 7 serão apresentadas as conclusões e os trabalhos futuros que poderão ser desenvolvidos no tema que tange aos métodos de medição da matriz de admitância.

### CAPÍTULO 2

# ENSAIOS DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA EM TRANSFORMADORES

Neste capítulo será realizado um breve histórico do surgimento do ensaio de resposta em frequência (SFRA) para transformadores de potência, sendo posteriormente apresentados os motivos da utilização do ensaio de SFRA em transformadores de potência, abordando as medições efetuadas e seus respectivos circuitos de ensaio. Para finalizar será apresentada a utilização da metodologia no diagnóstico de falhas em transformadores através das curvas comparativas dos ensaios de resposta em frequência.

#### 2.1 Histórico

Os transformadores de potência são equipamentos projetados e construídos para funcionar sem falhas durante 30 ou 40 anos. Porém, como todo equipamento elétrico, estão sujeitos a falhas e estas podem ser catastróficas. Geralmente uma falha catastrófica num transformador está ligada a problemas nos enrolamentos gerados por eventos transitórios do sistema. Ao sofrer um evento transitório, o transformador fica sujeito a esforços eletromecânicos que fazem com que os enrolamentos se desloquem e/ou deformem. Este processo de movimentação do enrolamento, pode fazer com que as espiras entrem em curto-circuito devido ao atrito gerado entre elas (BREYTENBACH, 2000).

Além das falhas devido a eventos transitórios, os transformadores podem apresentar afrouxamento quando transportados, o que diminui a sua resistência mecânica e, em conjunto com esforços eletromecânicos de seu funcionamento natural, pode danificar o equipamento.

Em meados dos anos 60, pesquisadores poloneses, britânicos e americanos desenvolve-

ram e aprimoraram uma técnica, com aplicação em campo, para detectar se o enrolamento do transformador passou ou falhou no ensaio de curto-circuito para a determinação de danos mecânicos (LECH; TYMINSKI, 1966; WATERS et al., 1968; GILLIES; HUMBARD; ROGERS, 1973). Denominado de *Low Voltage Impulse* (LVI), este método consiste em aplicar ondas de impulso atmosférico em baixa tensão, da ordem de centenas de volts (V), em um terminal do enrolamento do transformador e medir, nos outros terminais, as tensões impulsivas resultantes. Por comparação, no domínio do tempo, entre as respostas obtidas antes e depois dos ensaios de tipo e rotina em fábrica, é possível determinar a presença de danos mecânicos no enrolamento.

Uma alternativa a este método no domínio do tempo foi desenvolvida posteriormente por pesquisadores da Ontario Hydro (DICK; ERVEN, 1978) onde, através de um gerador de sinais, aplicam-se sinais de tensão senoidais de diferentes frequências a um terminal do enrolamento do transformador. A amplitude e fase dos sinais obtidos em outros terminais selecionados em função da frequência constituíam o método no domínio da frequência, denominado de *Frequency Response Analysis* (FRA).

Na verdade, deformações em enrolamentos podem causar alterações na indutância e na capacitância relativas à estrutura física do enrolamento. Estas pequenas alterações nem sempre são detectadas pelo método de medição da corrente de excitação ou por métodos convencionais, tais como, medição da relação, impedância e indutância em 60 Hz. Entretanto, o método LVI, e depois o método FRA, se revelaram particularmente sensíveis a estas deformações constituindo, principalmente este último, na ferramenta preferida para verificar danos mecânicos em enrolamentos.

Durante os anos 80, as pesquisas sobre FRA continuaram sendo conduzidas, principalmente pelo Central Electricity Generating Board (depois National Grid) no Reino Unido. No final dos anos 80 e durante os anos 90, esta tecnologia foi também aplicada por outras concessionárias europeias e se disseminou internacionalmente, devido aos grupos de trabalho e artigos especializados no âmbito do CIGRE e da companhia EuroDoble.

Em trabalho publicado por VAESSEN e HANIQUE (1992), foi apresentada uma nova

metodologia de diagnóstico em transformadores denominada de *Impulse Frequency Res*ponse Analysis (IFRA). Este método foi adotado pelo KEMA, laboratório criado pela Dutch Electricity na Holanda e se caracteriza pela aplicação de impulsos de baixa tensão em um terminal e pela medida de tensão / corrente na outra extremidade do enrolamento. Estes sinais são convertidos para o domínio da frequência, o que permite obter a curva da resposta em frequência.

Em 1995, os pesquisadores da Universidade de Alborg, Dinamarca, apresentaram os resultados do método FRA, porém com varredura de frequência senoidal sequencial e automatizado, conhecido como *Sweeped Frequency Response Analysis* ou SFRA (BAK-JENSEN; BAK-JENSEN; MIKKELSEN, 1995). Neste trabalho, é verificada a sensibilidade do método para os seguintes problemas: condição e qualidade do óleo isolante quando há variação na constante dielétrica; alteração na condição do núcleo magnético; curto-circuito entre espiras e envelhecimento do transformador.

Entre os anos de 1995 e 2005, estudos sobre o método de SFRA investigaram e elucidaram detalhes importantes da técnica de medida, equipamentos e conexões de cabos e procedimentos de comparação entre os espectros medidos (LAPWORTH; NOONAN, 1995; LAPWORTH; JARMAN, 1997; NOONAN, 1997; VANDERMAAR; M.WANG, 1997; MOISSONNIER, 1999; VANDERMAAR et al., 1999; AN, 1999). Estes estudos também relatam que o método LVI, com a comparação de ondas de impulso em BT no domínio do tempo, possui melhor sensibilidade que os outros métodos na detecção de problemas nos transformadores, porém, como grande desvantagem para aplicação em campo, possui repetitividade muito pobre. Isto ocorre devido, principalmente, à fonte de impulso e a disposição dos cabos de teste, sendo que estes últimos requerem exatamente a mesma disposição. Caso contrário, diferenças existentes poderão inviabilizar os resultados.

Assim, a Seção 2.2 apresenta a metodologia relacionada ao ensaio de resposta em frequência, detalhando de maneira sucinta a sua utilização no diagnóstico de falhas de transformadores. Posteriormente, na Seção 2.3 são apresentadas as configurações de ensaios utilizadas. Para finalizar o Capítulo, na Seção 2.4 são apresentados os diagnósticos possíveis com a comparação de curvas de ensaios de SFRA.

#### 2.2 O Método de SFRA

Para a compreensão das consequências de problemas ou falhas que ocorrem nas estruturas dos enrolamentos e sua correlação com sua resposta dinâmica, faz-se necessário ilustrar um circuito equivalente de um transformador monofásico com apenas dois enrolamentos, conforme Figura 2.1.



Figura 2.1: Circuito equivalente de transformador representado por uma rede RLC complexa

Nota-se que este circuito equivalente é caracterizado por impedâncias compostas de resistências, indutores e capacitores, compondo uma extensa rede RLC de natureza passiva (SWEETSER; McGRAIL, 2003). A Figura 2.2 ilustra uma visão transversal de poucas espiras de um enrolamento demonstrando os elementos que compõe a rede RLC.

Basicamente, o circuito equivalente está diretamente ligado à configuração geométrica dos enrolamentos, núcleo e tanque do transformador. Alterações construtivas que venham a ocorrer no interior do equipamento acarretam em variações, principalmente nos capacitores e indutores, que compõem esta complexa rede RLC do transformador.



Figura 2.2: Seção Tranversal de um enrolamento

De maneira geral nos ensaios de resposta em frequência em transformadores de potência, pode-se observar que (CIGRE JWG A2/C4-03, 2011):

- Baixas Frequências (f < 1 a 10 kHz): a influência da capacitância é negligenciável e o enrolamento comporta-se como um indutor e um resistor em série. A natureza indutiva advém do circuito magnético do núcleo.
- Frequências Médias (1 a 10 kHz < f < 100 kHz): a atenuação do sinal, passando através do enrolamento, é determinada pelas naturezas indutivas e capacitivas da malha. Contudo, na região de frequência mais altas, as características indutivas são determinadas pelo fluxo de dispersão e as características capacitivas são determinadas pelos vários elementos capacitivos entre espiras e entre enrolamentos. A propagação torna-se mais complexa devido às várias ressonâncias que podem ocorrer.
- Frequências Altas (f > 100 kHz): os sinais senoidais se propagam principalmente pela parte externa do enrolamento, refletindo em outros elementos do transformador, p. ex., terminais, isolação suporte, entre outros.

Fazendo uso de ensaios de SFRA é possível detectar as alterações nos parâmetros

dos elementos que compõem as redes RLC dos equipamentos, basicamente os capacitores e indutores. Desta forma, problemas como deslocamento ou deformação axial do enrolamento, curto-circuito entre espiras e enrolamento em aberto, estruturas de fixação quebradas ou soltas, problemas de montagem e fechamento do núcleo, colapso parcial do enrolamento, aterramento do núcleo danificado, movimento do núcleo, compressão do enrolamento e alteração qualquer nas capacitâncias e indutâncias podem ser detectadas através da comparação entre uma curva anterior e outra curva obtida após alguns dos eventos mencionados.

Denomina-se de curva assinatura as curvas resultantes dos ensaios de resposta em frequência do transformador a serem utilizadas como comparação num tempo a posteriori, geradas de preferência em fábrica, quando finalizado o processo fabril e os ensaios de tipo do equipamento. Desta maneira os ensaios de SFRA podem ser repetidos em qualquer tempo e, por comparação, verificar se alterações ocorreram auxiliando no diagnóstico de falhas ou eventos fora da operação normal dos equipamentos.

Além do auxílio no diagnóstico de falhas em transformadores, mais recentemente os ensaios baseados na resposta em frequência vem sendo utilizados para analisar as frequências naturais dos equipamentos. As frequências naturais dos transformadores podem vir a coincidir com frequências excitadas nas instalações onde estes se encontram, fato que pode ser prejudicial devido à amplificação de surtos oriundos de eventos transitórios.

Outra aplicação para as curvas obtidas através de ensaios de resposta em frequência está na geração de modelos conhecidos como Caixa-Preta, uma vez que, através da medição da impedâncias próprias e mútuas de todos os terminais, é possivel estabelecer um modelo para uma ampla banda de frequência. A metodologia utilizada para determinar a matriz de admitância e os métodos de medição utilizados, foco deste trabalho, estarão descritos no Capítulo 4.

### 2.3 Configurações de Ensaio em testes de SFRA

A técnica mais comumente utilizada para realizar a medida de resposta em frequência é injetar um sinal senoidal de tensão em um terminal do enrolamento em relação ao tanque aterrado e medir a tensão, através de uma impedância conhecida, em um outro terminal do transformador, com a referência sendo também o tanque aterrado do transformador. A tensão injetada no terminal de entrada é medida e usada como a referência para os cálculos dos ensaios.

A amplitude da resposta (geralmente apresentados em (dB)) em função da frequência é o modulo da razão entre o sinal de saída  $(V_o)$  e a tensão da fonte  $(V_i)$ , e o ângulo é a diferença angular do sinal da fonte  $(V_i)$  e o sinal de saída  $(V_o)$ , conforme Equações 2.1 e 2.2.

$$|H(jw)| = \frac{V_o(jw)}{V_i(jw)} \tag{2.1}$$

$$\angle H(jw) = \angle V_o(jw) - \angle V_i(jw) \tag{2.2}$$

O circuito de medida básico é apresentado na Figura 2.3.



Figura 2.3: Circuito de medida usado no ensaio de varredura em frequência

Na Figura 2.3,  $V_f(t)$  é o sinal injetado e  $V_i(t)$  e  $V_o(t)$  são as medidas da tensão de referência e de teste,  $Z_t$  é a impedância a ser medida pelo ensaio,  $R_i$  e  $R_o$  são as resistências utilizadas para determinar respectivamente as tensões de referência e de teste. A impedância interna do gerador de sinais geralmente é igual a 50  $\Omega$ .

Uma vez que H(jw), isto é, a função de transferência do objeto de teste  $Z_t$  da Figura 2.3, definida como a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, a impedância do objeto de teste  $Z_t$  a ser obtida em muitos ensaios de SFRA pode ser definida conforme Equação 2.3:



$$Z_t(jw) = \frac{R_o}{H(jw)} - R_o \tag{2.3}$$

Figura 2.4: Diagrama de Bode - Módulo da impedância de um ensaio de SFRA em transformador

A banda de frequência dos ensaios para transformadores de potência geralmente tem início em 20 Hz sendo finalizados em 2 MHz, sendo o incremento de uma frequência para outra dependente do número de frequências que deverão ser medidas. Geralmente são utilizados 200 pontos por década. Para apresentação dos resultados, a maneira mais comumente utilizada é através do diagrama de Bode, conforme exemplo ilustrado pela Figura 2.4.

Os principais ensaios realizados pelos fabricantes de transformadores e pelas concessionárias de energia elétrica são os ensaios de impedância terminal com circuito aberto e curto-circuitado, ensaio de capacitância entre enrolamentos e o ensaio de indutância do enrolamento. Estes ensaios estão descritos nas Seções 2.3.1 a 2.3.4, a seguir.

#### 2.3.1 Ensaio de Impedância Terminal com Circuito Aberto

No ensaio denominado de impedância terminal com circuito aberto, também conhecido como end-to-end, o objetivo é determinar a impedância de entrada do terminal sob ensaio. Neste caso aplica-se um sinal senoidal de tensão no terminal de entrada do enrolamento e a corrente é medida no outro terminal deste mesmo enrolamento através de um shunt resistivo  $R_o$ , cujo valor geralmente é de 50  $\Omega$ . Todos os outros terminais do transformador devem estar em aberto, conforme ilustrado no circuito de ensaio da Figura 2.5.



Figura 2.5: Circuito de ensaio de SFRA para impedância terminal com circuito aberto

Neste ensaio, o sinal pode ser injetado tanto pelo terminal de fase do enrolamento como pelo terminal do neutro, caso o transformador venha a possuir. Para se medir o sinal injetado é utilizado um resistor de casamento  $R_i$ , geralmente de 50  $\Omega$ .

Também neste ensaio, a dinâmica predominante vizualizada é a impedância de mag-
netização do transformador para baixas frequências (CIGRE WG A2.26, 2008), uma vez que, se o enrolamento secundário está em aberto e as resistências elétricas do enrolamento sob ensaio e as resistências de perdas do núcleo não variam com a frequência, a impedância de magnetização prevalece em caso de alterações que venham a ocorrer no núcleo do transformador.

## 2.3.2 Ensaio de Impedância Terminal Curto-Circuitado

No ensaio denominado de impedância terminal curto-circuitado, também conhecido como end-to-end short-circuit, o sinal de tensão é injetado numa extremidade do enrolamento e a resposta do sinal medida no outro terminal deste mesmo enrolamento, através de um shunt resistivo  $R_o$  cujo valor geralmente é de 50  $\Omega$ , com os demais enrolamentos da fase sob ensaio curto-circuitados, conforme Figura 2.6.



Figura 2.6: Circuito de ensaio de SFRA para impedância terminal curto-circuitado

Esta configuração de ensaio assemelha-se com a configuração apresentada na seção 2.3.1, porém as medições não apresentam mais a influência da impedância de magnetização e sim a influência da indutância de dispersão. O resultado se assemelha com o ensaio de perdas de curto-circuito realizados em transformadores. A Figura 2.7 contém duas curvas de ensaio de impedância terminal, porém com os terminais em aberto e em curto, para o mesmo transformador. A resposta em frequência possui ganho menor no ensaio em



Figura 2.7: Resultado de ensaio de SFRA de impedância terminal aberto e curtocircuitado

curto em relação ao caso com terminal em aberto. Isto se deve à impedância de dispersão ser predominante, sendo esta muito menor que a impedância de magnetização. Em altas frequências as respostas dos ensaios de impedância terminal com terminais abertos ou curto-circuitados são similares (CIGRE WG A2.26, 2008).

#### 2.3.3 Ensaio de Capacitância entre Enrolamentos

No ensaio de SFRA para determinar a capacitância entre enrolamentos, o sinal de tensão é aplicado na extremidade de enrolamento primário e a resposta em corrente medida na extremidade do enrolamento secundário da mesma fase através de um shunt resistivo  $R_o$ cujo valor geralmente é de 50  $\Omega$ , conforme Figura 2.8.

Para a medição do sinal de entrada  $V_i$  utiliza-se um resistor de casamento  $R_i$  geralmente de 50  $\Omega$ .

Conforme o próprio nome sugere, o principal objetivo deste ensaio é analisar a capacitância entre enrolamentos do transformador.



Figura 2.8: Circuito de ensaio de SFRA para capacitância entre enrolamentos

#### 2.3.4 Ensaio de Relação

No ensaio de SFRA para determinar a relação de transformação do transformador, o objetivo é determinar a função de transferência do equipamento. Neste ensaio, o sinal é aplicado no terminal de alta tensão do enrolamento e a resposta é medida no terminal correspondente no lado de baixa tensão da mesma fase. A extremidade dos outros dois terminais, de alta e de baixa tensão, devem ser aterrados, conforme Figura 2.9.



Figura 2.9: Circuito de ensaio de SFRA para relação de transformação

Neste ensaio, utilizam-se resistores de 1 M $\Omega$  para os resistores  $R_i \in R_o$ , determinando em baixas frequências a relação entre espiras da fase do transformador.

## 2.4 Diagnósticos em Transformadores

O diagnóstico em transformadores através da utilização das curvas de SFRA vem sendo objeto de estudo de diversos grupos de pesquisadores no âmbito nacional e internacional. Alguns dos resultados do esforço por eles despendidos foram apresentados pelo grupo do IEEE (IEEE FRA Task Force C.57.149, 2005) e o grupo da IEC (IEC 60076-18, 2012). Nestes estudos, são indicados e exemplificados os cuidados necessários que devem ser levados em consideração, quando na montagem e realização dos ensaios, bem como na apresentação dos resultados (MARTINS, 2007).

Um exemplo de estudo voltado para medir o grau de deformação de um equipamento foi apresentado pela COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA (2004). Neste estudo foi apresentada uma metodologia para se obter um fator K que relaciona o grau de deformação do transformador, conforme apresentado na Tabela 2.1. O valor de K, para baixas, médias e altas frequências é calculado em função da análise comparativa entre curvas de ensaio, antes e depois de uma ocorrência.

$K_{BF}$	$K_{MF}$	$K_{AF}$	Grau de Deformação
$K \ge 2,0$	$K \ge 1,0$	$K \ge 0.6$	Nenhum
$2,0 > K \ge 1,0$	$1,0 > K \ge 0,6$	-	Leve
$1,0 > K \ge 0,6$	K < 0.6	-	Moderado
K < 0,6	-	-	Grave

Tabela 2.1: Critério de Deformação conforme norma chinesa em kHz

Sendo:  $K_{BF} : 1 \ kHz < K < 100 \ kHz$   $K_{MF} : 100 \ kHz < K < 600 \ kHz$  $K_{AF} : 600 \ kHz < K < 1 \ MHz$ 

Até hoje, não existe metodologia que estabeleça limites para diferenças entre as curvas de um transformador e que esteja consolidada pelos comites ou órgãos representativos. Porém, é consenso que diferenças apresentadas entre curvas de mesmo ensaio num mesmo equipamento podem representar algum problema no transformador. A Tabela 2.2, contém

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

Tabela 2.2: Diagnóstico IEEE para Ensaios de FRA

uma relação entre a faixa de frequência onde há diferença e o provável problema associado (MARTINS, 2007).

A seguir são apresentados alguns exemplos de problemas em tranformadores de potência detectados através dos ensaios de SFRA. Estes exemplos estão relatados em estudo apresentado pelo CIGRE WG A2.26 (2008) e demonstram a funcionalidade da metodologia.

#### Blindagem flutuando entre enrolamento de Alta e Baixa Tensão

A Figura 2.10 apresenta as curvas de SFRA de Impedância Terminal em Aberto no enrolamento de Alta Tensão e Capacitância entre Enrolamentos de Alta e Baixa Tensão realizadas num transformador de 42 MVA de 115/46 kV ligado em triângulo-estrela.



Figura 2.10: Comparação de curvas de SFRA: Problema na fase B (CIGRE WG A2.26, 2008)

Neste caso, a comparação é entre fases e não entre curvas em diferentes momentos no tempo. A resposta da fase B apresenta-se claramente diferente das fases A e C em ambos os ensaios, evidenciando algum problema no equipamento. Este problema foi constatado ao se inspecionar o transformador, evidenciando a presença de curto nas fitas de blindagem entre os enrolamentos de alta e baixa tensão. A Figura 2.11 apresenta o problema causado por defeito nas fitas de blindagem.



Figura 2.11: Problema na blindagem da AT da fase B (CIGRE WG A2.26, 2008)

#### Movimentação do Enrolamento de Regulação

A Figura 2.12 apresenta as curvas de SFRA de Impedância Terminal em Curto realizadas nos enrolamentos de regulação de um transformador trifásico de 120/26,4 kV de 47 MVA, ligado em estrela-triângulo.



Figura 2.12: Comparação de curvas de SFRA: Problema na fase A do enrolamento de regulação (CIGRE WG A2.26, 2008)

Neste caso, a comparação é entre fases e não entre curvas em diferentes momentos no tempo. Nota-se que a resposta da fase A apresenta-se claramente diferente das fases B e C, evidenciando algum problema no equipamento. Este problema foi constatado ao se abrir o equipamento, evidenciando um problema na fase A do enrolamento de regulação. A Figura 2.13 apresenta o problema no enrolamento evidenciado pelo ensaio de SFRA.



Figura 2.13: Problema na fase A do enrolamento de regulação (CIGRE WG A2.26, 2008)

#### Curto entre Lâminas do Núcleo

Neste exemplo, a Figura 2.14 ilustra as curvas de SFRA de Impedância Terminal em Aberto no enrolamento de Alta Tensão de um transformador de 250 MVA de 212kV/110kV/10,5kV antes e depois da recuperação no núcleo do equipamento, que apresentava derretimento nas chapas do núcleo.



Figura 2.14: Comparação de curvas de SFRA: Problema no núcleo (CIGRE WG A2.26, 2008)

A curva antes da recuperação se apresenta claramente diferente das outras duas realizadas após a recuperação do núcleo. A Figura 2.15 apresenta o problema de curto nas chapas do núcleo.



Figura 2.15: Problema de curto nas chapas do núcleo (CIGRE WG A2.26, 2008)

#### Curto entre Espiras

Neste exemplo, ilustra-se a aplicação da medição de curvas de SFRA de Capacitância entre Enrolamentos para determinação de defeito em um transformador de 140 MVA de 220kV/69kV. As curvas relacionadas estão apresentadas na Figura 2.16.



Figura 2.16: Comparação de curvas de SFRA: Curto entre Espiras (CIGRE WG A2.26, 2008)

Através da Figura 2.16, nota-se que o resultado da fase H3X3 apresenta-se diferente

dos demais terminais, evidenciando a presença de defeito no equipamento. Após análise, viu-se que o problema apresentado foi de curto entre espiras na fase na fase H3X3.

## 2.5 Considerações Finais

Este capítulo apresentou um histórico e descreveu a metodologia de ensaio de resposta em frequência, utilizada inicialmente para auxiliar no diagnóstico de falhas em transformadores. Com base nesta metodologia de ensaio, modelos matemáticos que representem o funcionamento de um transformador podem ser gerados.

No Capítulo 3 que se segue, uma abordagem sobre os modelos de transformadores é realizada.

# CAPÍTULO 3

#### MODELAGEM DE TRANSFORMADORES

Neste capítulo, serão abordados os modelos de transformadores utilizados para a simulação de eventos que venham atingir seus terminais. Inicialmente, explana-se sobre a origem destes modelos e, após este enfoque histórico, explicar-se-á sobre a utilização dos modelos embasados nas características construtivas que dão origem aos modelos conhecidos como *Modelos Abertos* ou *Caixa-Branca*. Na sequência serão apresentados os modelos obtidos a partir de medições efetuadas nos trasformadores originando os modelos conhecidos como *Modelos Fechados* ou *Caixa-Preta*. Para finalizar, será explicado sobre o método denominado de *Vector Fitting*, método este que pode ser utilizado para gerar os modelos de transformadores tipo *Caixa-Preta*, isto é, modelos das matrizes de admitância dos transformadores, abordagem esta utilizada no presente trabalho.

## 3.1 Origem dos Modelos de Transformadores

Baseados nas propriedades da indução magnética descobertas for Joseph Henry e Michael Faraday em 1830, os primeiros transformadores foram desenvolvidos e patenteados por Gaulard e Gibbs em 1885, sendo produzidos em maior escala por George Westinghouse nos anos posteriores (HARLOW, 2011). Somente no início do século XX, um estudo do transformador no que se refere a resposta do equipamento frente a ondas de alta frequência foi realizado. Em trabalho apresentado por THOMAS (1902), ficou demonstrado que a resposta dos enrolamentos dos transformadores frente a ondas geradas por descargas atmosféricas e por surtos de manobra eram não lineares. Assim, deu-se início aos estudos abrangendo o desenvolvimento de modelos dos equipamentos capazes de reproduzir o funcionamento dos transformadores para eventos transitórios. Em um primeiro momento, o objetivo foi auxiliar os fabricantes a constituirem projetos confiáves a custos praticáveis e, posteriormente, para as empresas do setor de energia elétrica conhecerem a interação dos transformadores nas redes das concessionárias através de estudos de coordenação de isolamento (BJERKAN, 2005).

A partir dos estudos apresentados por STEINMETZ (1913) e BLUME e BOYAJIAN (1919), pesquisas voltadas a representação dos enrolamentos e suas respostas frente a impulsos rápidos começaram a evoluir. No estudo de STEINMETZ (1913) foram introduzidos os conceitos da instabilidade dos circuitos frente a variação de frequência das ondas, determinando que o enrolamento do tranformador funciona como uma capacitância para altas frequências. Já BLUME e BOYAJIAN (1919) definiram o conceito de indutância do enrolamento e a metodologia para o cálculo da indutância de dispersão, descrevendo a diferença entre a indutância própria e indutância mútua.

Atualmente, os estudos de coordenação de isolamento atendem os eventos apresentados na Tabela 3.1 com dois modelos de transformadores distintos.

Grupo	Faixa de Frequência	Característica do	Classificação do
		Evento	Evento
Ι	$0{,}1~\mathrm{Hz}$ a $3~\mathrm{kHz}$	Oscilação de Baixa	Sobretensão Tem-
		Frequência	porária
II	$50~\mathrm{Hz}$ a $20~\mathrm{kHz}$	Surto de Frente Lenta	Sobretensão de Mano-
		Surto de Fiente Denta	bra
III	10 kHz a 3 MHz	Surto de Frente	Sobretensão por Des-
		Rápida	carga Atmosférica
IV	100  kHz a $50 MHz$	Surto de Frente Muito	Sobretenções por Rea-
		Rápida	cendimento de Arco

Tabela 3.1: Classificação de Eventos por Faixa de Frequência (CIGRE WG 33-02, 1990)

Nos estudos de eventos oriundos de manobras e os impactos da energização de transformadores, representados pelos grupos I e II da Tabela 3.1, "as sobretensões e sobrecorrentes são influenciadas pela tensão pré-manobra, pela aleatoriedade no instante de fechamento e a dispersão entre pólos dos equipamentos de manobra (disjuntores), pela característica não linear do núcleo ferromagnético (fenômeno da saturação), pela magnitude e polaridade do fluxo residual (histerese, quando considerada), pela impedância harmônica vista do ponto de conexão em relação ao sistema, pela interação com os demais equipamentos presentes nas proximidades, dentre outros fatores" (ANTUNES et al., 2009), sendo atendidos em geral por modelos Caixa-Branca simples, lineares ou não-lineares.

Nos estudos que envolvem os grupos III e IV da Tabela 3.1, com eventos cuja banda de frequência vai de 10 kHz a eventos acima de 3 MHz, características do transformador como a saturação e histerese deixam de ser relevantes, dando maior representatividade a características como capacitância concentrada para a terra, por uma rede de capacitâncias concentradas ou por um modelo equivalente que considere a dependência com a freqüência para a admitância de entrada do transformador obtidos em ensaios de resposta em frequência específicos (ANTUNES et al., 2009), sendo atendidos por modelos Caixa-Preta. Os fabricantes de transformadores fazem uso de modelos abertos para estudos envolvendo os grupos III e IV da Tabela 3.1 com o intuito de estudar a resposta dos enrolamentos frente a estes eventos. Porém, para que este tipo de modelo seja gerado, é necessário o conhecimento construtivo completo do equipamento.

A Seção 3.2 detalhará os modelos abertos por parâmetros concentrados e modelos abertos por parâmetros distribuídos, demonstrando a diferença entre ambos e a utilização de cada um nos estudos de coordenação de isolamento. Posteriomente, na Seção 3.3, será abordado sobre os modelos caixa-preta, comentando sobre as pesquisas que deram origem a estes modelos quando aplicados aos problemas de transformadores. O *Vector Fitting*, utilizado por este estudo para a geração dos modelos será descrito na Seção 3.4.

Mais detalhes sobre modelagem de transformadores, aí incluindo a representação Caixa-Cinza, é também encontrada em CIGRE JWG A2/C4.39 (2013).

## 3.2 Modelos Caixa-Branca

Os modelos Caixa-Branca de transformadores são gerados através do conhecimento dos parâmetros elétricos como resistências, condutâncias, indutâncias e capacitâncias dos equi-

pamentos, parâmetros estes que regem o funcionamento do transformador. Para obter estes parâmetros, características construtivas e de funcionamento do transformador são necessários. Modelos Caixa-Branca podem também ser classificados como modelos por *Parâmetros Concentrados* e modelos por *Parâmetros Distribuídos*.

Modelos a parâmetros concentrados são modelos onde a variação espacial do estado de suas variáveis dentro de um VOLUME DE CONTROLE não é considerado de forma explícita. Normalmente possuem representação mais simplificada que modelos a parâmetros distribuídos, e (no caso linear) podem ser descritos por equações diferencias ordinárias (Ljung; Glad, 1994).

Modelos a parâmetros distribuídos são modelos onde as variações espaciais do estado de suas variáveis são consideradas. Os estados não são função apenas de uma variável independente, como o tempo, mas também do espaço dentro de um VOLUME DE CON-TROLE. Normalmente possuem representação complexa e são representados por equações diferencias parciais (Ljung; Glad, 1994).

Os modelos de transformadores baseados em parâmetros concentrados são aqueles que necessitam de um prévio conhecimento construtivo do equipamento que, em conjunto com informações obtidas através de ensaios laboratoriais, possiblitam a geração de um modelo baseado em um conjunto de elementos, normalmente parâmetros elétricos. Entretanto, normalmente o modelo calculado possui limitação na banda de frequência considerada, devido ao número restrito de elementos lineares utilizados que acabam por não representar o enrolamento e o transformador como um todo ou de forma conveniente na presença de sinais com frequências mais elevadas (MARTINEZ et al., 2005).

A representação e utilização de modelos de transformadores fazendo uso de elementos concentrados, normalmente são aplicados em estudos que envolvam fenômenos dos grupos I e II apresentados na Tabela 3.1 e não dependem de um conhecimento muito aprofundado do equipamento.

Para se compreender melhor este modelo, considerar-se-á um transformador constituído por dois solenóides N1 e N2, representando os enrolamentos, e o núcleo, conforme ilustrado na Figura 3.1.



Figura 3.1: Fluxo Magnético num solenóide representando o transformador

Na Figura 3.1, quando o solenóide  $N_1$  é excitado por uma tensão senoidal, este é percorrido por uma corrente de excitação  $i_{exc}$ . Em função da resistência ôhmica R deste solenóide, uma queda de tensão  $v_r$  é estabelecida devido a corrente de excitação nesta resistência, sendo determinada pela Equação 3.1, a seguir:

$$v_r(t) = i_r(t)R. \tag{3.1}$$

Também devido à corrente de excitação  $i_{exc}$ , um fluxo magnético é estabelecido envolvendo o solenóide e uma segunda parte do fluxo, denominado de fluxo disperso  $\phi_{disp}$ , tem o seu caminho percorrido externamente ao núcleo magnético do transformador, não produzindo efeito magnetizante sobre o núcleo. Esse fluxo disperso acaba induzindo uma tensão dispersa  $v_{disp}$  determinada pela Equação 3.2, a seguir:

$$v_{disp}(t) = X_{disp}i_{exc}(t) = wL_{disp}i_{exc}(t).$$
(3.2)

Sendo:

 $X_{disp}$ : reatância de dispersão ( $\Omega$ ); w:  $2\pi f$  (rad/s); f: Frequência da tensão aplicada (Hz);  $L_{disp}$ : Indutância de dispersão (H).

A parte do fluxo magnético estabelecida internamente no núcleo do transformador, acaba por determinar a magnetização do equipamento. Este fluxo, denominado de fluxo de magnetização  $\phi_{mag}$ , é responsável por induzir uma tensão de magnetização  $v_{mag}$ , determinada pela Equação 3.3,

$$v_{mag} = X_{mag} i_{exc} = w L_{mag} i_{exc}.$$
(3.3)

Sendo:

 $X_{mag}$ : reatância de magnetização ( $\Omega$ );

 $L_{mag}$ : Indutância de magnetização (H).

Uma vez que a corrente de excitação é composta de uma componente de magnetização e uma segunda componente que supre as perdas no núcleo, o circuito que representa a energização de um enrolamento pode ser apresentado conforme a Figura 3.2.

Na Figura 3.2, tem-se:

 $R_1$ : Resistência do Enrolamento Primário ( $\Omega$ );

 $L_{disp1}$ : Indutância de Dispersão do Enrolamento Primário (H);

 $R_n$ : Resistência das perdas ( $\Omega$ );

 $L_{mag}$ : Indutância de magnetização (H).

Considerando agora o enrolamento do segundo solenóide sob carga, a representação completa do transformador pode ser representada conforme ilustrado pela Figura 3.3. A



Figura 3.2: Modelo de um enrolamento levando em consideração as perdas

tensão que aparece no enrolamento secundário de um transformador, induzida através do fluxo oriundo do enrolamento primário resulta na circulação de uma corrente no enrolamento secundário do transformador. Esta corrente, seguindo os preceitos da Lei de Lenz, será de modo que se estabeleça um fluxo magnético que contrarie a variação do fluxo do enrolamento primário. Desta maneira o enrolamento secundário pode ser representado conforme a Figura 3.3.



Figura 3.3: Representação de um Transformador de dois enrolamentos

Na Figura 3.3, os parâmetros são determinados por:

 $R_2$ : Resistência do Enrolamento Secundário ( $\Omega$ );

 $L_{disp2}$ : Indutância de Dispersão do Enrolamento Secundário (H).

Em se tratando de simulações para eventos transitórios é importante também representar as capacitâncias existentes no equipamento, conforme modelo apresentado pela Figura 3.4. Para eventos com tempo de frente muito rápidas, estas capacitâncias são mais relevantes que os outros parâmetros considerados.



Figura 3.4: Modelo Concentrado de Transformadores

Na Figura 3.4 os parâmetros são determinados por:

- $C_1$ : Capacitância Parasita do Enrolamento Primário em relação ao Tanque (C);
- $C_2$ : Capacitância Parasita do Enrolamento Secundário em relação ao Tanque (C);
- $C_{12}$ : Capacitância entre Enrolamento Primário e Enrolamento Secundário (C).

Por outro lado, os modelos de transformadores com parâmetros distribuídos, são compostos por associações de parâmetros elétricos distribuídos, tal qual a representação de uma linha de transmissão longa com múltiplos condutores (MENDES, 1995), conforme ilustrado na Figura 3.5.



Figura 3.5: Modelo com Parâmetros Distribuídos

Estas associações, que podem ser representadas por quadripolos do tipo  $\pi$  (PI), constituem uma rede de n condutores caracterizados por matrizes de impedância (Z) e admitância (Y) que representam os acoplamentos eletromagnéticos entre as bobinas, espiras, enrolamento e estruturas adjacentes.

A Figura 2.2, novamente representada pela Figura 3.6, apresenta a seção transversal simplificada de um enrolamento, detalhando os parâmetros elétricos associados a este enrolamento, no qual podem ser encontrados para cada espira um modelo do tipo  $\pi$  (PI).



Figura 3.6: Seção tranversal de um enrolamento

As matrizes de admitância (Y) são obtidas através da consideração mais próxima das matrizes de capacitância (C), enquanto que a matriz de impedância (Z) é obtida através da consideração das matrizes de indutância (L) e relutância  $(\Re)$ , obtidas através das características construtivas e dos materiais que compõe o equipamento (MENDES, 1995).

No caso das capacitâncias, devem ser consideradas as capacitâncias parciais entre dois condutores adjacentes e capacitâncias entre um condutor e a terra, levando em consideração a permissividade dielétrica utilizada para determinar os valores de capacitância (MENDES, 1995).

No que tange às indutâncias e relutâncias, devem ser levadas em consideração as indutâncias parciais, próprias e mútuas, dos condutores existentes no enrolamento e seus acoplamentos magnéticos entre condutores adjacentes e não adjacentes e as relutâncias parciais de um determinado condutor e as relutância parciais entre condutores (MENDES, 1995).

Uma vez que as matrizes de capacitância (C), indutância (L) e relutância  $(\Re)$  são obtidas através das características construtivas dos transformadores, este tipo de modelagem fica restrita quase que exclusivamente aos fabricantes dos equipamentos. Quanto mais detalhado o modelo a ser obtido, mais elevadas serão as ordens das matrizes, e consequentemente maiores serão os esforços computacionais necessários para a resolução do modelo. Por outro lado possibilita o estudo do equipamento em vários pontos dos enrolamentos para ondas que contemplam os grupos III e IV apresentados na Tabela 3.1.

Por sua vez, a modelagem de transformadores por modelos de parâmetros distribuídos é praticamente impossibilitada para o estudo de coordenação de isolamento realizados pelas concessionárias, uma vez que estas não possuem as informações necessárias para a geração desta classe de modelos.

## 3.3 Modelos Caixa-Preta

Devido às dificuldades para a geração de um único modelo que contemple todas as bandas de frequência e das dificuldades para obtenção de informações construtivas dos transformadores, impossibilitando por muito os estudos de coordenação de isolamento para estudos do grupo IV da Tabela 3.1, esforços tem sido dispendidos com o intuito de gerar modelos dos equipamentos através de medições nos terminais dos transformadores. Fazendo uso do conhecimento de técnicas de identificação de sistemas, este tipo de modelagem consiste em se obter, a partir de dados de medição do equipamento, um modelo matemático capaz de representar a resposta vista dos terminais do transformador frente a uma entrada para uma larga banda de frequências.

A geração de modelos do tipo Caixa-Preta é realizada através da estimação dos parâmetros de um modelo linear ou não-linear, baseado em dados de entrada e saída medidos do processo que se deseja modelar. No caso do transformador, os dados a serem usados na estimação dos parâmetros do modelo se referem a matriz de admitância do equipamento, obtida através de ensaios de resposta em frequência.

A matriz de admitância de um transformador depende exclusivamente do número de terminais que este equipamento venha a possuir. Assim, sendo em um transformador com n terminais, a matriz de admitância deste equipamento será dada por:

$$\begin{bmatrix} I_{1}(jw) \\ I_{2}(jw) \\ \vdots \\ I_{n}(jw) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(jw) & Y_{12}(jw) & \cdots & Y_{1n}(jw) \\ * & Y_{22}(jw) & \cdots & Y_{2n}(jw) \\ \vdots & \vdots \\ * & * & Y_{nn}(jw) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{1}(jw) \\ V_{2}(jw) \\ \vdots \\ V_{n}(jw) \end{bmatrix}$$
(3.4)

Na Equação 3.4,  $I_i(jw)$  é a corrente medida no terminal *i* para a tensão  $V_j(jw)$  com uma frequência *w* aplicada no terminal *j*. A admitância  $Y_{ij}(jw)$  é a resposta em frequência do elemento (i, j) da matriz de admitância. O símbolo \* representa a forma simétrica da matriz.

O cálculo de  $Y_{ij}(jw)$  requer que todos os terminais do equipamento, exceto os terminais (i, j), estejam aterrados e que se meça  $I_i(jw)$  em função de  $V_j(jw)$ , para w variando na faixa de frequência para a qual o modelo será gerado e irá responder, por exemplo de 10 Hz a 10 MHz. Com isso, obtém-se:

$$Y_{ij}(jw) = \frac{I_i(jw)}{V_j(jw)}.$$
(3.5)

Uma vez que apenas os fabricantes dos transformadores possuem todas as informações construtivas e dos materiais que compõe os equipamentos, a matriz de admitância geralmente é medida através de ensaios de resposta em frequência.

Um dos primeiros estudos neste sentido foi realizado por VAESSEN (1988), onde foi gerado um modelo tipo Caixa-Preta para estudos de transitórios de alta frequência em transformadores utilizando o software EMTP. Através de ensaios num transformador de 400 kVA, foram obtidos valores da relação de transformação e da admitância dos enrolamentos, numa banda de frequências de 10 Hz a 6 MHz. A Figura 3.7 apresenta o modelo final gerado pelo experimento, sendo  $R_0$  as perdas no núcleo,  $L_0$  a indutância sem carga e  $C_0$  a capacitância de entrada. As variáveis de resistência, indutância e capacitância representadas respectivamente por  $R_k$ ,  $L_k$  e  $C_k$  com k = 1, ..., m são obtidas através dos ensaios em função da frequência da admitância do equipamento.



Figura 3.7: Modelo experimentos Vaessen (VAESSEN, 1988)

VAESSEN (1988) afirma que os picos de ressonância das curvas de resposta em frequência utilizadas para a determinação dos parâmetros apresentam largura de banda definidas, fato que não pode ser afirmado para todas as medidas de admitância. Para validar o estudo, VAESSEN (1988) apresenta resultados medidos e calculados de corrente e tensão para a aplicação de um sinal do tipo degrau em um dos terminais. Entretando, não apresenta uma metodologia envolvendo transformadores trifásicos.

Em estudo apresentado por MORCHED, MARTI e OTTEVANGERS (1993), propõese a geração de modelos através da medição da matriz de admitância dos terminais dos transformadores permitindo assim obter e simular modelos de transformadores multifase e multi-enrolamento, dependendo do conhecimento das características em frequência obtidos a partir de ensaios ou a partir da geometria do equipamento. Através da matriz de admitância dos terminais, cujos elementos  $Y_{ii}$  representam a admitância própria dos terminais do equipamento e  $Y_{ij}$  representam as admitâncias mútuas entre os terminais do equipamento, ambas obtidas por ensaios ou por cálculo, gera-se uma rede equivalente que representa o transformador para a faixa de frequência de interesse.

O modelo é gerado através da aproximação das admitâncias por funções racionais contendo pólos e zeros reais e/ou pólos e zeros complexos conjugados, realizando um ajuste para a determinação de quais pólos e zeros serão utilizados na aproximação.



Figura 3.8: Rede RLC de um elemento da matriz de admitância (MORCHED; MARTI; OTTEVANGERS, 1993)

O modelo é composto de várias redes RLC, conforme ilustrado na Figura 3.8, onde cada conjunto de rede representa a admitância  $Y_{ij}$  do transformador. Na Figura 3.8 os elementos RC das estruturas, identificas por HF, correspondem ao comportamento capacitivo para as altas frequências, os elementos RL das estruturas, identificadas por BF, correspondem ao comportamento indutivo em baixas frequências, incluindo perdas no núcleo, e os elementos RLC das estruturas, identificas por MF, correspondem ao comportamento das ressonâncias série e paralelas entre as médias e altas frequências.

A comprovação dos resultados apresentados pelos autores foi através da aplicação de uma onda degrau a qual foi medida e simulada, apresentando bons resultados entre ambas.

Um método para determinação de modelos Caixa-Preta bastante utilizado no contexto de sistemas de potência foi proposto por GUSTAVSEN e SEMLYEN (1999). Este método, conhecido como *Vector Fitting* (VF), considera ajustar dados medidos no domínio da frequência através de funções polinomiais racionais. Segundo classificação classicamente adotada para a representação de sistemas dinâmicos (REGINATO; OLIVEIRA, 2007; NELLES, 2001; CIGRE JWG A2/C4.39, 2013), os métodos apresentados por VAES-SEN (1988) e por MORCHED, MARTI e OTTEVANGERS (1993) dão origem a modelos Caixa-Cinza, enquanto que o método de GUSTAVSEN e SEMLYEN (1999) e outros dão origem a modelos Caixa-Preta. Outros métodos para determinação de modelos Caixa-Preta de elementos da matriz de admitância são descritos em OLIVEIRA e MITCHEL (2013), OLIVEIRA, CAMPELLO e AMARAL (2007), OLIVEIRA, MAESTRELLI e RO-CHA (2009), REGINATO (2008), REGINATO et al. (2008), MAESTRELLI (2010), MIT-CHEL, WELSH e OLIVEIRA (2010), WELSH, ROJAS e MITCHEL (2007)

A metodologia de VF será apresentada na seção 3.4, uma vez que esta abordagem será utilizada para gerar os modelos do transformador considerado no estudo de caso.

#### 3.4 Vector Fitting

Nesta seção, um resumo dos principais aspectos da abordagem *Vector Fitting* para determinação de modelos de componentes de um sistema elétrico de potência são apresentados.

Conforme procedimento clássico em métodos de identificação de sistemas (NELLES, 2001), o primeiro passo do VF é a seleção de uma estrutura de modelo para o equipamento a ser identificado. Assim sendo, assume-se que o componente do sistema elétrico é linear

e que pode ser representado por uma função de transferência Y(s):

$$Y(s) = \frac{X_o(s)}{X_i(s)},\tag{3.6}$$

onde  $X_i(s)$  e  $X_o(s)$  são as transformadas de Laplace dos sinais de entrada e saída do componente respectivamente, e s é uma variável complexa. Assume-se que Y(s) é uma função racional estável, podendo ser decomposta em frações parciais:

$$\widehat{Y}(s) = \sum_{n=1}^{N} \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh, \qquad (3.7)$$

onde  $c_n$  são os resíduos da decomposição em frações parciais de Y(s),  $a_n$  são os pólos podendo estes serem escalares reais ou pares complexos conjugados,  $d \in h$  são valores reais.

O método Vector Fitting resolve o problema de estimação dos parâmetros da função Y(s) seqüencialmente e iterativamente, tendo como base os dois estágios apresentados a seguir:

Primeiramente são utilizadas estimativas iniciais para os pólos, podendo estes serem reais ou complexos, distribuindo-os de maneira linear ou logarítmica, a se escolher, através de uma função de escalonamento. Este processo inicial é realizado para a banda de frequência de interesse.

Posteriormente, baseado na escolha dos pólos realizada, os resíduos  $c_n, d \in h$  são estimados através da definição de um problema do tipo mínimos quadrados.

Com base nos resíduos estimados, calcula-se um novo conjunto de pólos candidatos para o modelo e o procedimento é repetido iterativamente até que os pólos e os resíduos tenham convergido. Este processo iterativo é também conhecido como iterações de *Sanathanan-Koerner* (SANATHANAN; KOERNER, 1963).

Maiores detalhes sobre estes estágios podem ser encontrados em GUSTAVSEN e SEMLYEN (1999). O procedimento é repetido iterativamente até que uma solução adequada seja atingida.

O método *Vector Fitting* foi também proposto de modo que este processo iterativo possa ser resolvido de uma única vez para toda a matriz de admitância de um transformador (GUSTAVSEN, 2002). Neste caso, estima-se um mesmo conjunto de pólos para todos os elementos da matriz.

Ao final do processo iterativo do VF, o modelo para a matriz admitância completa pode ser reescrito usando a representação em espaço de estados, com matrizes (A, B, C, De H), sendo que  $Y_{nn}$ , uma matriz de admitância de n terminais por n terminais, é dada por:

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1}B + D + sH.$$
(3.8)

A partir deste modelo de espaço de estados é possível gerar um circuito equivalente, composto em vários blocos de circuitos RLC conectados em série e em paralelo que podem ser incorporados em um *software* do tipo EMTP.

#### 3.5 Considerações Finais

O presente capítulo, apresentou os detalhes de modelos de transformadores que podem ser obtidos a partir de características físicas e construtivas dos equipamentos. Foram também detalhados os modelos gerados a partir dos elementos da matriz de admitância dos transformadores, elementos estes, obtidos em ensaios de resposta em frequência nos terminais dos equipamentos. Através de técnicas de identificação de sistemas é possível representar o funcionamento dos transformadores em *softwares* do tipo EMTP.

No Capítulo 4 serão apresentados os métodos de medição que podem ser utilizados para a determinação dos elementos da Matriz de Admitância de um transformador.

# CAPÍTULO 4

# MEDIÇÃO DA MATRIZ DE ADMITÂNCIA

A base para determinação do Modelo Caixa-Preta de transformadores é a obtenção de dados experimentais de medição realizada nos terminais dos transformadores. No caso de transformadores, os dados se referem a matriz de admitância do equipamento, obtida através de ensaios de resposta em frequência.

Para exemplificar, um transformador monofásico, apresentado na Figura 4.1 com seus terminais de alta tensão representados por H1 e H0, e os terminais de baixa tensão representados por X1 e X2, pode ser representado pela matriz quadrada de ordem 4, conforme demonstrado na Equação 4.1.



Figura 4.1: Exemplo Transformador Monofásico com seus terminais

$$\begin{bmatrix} I_{H1}(jw) \\ I_{H0}(jw) \\ I_{X1}(jw) \\ I_{X2}(jw) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{H1H1}(jw) & Y_{H1H0}(jw) & Y_{H1X1}(jw) & Y_{H1X2}(jw) \\ * & Y_{H0H0}(jw) & Y_{H0X1}(jw) & Y_{H0X2}(jw) \\ * & * & Y_{X1X1}(jw) & Y_{X1X2}(jw) \\ * & * & * & Y_{X2X2}(jw) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{H1}(jw) \\ V_{H0}(jw) \\ V_{X1}(jw) \\ V_{X2}(jw) \end{bmatrix}$$
(4.1)

Para a geração da matriz completa de admitância de transformadores, ensaios de resposta em frequência de cada um de seus elementos devem ser efetuados. Uma vez que este ensaios atingem frequências superiores a 1MHz, desvios nos resultados podem ocorrer devido principalmente ao comprimento dos cabos coaxiais utilizados nos ensaios.

Em um estudo apresentado por GUSTAVSEN (2004), é apresentada uma proposta de compensação de cabos coaxiais utilizados para as medidas de resposta em frequência dos elementos da diagonal principal da matriz de admitância.

O autor porém, utiliza uma configuração de ensaio no qual os cabos coaxiais se tornam uma extensão do terminal a ser medido, extendendo o ponto de medição para próximo dos instrumentos de medição. Esta metodologia não é usual em medições de resposta em frequência devido a interação dos cabos com as impedânciais dos terminais dos transformadores.

Neste Capitulo serão apresentados dois métodos de medição que podem ser utilizados para os ensaios de resposta em frequência com a finalidade de obtenção dos elementos da matriz de admitância, detalhando as características de cada ensaio. Posteriormente, discute-se a influência dos cabos nas medições.

Assim, este capítulo tem início na Seção 4.1, aonde será apresentado o método de medição utilizando transformadores de corrente (TC's), conhecidos como *Bobina de Rogowski*. Na Seção 4.2 serão demonstrados dois métodos de medição utilizando Shunt Resistivo. Após explanados os detalhes dos métodos de medição, na Seção 4.3, serão apresentadas as influências dos cabos de medição inerentes aos circuitos de ensaios, influências estas que podem afetar os resultados das medidas. Finalmente, na Seção 4.4, será proposto um método para compensar as possiveis influências do circuito de medição nos ensaios de resposta em frequência para a obtenção dos elementos da matriz de admitância dos transformadores.

### 4.1 Medição com Transformador de Corrente

O método aqui denominado de *Medição por Bobina*, para o levantamento dos elementos da matriz de admitância do transformador, consiste em aplicar um sinal senoidal de tensão em um terminal do transformador e medir a resposta da corrente em qualquer terminal do equipamento, caracterizando um dos elementos da matriz, fazendo uso de um transformador de corrente (TC's) de banda larga, também conhecida como *Bobina de Rogowski*.

As *Bobinas de Rogowski* são TC's que diferem dos TC's comuns, pela construção do seu núcleo, que é realizada com material não ferromagnético. Esta característica permite às *Bobina de Rogowski* suprimir problemas advindos da saturação e da indutância mútua do núcleo magnético de um TC normal, resultando em transformadores de corrente de maior precisão, com comportamento de resposta mais linear e melhor funcionamento para uma larga banda de frequência (WARD; EXON, 1993). A saída de uma *Bobina de Rogowski* é um sinal de tensão em função da corrente com uma relação de transformação característica de cada TC.

O circuito de ensaio fazendo uso desta classe de TC's pode ser utilizado para obter tanto os elementos da diagonal principal como os elementos de fora da diagonal principal da matriz de admitância dos equipamentos.

Como exemplo de medição, a Figura 4.2 ilustra o circuito de ensaio para a determinação do elemento da diagonal principal  $Y_{X1X1}$  da matriz de admitância. Neste caso aplica-se o sinal senoidal de tensão no terminal X1 e mede-se a corrente através da *Bobina de Rogowski* também no terminal X1.



Figura 4.2: Circuito esquemático para medição com bobina de Rogowski. Medição do elemento  $Y_{X1X1}$ 

No caso dos elementos de fora da diagonal principal, o circuito de medição está exemplificado pela Figura 4.3, aonde o elemento da matriz a ser medido é o  $Y_{X1H1}$ . Nesta configuração de ensaio, o sinal senoidal de tensão está aplicado no terminal H1 e a corrente está sendo medida através da *Bobina de Rogowski* no terminal X1. Devido a simetria da matriz de admitância, este também é o elemento  $Y_{H1X1}$ .



Figura 4.3: Circuito esquemático para medição com bobina de Rogowski. Medição do elemento  $Y_{X1H1}$ 

Na Seção 4.3.2 estão apresentados alguns resultados de ensaios de resposta em frequência

utilizando *Bobina de Rogowski*, demonstrando sua interação com cabos coaxiais curtos e longos, justificando a não utilização deste equipamento nas medições efetuadas no presente trabalho.

## 4.2 Medição com Shunt Resistivo

O método aqui denominado de *Medição com Shunt Resistivo*, consiste em adicionar uma resistência em série com o circuito por onde se deseja determinar a corrente. A corrente é calculada através da queda de tensão no resistor *Shunt*. O princípio básico é ilustrado na Figura 4.4.



Figura 4.4: Circuito de Shunt Resistivo

A corrente calculada por:

$$i(t) = \frac{v(t)}{R}.\tag{4.2}$$

Para a medição dos elementos da diagonal principal e fora da diagonal principal da matriz de admitância, duas configurações utilizando *Shunt Resistivo* devem ser utilizadas, sendo elas:

- Medição Normal, para os elementos fora da diagonal principal;
- Medição Diferencial, para os elementos da diagonal principal.

### 4.2.1 Medição Normal

A primeira configuração de ensaio realizada pelo método de Shunt Resistivo, denominada aqui como *Medição Normal*, é utilizada para a medição dos elementos de  $Y_{ij}$ , quando  $i \neq j$ . Caracteriza-se por seguir o mesmo princípio dos ensaios de resposta em frequência convencionais, apresentado no Capítulo 2. Assim, o sinal senoidal de tensão é aplicado em um terminal e a resposta em corrente é medida em outro terminal através de um resistor shunt. A Figura 4.5 apresenta um exemplo do ensaio de *Medição Normal* no qual está sendo efetuada a medida do elemento  $Y_{X1H1}$ , ou pela simetria da matriz de admitância, o elemento  $Y_{H1X1}$ .



Figura 4.5: Circuito esquemático para Medição Normal.

No exemplo da Figura 4.5 o sinal senoidal está sendo aplicado no terminal H1 e a corrente está sendo medida no terminal X1.

A partir da Equação 2.3 é possível obter a impedância conforme demonstrado a seguir:

$$Z_t(jw) = \frac{R_o}{H(jw)} - R_o.$$
(4.3)

Sabendo que a admitância é o inverso da impedância  $(Y_t(jw) = 1/Z_t(jw))$ , esta é obtida através da Equação 4.4:

$$Y_t(jw) = \frac{H(jw)}{R_o - (R_o H(jw))}.$$
(4.4)

Um exemplo da medição normal está ilustrado na Figura 4.6.



Figura 4.6: Medição Normal num transformador de potência. Elemento  $Y_{X1X2}$  medido

Na Figura 4.6, o sinal está sendo injetado pelo gerador de sinais no terminal X1, a tensão de entrada está sendo medida por  $V_i$ , no mesmo terminal X1, e a tensão de saída  $V_o$  está sendo medida no terminal X2 do transformador.

## 4.2.2 Medição Diferencial

A segunda configuração de ensaio realizada pelo método de Shunt Resistivo, denominada aqui como *Medição Diferencial*, é utilizada para caracterizar os elementos da diagonal principal da matriz de admitância. Nesta configuração de ensaio, o sinal senoidal é aplicado em um terminal e a resposta em corrente é medida para o mesmo terminal, através da associação de um resistor em série. Sendo o resistor a ser utilizado, de valor conhecido e linear para a banda de frequência do ensaio, calcula-se a diferença de potencial entre a entrada e a saida do resistor, determinando a corrente que circula pelo circuito. A Figura 4.7 apresenta um exemplo do ensaio de *Medição Diferencial* no qual está sendo efetuada a medida do elemento  $Y_{X2X2}$ .



Figura 4.7: Circuito esquemático para Medição Diferencial.

Conforme a Figura 4.7, a corrente é calculada através da queda de tensão entre os pontos de entrada do resistor  $(V_i)$ , e a saída deste  $(V_o)$ . A impedância  $Z_t(jw)$ , vista do terminal do transformador, é calculada conforme a Equação 4.5.

$$Z_t(jw) = \frac{Vo(jw)}{\frac{Vi(jw) - Vo(jw)}{R}}.$$
(4.5)

Sabendo que a admitância é o inverso da impedância  $(Y_t(jw) = 1/Z_t(jw))$  obtém-se os valores de admitância.

É importante ressaltar, que diferentemente da *Medição Normal*, a medição nos elementos da diagonal principal da matriz de admitância não é possível com equipamentos comerciais de ensaios de SFRA. O trabalho aqui descrito utilizou um sistema de medição próprio que será apresentado na Seção 5.2 do Capítulo 5.

Um exemplo da medição diferencial está ilustrada na Figura 4.8.



Figura 4.8: Medição Diferencial num transformador de potência

Na Figura 4.8 é possível identificar o ponto de medição do sinal de entrada  $V_i$  e o ponto de medição do sinal de saída  $V_o$ . O resistor utilizado para calcular a queda de tensão para o cálculo da corrente está encapsulado no interior da caixa demonstrada.

#### 4.3 Questão dos cabos e condutores do Circuito de Medição

Nos ensaios de resposta em frequência realizados em campo, os terminais dos transformadores nem sempre apresentam pontos de conexão de fácil acesso, resultando num conjunto de materiais e equipamentos específicos utilizados para as medições. Estes materiais e equipamentos envolvem cabos coaxiais extensos para medições de sinais, conectores para o acesso aos terminais, cabos para aterramento e shunt ou bobina para a medição de valores de tensão e corrente de saída do ensaio. Na metodologia de ensaios de resposta em frequência, cujo intuito é verificar a integridade dos transformadores, este conjunto de materiais e equipamentos não apresentam problemas desde que os aterramentos dos cabos sejam feitos de forma adequada, conforme apresentado nos documentos de CIGRE WG A2.26 (2008) e IEC 60076-18 (2012), e as configurações dos circuitos utilizados sejam sempre mantidas. Assim se um determinado cabo for utilizado para medição do sinal de entrada e o outro cabo for usado para a medição do sinal de saída, num próximo ensaio, esta mesma configuração deve ser mantida.

Em contrapartida, nos ensaios de resposta em frequência da matriz de admitância, por não se tratar de um ensaio comparativo, as configurações de ensaio podem impor resultados não condizentes com os valores que se deseja levantar. Nesta Seção discutir-se-á as influências dos cabos nas medições de resposta em frequência, destacando as diferenças que podem ocorrer devido ao comprimento dos cabos utilizados. Para finalizar, na Seção 4.3.2, serão demonstrados resultados de medições utilizando *Bobinas de Rogowski* e das medições com *Shunt Resistivo* utilizando diferentes comprimentos de cabos, simulando uma condição ideal com cabos muito curtos e as condições de ensaio na prática, com cabos extensos.

## 4.3.1 Dinâmica dos Cabos

O cabo coaxial é o meio mais utilizado para ensaios de medidas elétricas em geral, incluindo também os ensaios de resposta em frequência. Este tipo de cabo é basicamente uma linha de transmissão constituida de dois condutores, um externo de raio a, e outro interno de raio b, isolados fisicamente por um material dielétrico cuja constante é definida por  $\epsilon_r$ , conforme ilustrado na Figura 4.9.

A depender do seu comprimento e da frequência do sinal que o circula, o cabo coaxial pode ou não apresentar um comportamento de impedância nula sob curto-circuito e impedância infinita para circuito aberto, tornando as componentes capacitivas e indutivas que o compõe mais significativas. Isto ocorre tal qual uma linha de transmissão de energia elétrica.

A capacitância do cabo está diretamente ligada ao material dielétrico existente entre


Figura 4.9: Composição de Cabo Coaxial

os cabos condutores e os diâmetros dos condutores, podendo ser aproximada por:

$$C = \frac{2\pi\epsilon_r}{\ln\frac{b}{a}} \tag{4.6}$$

Nesta equação, tem-se:

 $\epsilon_r$ : constante dielétrica entre os condutores;

*a*: raio do condutor interno;

b:raio do condutor externo.

A indutância do cabo apresenta valor baixo, uma vez que o fluxo magnético gerado pelo condutor interno tende em parte a anular fluxo do condutor externo. Esta indutância está diretamente ligada à permeabilidade magnética do meio, do diâmetro e da distância entre os cabos condutores, e é representada por:

$$L = \frac{\mu}{2\pi} ln \frac{b}{a} \tag{4.7}$$

Nesta Equação, tem-se:

- $\mu$ : permeabilidade magnética do meio;
- *a*: raio do condutor interno;
- b: raio do condutor externo.

A indutância e a capacitância, são dois parâmetros que em conjunto com a resistência série e condutância paralela, resultam na impedância característica de um cabo. Esta impedância é definida por:

$$Z_0(w) = \sqrt{\frac{R + jwL}{G + jwC}}$$
(4.8)

Nesta equação, tem-se:

- R: resistência série do condutor  $(\Omega/m)$ ;
- G: condutância do dielétrico (S/m);
- L: indutância do cabo (H/m);
- C: capacitância do cabo (F/m);
- $Z_0(w)$ : impedância característica do cabo.

Além das características construtivas do cabo, que resultam numa impedância característica que varia em função da frequência que pode distorcer uma medição, outros dois fenômenos relacionados a sinais de alta frequência são prejudicais levando a perdas e consequentemente a atenuação do sinal medido. São eles o *Efeito Pelicular* e as *Perdas Dielétricas*.

O fenômeno conhecido como *Efeito Pelicular*, característico nos sinais de altas frequências, faz com que a densidade da corrente alternada do condutor central decresça e a corrente do condutor externo aumente, devido ao surgimento de uma força eletromotriz induzida *FEM*. Esta *FEM* que surge devido à corrente alternada em altas frequências diretamente proporcional à frequência do sinal. Outro fenômeno característico é o de perdas no dielétrico. Uma vez que os cabos coaxiais possuem uma estrutura de capacitor, estes são submetidos a perdas pelo efeito de histerese das moléculas do material devido a polarização quando submetidas a um campo elético alternado.

Para as medições da matriz de admitância, quanto menor a influência do sistema de medição, melhor representado é o modelo do transformador. Com a finalidade de demonstrar a influência que os cabos apresentam numa medição de resposta em frequência, a Figura 4.10 apresenta o resultado de medições de impedância terminal, utilizando o *Método Normal* com o shunt resistivo, efetuadas num resistor de filme de 50  $\Omega$ , com comportamento plano até 10 MHz, com cabos curtos, de 20 cm, considerados ideais e com cabos longos de 20 m.



Figura 4.10: Resultado em modulo de ensaio de SFRA num resistor de 50 $\Omega$ 

Através da Figura 4.10, fica latente a diferença apresentada pelos duas medidas. Enquanto que, na medição efetuada com cabos ideais, o valor medido para o resistor se aproxima sempre do valor esperado de 50  $\Omega$ , nas medidas com os cabos longos a influência do cabo na medição em altas frequências se acentua, podendo ser bem observada a partir de 600 kHz.

#### 4.3.2 Análise dos Métodos de Medição

As *Bobinas de Rogowski*, conforme citado na Seção 4.1, são Transformadores de Corrente constituidos de núcleo de material não ferromagnético. Esta característica principal permite idealmente que estes TC's respondam linearmente para uma larga banda de frequência. Portanto, para medições de resposta em frequência dos elementos da matriz de admitância de um transformador, estas bobinas podem ser utilizados, desde que apresentem a característica de linearidade para a banda de frequência do ensaio.

Para verificar a possibilidade de utilização destes transdutores nas medições dos elementos da matriz de admitância, ensaios foram efetuados em 2 TC's distintos, cujas características estão apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Características das Bobinas de Rogowski testadas

Identificação	Frequência Inicial(Hz)	Frequência Final(MHz)	Saida $(V/A)$
Bobina A	1	20	0,1
Bobina B	200	500	1

Com o auxílio do circuito ilustrado na Figura 4.11, foram efetuados ensaios de resposta em frequência nas duas bobinas, utilizando situações de campo, ou seja, utilizando cabos longos (aproximadamente 25 metros) para medir as tensões  $V_i \in V_o$ . Para o ensaio foi utilizado um resistor de filme de 50  $\Omega$ .



Figura 4.11: Circuito de Ensaio de resposta em frequência para analisar bobinas de Rogowski

Os resultados obtidos no ensaio estão apresentados na Figura 4.12 e na Figura 4.13, representando módulo e ângulo respectivamente.



Admitância - Resistor 50ohms

Figura 4.12: Módulo da resposta em frequência num resistor de 50 $\Omega$ com bobinas de Rogowski



Figura 4.13: Angulo da resposta em frequência num resistor de 50 $\Omega$  com bobinas de Rogowski

Para a Bobina B, nas baixas frequências, a resposta em frequência não está constante e coerente com a medição de um elemento resistor de filme de 50  $\Omega$ , enquanto que a Bobina A apresentou resposta em frequência constante, resultado este conforme o esperado. Já para as frequências acima de 500 kHz, os dois TC's apresentaram resposta em frequência alterada (isto é, não constante) devido a influência dos cabos.

Se comparadas às respostas das medições pelo método da *Medição por Bobina* com as respostas de ensaios pelo método do *Shunt Resistivo* fica evidente que ambos resultados são comprometidos em alta frequência devido à influência dos cabos, conforme pode ser exemplificado na Figura 4.14 e na Figura 4.15.



Figura 4.14: Módulo da resposta em frequência num resistor de 50  $\Omega$  com método de Medição com Bobina de Rogowski e Shunt Resistivo



Figura 4.15: Ângulo da resposta em frequência num resistor de 50  $\Omega$  com método de Medição com Bobina de Rogowski e Shunt Resistivo

Nos ensaios utilizando o método Shunt Resistivo foram consideradas as mesmas con-

figurações de ensaio do método com Bobina, com cabos de medição de aproximadamente 25 metros, ou seja, simulando condições de ensaio em campo.

Pelo método de *Medição Normal*, com shunt resistivo, a influência dos cabos fica menos evidenciada devido ao fato de serem utilizados resistores de 50  $\Omega$  como casamento de impedância do circuito de medição. Já com a *Medição Diferencial*, o problema é tão evidente quanto com as medições com bobinas de Rogowski. É importante verificar, portanto, que as curvas obtidas por ambos os métodos devem passar por um processo de compensação quando utilizadas.

Um fator a ser observado que vem a impossibilitar muitos ensaios diz questão a sensibilidade das Bobinas de Rogowski. Quanto menor a frequência para a resposta constante do TC, menor é a relação da tensão de saída em função da corrente. Um exemplo disto está na Tabela 4.1, onde pode-se observar que bobina que apresenta resposta plana a partir de 1 Hz vem acompanhada de um ganho de 0,1, enquanto que a bobina com resposta plana a partir de 200 Hz está associada a um ganho de 1. Esta característica prejudica por muito a medição por este método, devido a transformadores de potência apresentarem em pontos de ressonância um elevado valor de impedância. Sendo a corrente inversamente proporcional à impedância, em muitos casos, correntes muito pequenas circulam nos ensaios, impossibilitando uma correta medição. A Figura 4.16 apresenta um exemplo de ensaio de resposta em frequência da admitância do terminal de um transformador, comprometido pela sensibilidade da bobina de Rogowski.



Figura 4.16: Medição comprometida pela sensibilidade da bobina

Um método que pode ser utilizado para minimizar os pequenos valores de correntes a serem medidos num ensaio com impedância elevada, é aumentar o ganho da bobina. Este aumento no ganho é gerado ao fazer múltiplas passagens pela bobina do condutor onde a corrente circula, conforme exemplificado na Figura 4.17.



Figura 4.17: Medida através de Bobina de Rogowski proporcionando ganho

Porém, esta técnica de aumento no ganho, apesar de válida, possui difícil calibração,

e tende a proporcionar erros nas medições devido a indutância do enrolamento criado na bobina.

#### 4.4 Compensação dos Circuitos de Medição

Os métodos de ensaio de resposta em frequência fazem uso de cabos coaxiais para efetuar as medições, sejam elas em laboratório ou em campo. Em laboratório, ainda que de maneira não muito comum, é possível utilizar sistemas de medição compactos, com cabos menores, dispostos de maneira a facilitar e influenciar menos possível no resultado de ensaio. Já para medições realizadas em campo, os cabos utilizados nos ensaios, possuem comprimentos elevados devido a dificuldade de acesso e conexão dos terminais dos transformadores.

Conforme demonstrado nas seções anteriores deste capítulo, os sistemas de medição que utilizam cabos extensos, apresentam resultados que diferem das medidas efetuadas com cabos bem curtos, considerados neste trabalho como ideais. Estes sistemas com cabos ideais estão imunes, ou menos propensos, a problemas em relação a perdas e ondas viajantes existentes nas medições.

Para corrigir as diferenças devido aos sistemas de medição com cabos coaxiais longos, propõe-se, neste trabalho, uma metodologia que vise aproximar os resultados de medições pelo *Método de Shunt Resistivo*, técnica mais comum dentre as utilizadas para ensaios de resposta em frequência.

O fluxograma apresentado na Figura 4.18 detalha os passos a serem seguidos para o processo de compensação. Como são utilizados dois sistemas de medição é necessário caracterizar tanto o sistema utilizado para as *Medições Normais* como o sistema utilizado para as *Medições Diferenciais*.



Figura 4.18: Fluxograma para compensação dos cabos no ensaio de resposta em frequência

Desta maneira, para os elementos da diagonal principal da matriz de admitância, devese realizar uma compensação com os valores do sistema de medição diferencial. Por sua vez, para os elementos fora da matriz da diagonal principal, deve-se realizar a compensação com os valores do sistema de medição do método normal.

Primeiramente realiza-se a medida de resposta em frequência de uma resistência linear para a banda de frequência do ensaio com cabos mais curtos possíveis, cabos considerados ideias, obtendo  $Y_{ideal}(jw)$ . Repete-se a medição utilizando os cabos que serão utilizados para as medições no transformador, obtendo  $Y_{longo}(jw)$ . Com os resultados deste dois ensaios é possível caracterizar o sistema de medição.

Transformam-se os resultados dos dois ensaios de representação polar para representação retangular, obtendo:

$$Y_{ideal}(jw) = G_{ideal}(jw) + jB_{ideal}(jw), \tag{4.9}$$

$$Y_{longo}(jw) = G_{longo}(jw) + jB_{longo}(jw).$$

$$(4.10)$$

Nesta equação, Y é a admitância, G é a condutância e B é a susceptância.

Para determinar os valores, aqui chamados de *SisMed*, realiza-se a subtração dos valores da condutância e susceptância dos ensaios com cabos ideais, dos valores da condutância e susceptância dos ensaios com cabos longos, conforme:

$$G_{SisMed} = G_{longo}(jw) - G_{ideal}(jw), \qquad (4.11)$$

$$B_{SisMed} = B_{longo}(jw) - B_{ideal}(jw).$$

$$(4.12)$$

Determinando:

$$Y_{SisMed}(jw) = G_{SisMed}(jw) + jB_{SisMed}(jw)$$
(4.13)

Com os valores do sistema de medição estabelecidos, tanto do sistema de medição diferencial, como do sistema de medição normal, a compensação pode ser realizada para as curvas de ensaio de resposta em frequência dos elementos da matriz de admitância  $Y_{ij}$  de um transformador, fazendo:

$$Y_{medido_{ij}}(jw) = G_{ij}(jw) + jB_{ij}(jw)$$

$$(4.14)$$

Subtraindo os valores do sistema de medição dos valores medidos de cada elemento, conforme:

$$Y_{comp_{ij}}(jw) = (G_{ij}(jw) - G_{SisMed}(jw)) + j(B_{ij}(jw) - B_{SisMed}(jw)),$$
(4.15)

Obtém-se  $Y_{comp_{ij}}$  que é a admitância compensada do elemento ij.

Quando i = j utiliza-se  $Y_{SisMed}$  obtido do sistema de Medição Diferencial. Já quando  $i \neq j$  utiliza-se  $Y_{SisMed}$  obtido do sistema de Medição Normal.

Finalizando, transforma-se os  $Y_{comp_{ij}}$  para a forma polar novamente, obtendo a matriz de admitância pelo procedimento que irá gerar o modelo tipo Caixa-Preta.

#### 4.5 Considerações Finais

No Capítulo 4, foram apresentados os métodos de medição dos elementos da Matriz de Admitância de um transformador monofásico utilizando transformadores de corrente, conhecidos como *Bobina de Rogowski*, e com o método de medição utilizando *Shunt Resistivo*. Foram apresentadas as influências que os cabos utilizados nas medições podem causar, e demonstrada uma metodologia que vise compensar estes problemas inerentes aos sistemas de medição de ensaio de resposta em frequência.

Para demonstrar e comprovar o método de compensação apresentado, um estudo de caso foi realizado, sendo este apresentado no Capítulo 5.

## CAPÍTULO 5

#### ESTUDO DE CASO

Este trabalho tem como objetivo principal demonstrar uma metodologia para compensar possíveis erros inerentes ao sistema de medição utilizado para obter a matriz de admitância de um transformador. Para o estudo de caso foram realizados ensaios num transformador cascata de 6,9 kV/325 kV/650 kV, cujas características construtivas e elétricas serão apresentadas na Seção 5.1. Na Seção 5.2 será detalhado o sistema de medição utilizado para a realização dos ensaios de resposta em frequência para o levantamento dos elementos da matriz de admitância, abordando os equipamentos utilizados e o software de SFRA desenvolvido para automatizar o processo de ensaio. Para finalizar, na Seção 5.3 são apresentadas as curvas medidas com os cabos considerados ideais e com os cabos longos, utilizados na prática. São demonstradas as diferenças existentes para curvas de um mesmo elemento da matriz de admitância, apresentados os resultados das curvas com a metodologia de compensação proposta.

#### 5.1 Transformador - Objeto do Estudo

O equipamento utilizado como objeto de estudo neste trabalho é um transformador elevador do tipo cascata de 650 kV do laboratório do Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento (LACTEC), apresentado na Figura 5.1.

Fabricado no ano de 1981 pela empresa Suiça *Allmänna Svenska Elektriska Aktiebolaget* (ASEA), este transformador possui dois enrolamentos na baixa tensão que podem ser ligados em série ou paralelo.



Figura 5.1: Transformador de 650 kV utilizado como estudo de caso.

Quando ligados em série, conforme il<br/>ustrado na Figura 5.2, o terminal de alta tensão possu<br/>i $325~{\rm kV}.$ 



Figura 5.2: Esquema de ligação em série dos enrolamentos de baixa tensão

Caso os enrolamentos venham a ser ligados em paralelo, conforme ilustrado na Figura 5.3, o terminal de alta tensão possui 650 kV.



Figura 5.3: Esquema de ligação em paralelo dos enrolamentos de baixa tensão

Este transformador se caracteriza por possuir enrolamentos construídos em camada, e apresenta com isso uma elevada capacitância de acoplamento entre as espiras e entre os enrolamentos adjacentes e do núcleo. Este projeto melhora a capacidade de resistir a curtos-circuitos em comparação com o projeto de enrolamentos convencionais.

O enrolamento primário, de baixa tensão, está localizado próximo ao núcleo. O segundo enrolamento é o enrolamento de alta tensão, enrolado em camadas com muitas voltas e entrelaçado para evitar concentrações de tensão de impulso ou oscilações dentro do enrolamento.

As extremidades dos enrolamento primário são trazidas para fora através de buchas de baixa tensão desenvolvidas para uma tensão máxima de 6,9 kV e confeccionadas em porcelana, conforme ilustrado na Figura 5.4.



Figura 5.4: Buchas de BT ligadas em paralelo

A bucha de alta tensão é do tipo GOE de *Papel Impregnado com óleo* da ASEA. O TAP capacitivo da bucha de Alta Tensão está disponível para ligação a um voltímetro de pico. A Figura 5.5 apresenta a bucha de alta tensão com o detalhe indicando a saida do Tap Capacitivo.



Figura 5.5: Bucha de AT com detalhe do TAP Capacitivo

O núcleo e os enrolamentos são colocados em um tanque de aço cheio de óleo. O transformador completo pode suportar vácuo completo durante o enchimento de óleo no local.

Para demonstrar alguns dos ensaios realizados no transformador, a Figura 5.6 exemplifica uma configuração de ensaio com *Medição Diferencial* para medição de  $Y_{H1H1}$  com os cabos ideais. A dificuldade de utilização de cabos curtos fica evidente.



Figura 5.6: Medição Diferencial do terminal H1 do transformador

A Figura 5.7 apresenta outra configuração de ensaio realizada para Medição Normal de  $Y_{X1X2}$  do transformador, já fazendo uso de cabos longos.



Figura 5.7: Medição Normal de  $Y_{X1X2}$  do transformador

#### 5.2 Sistema de Medição de SFRA

Medições de resposta em frequência com a finalidade de diagnóstico em transformadores podem ser realizadas com equipamentos comerciais de SFRA de diversos fabricantes. No caso de medições de resposta em frequência, cujo intuito é medir os elementos da matriz de admitância, estes equipamentos comerciais não permitem o levantamento dos elementos da diagonal principal da matriz, inviabilizando a sua utilização.

Assim como os equipamentos comerciais, o pesquisador José Arinos Teixeira Júnior, do LACTEC, desenvolveu um sistema próprio de ensaio de SFRA. Inicialmente utilizado para ensaios de resposta em frequência para diagnóstico em transformadores, o software de SFRA do LACTEC foi alterado possibilitando medições diferenciais, e para este estudo, foram implementadas funcionalidades possibilitando medições através de bobina de Rogowski, com ou sem a aplicação de ganho, permitindo assim o levantamento completo da matriz de admitância. Fazendo uso de um gerador de sinais e de um osciloscópio digital, o software controla todo o processo de ensaio através de uma interface GPIB. A Figura 5.8 apresenta um diagrama de ligação dos equipamentos.



Figura 5.8: Esquemático para ensaio de SFRA

Para iniciar um ensaio é necessário realizar algumas configurações iniciais, que após efetuadas, o software inicia o ensaio na frequência inicial estabelecida, ajustando as escalas do osciloscópio para as medidas de cada frequência e apresentando em tempo real os resultados em gráficos. A Figura 5.9 apresenta um fluxograma de funcionamento do software.



Figura 5.9: Fluxograma de funcionamento do software de SFRA

#### 5.3 Medição da Matriz de Admitância

Para a geração dos modelos, o transformador objeto de estudo, foi configurado com os enrolamentos de baixa tensão em paralelo, conforme ilustrado na Figura 5.10.



Figura 5.10: Esquema de ligação em paralelo dos enrolamentos de baixa tensão

Levando em consideração a terminologia original do equipamento, na Figura 5.10, o ponto X1 representa os terminais a1a3, o ponto X2 representa os terminais a2a4, o ponto H1 representa o terminal A1 e o ponto H0 representa o terminal A2.

Uma vez que o final do enrolamento de alta tensão, representado pelo terminal H0, está ligado à terra, a diferença de potencial entre o terminal e o ponto de terra pode ser considerado nula, resultando na matriz de admitância representada por:

$$\begin{bmatrix} I_{H1}(jw) \\ I_{X1}(jw) \\ I_{X2}(jw) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{H1H1}(jw) & Y_{H1X1}(jw) & Y_{H1X2}(jw) \\ * & Y_{X1X1}(jw) & Y_{X1X2}(jw) \\ * & * & Y_{X2X2}(jw) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{H1}(jw) \\ V_{X1}(jw) \\ V_{X2}(jw) \end{bmatrix}$$
(5.1)

Pela matriz representada na Equação 5.1, observa-se a necessidade de medição de 6 elementos, uma vez que a matriz é simétrica.

Para a medição dos elementos da matriz foram realizados ensaios de resposta em frequência pelo método *Shunt Resistivo*, fazendo o uso de cabos coaxiais curtos, de 20 cm de comprimento, considerados ideais, e cabos coaxiais longos, com 25 metros de comprimento, modelo RG 58, totalizando 12 medições. A banda de frequência de ensaio utilizada foi de 20 Hz a 10 MHz, com 200 pontos por década.

Com os dois conjuntos de medições efetuados, foi possível gerar 3 modelos do transformador, sendo eles:

- (01) Medida Ideal: Medições efetuadas com cabos muito curtos;
- (02) Medida Prática: Medições efetuadas com cabos coaxiais longos, sem correção;

(03) Medida Compensada: Medição obtida a partir de medições com cabos coaxiais longos, porém utilizando a correção do sistema de medição, descrita na Seção 4.4.

As curvas resultantes para as 3 medições estão apresentadas nas Figuras 5.11 a 5.22. Em todas as medições apresentadas, nota-se que o processamento aplicado à medição com cabos longos (medida prática) dá origem a um conjunto de medição (medida compensada) próximo à medida ideal, comprovando a aplicabilidade do método proposto. Este fato é mais evidenciado nas medidas diferencias, isto é, para  $Y_{ij}$  quando i = j.



Figura 5.11: Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento H1H1



Figura 5.12: Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento H1H1



Figura 5.13: Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento H1X1



Figura 5.14: Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento H1X1



Figura 5.15: Módulo resposta em frequência da admitância do elemento H1X2



Figura 5.16: Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento H1X2



Figura 5.17: Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento X1X1



Figura 5.18: Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento X1X1



Figura 5.19: Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento X1X2



Figura 5.20: Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento X1X2



Figura 5.21: Módulo da resposta em frequência da admitância do elemento X2X2



Figura 5.22: Ângulo da resposta em frequência da admitância do elemento X2X2

#### 5.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados das medições dos elementos da matriz de admitância de um Transformador do tipo Cascata, do laboratório de Alta Tensão do LACTEC. Para efetuar as medições de resposta em frequência, utilizou-se um sistema de SFRA desenvolvido pelo próprio LACTEC.

Com base nas medições dos elementos da matriz de admitância do transformador estudo de caso, utilizando cabos curtos e cabos longos, três modelos foram obtidos. No Capítulo 6 são apresentados os resultados das simulações digitais nos modelos obtidos, sendo as respostas das simulações comparadas com resultados de ensaios reais no transformador.

## CAPÍTULO 6

### **RESULTADOS E DISCUSSÕES**

Nesse capítulo, serão apresentados e analisados os resultados obtidos através da simulação digital com os modelos gerados a partir das medições de resposta em frequência dos elementos da matriz de admitância do transformador do estudo de caso. Os resultados das simulações digitais serão comparados com ensaios reais de impulso atmosférico e a aplicação de uma onda do tipo degrau realizados no transformador.

Dessa maneira, na Seção 6.1 serão apresentados os 3 modelos gerados fazendo uso do método de *Vector Fitting*, apresentado no Capítulo 3. Os dados utilizados para a geração dos modelos são das medições com os cabos ideais, com os cabos longos e da medição compensada, cuja metodologia foi apresentada na Capítulo 4.

Em um primeiro momento, são descritos os resultados relacionados à identificação de um modelo para o transformador, utilizando os ensaios de resposta em frequência. Em um segundo momento, na Seção 6.2, os modelos serão validados através da comparação de sua resposta no tempo para a entrada tipo impulso atmosférico e degrau. As respostas de ensaios reais no transformador e das simulações digitais serão apresentadas e comparadas na Seção 6.3.

#### 6.1 Modelos Gerados

Com as matrizes de admitância do transformador ASEA, obtidas através de medições com cabos curtos, cabos longos e com dados compensados, efetuou-se a aproximação das matrizes pelo método de *Vector Fitting*, apresentado na Seção 3.4, resultando em três modelos:

(01) Modelo Ideal: Modelo gerado a partir de medições com cabos muito curtos;

(02) Modelo Prático: Modelo obtido a partir de medições com cabos coaxiais longos, sem correção;

(03) Modelo Corrigido: Modelo obtido a partir de medições com cabos coaxiais longos,
 com a correção do sistema de medição;

O procedimento de identificação dos parâmetros dos modelos lançam mão da rotina do *Vector Fitting* de livre acesso e disponível em *http://www.sintef.no/vectfit*.

Os parâmetros para a determinação do modelo são os mesmos em todos os casos visando dar destaque na diferença entre os modelos obtidos devido aos dados e não devido ao método utilizado.

Assim sendo, conforme descrito no Capítulo 3, o *Vector Fitting* é um método de identificação de sistemas onde a estimação de parâmetros é feita através de mínimos quadrados ponderado, onde a ponderação, em cada frequência, é definida como sendo o inverso do módulo da resposta em frequência medida. A estrutura do modelo está em espaço de estados, sendo a ordem do modelo definida como sendo 80.

O método é iterativo e para todos os casos, são utilizadas 40 iterações. Os pólos iniciais para o procedimento iterativo são escolhidos de modo que sua parte imaginária esteja distribuída de forma logarítmica na faixa de frequência abrangida pelas medições. A parte real é definida como sendo um centésimo da parte imaginária. Caso pólos instáveis sejam resultantes do processo iterativo, estes são substituídos por seus valores simétricos estáveis. Finalmente, um método para perturbar as matrizes D e E do modelo é utilizado visando obter um modelo passivo ao final do procedimento de identificação.

A Figura 6.1 e a Figura 6.2 apresentam o resultado da aproximação do módulo e do ângulo, respectivamente, para as curvas do *Modelo Ideal*.



Figura 6.1: Aproximação do módulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais



Figura 6.2: Aproximação do ângulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais

A Figura 6.3 e a Figura 6.4 apresentam o resultado do aproximação do módulo e do ângulo, respectivamente, para as curvas do *Modelo Prático*.



Figura 6.3: Aproximação do módulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais



Figura 6.4: Aproximação do ângulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais

A Figura 6.5 e a Figura 6.6 apresentam o resultado da aproximação do módulo e do ângulo, respectivamente, para as curvas do *Modelo Corrigido*.



Figura 6.5: Aproximação do módulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais



Figura 6.6: Aproximação do ângulo das curvas da matriz de admitância com cabos ideais

Através das Figuras 6.1 a 6.6 nota-se que os modelos identificados foram capazes de gerar curvas de resposta em frequência que possuem erros pequenos em relação aos dados medidos.

# 6.2 Ensaios de onda tipo Impulso Atmosférico e Onda tipo Degrau

Nesta seção, verificam-se dois aspectos. O primeiro é a influência dos cabos no transitório gerado na simulação. O segundo é a eficácia do método de compensação proposto.

Para o ensaio de impulso atmosférico foram aplicadas duas ondas, cujos tempos e amplitude envolvidos estão apresentados na Tabela 6.1, no terminal H1 da alta tensão do transformador e a reposta medida no terminal X1 da baixa tensão.

Tabela 6.1: Tempos e amplitude de impulsos aplicados ao transformador

Identificação	Tempo Frente ( $\mu$ s)	Tempo Cauda ( $\mu$ s)	Amplitude (kV)
А	1,74	66,40	69,8
В	1,66	88,66	70,45

O circuito de ensaio estabelecido está representado na Figura 6.7.



Figura 6.7: Circuito para ensaio de Impulso no transformador

A Figura 6.8 apresenta a oscilografia da onda A e da onda B aplicadas no terminal H1 do transformador.



Figura 6.8: Oscilografia da onda tipo impulso A e B aplicado ao transformador

O circuito para medir a reposta do impulso atmosférico na baixa tensão do transformador está demonstrado na Figura 6.9, com detalhe do oscilógrafo utilizado. O terminal X1 foi conectado num divisor capacitivo de SF6 com relação de 10.000:1. A saída do divisor foi ligada no osciloscópio permitindo medir a resposta do impulso na baixa tensão do transformador para o impulso aplicado no terminal H1 de alta tensão do transformador.



Figura 6.9: Detalhe do circuito de medição na BT com oscilógrafo utilizado
Além dos ensaios do tipo de impulso atmosférico, foram aplicadas ondas do tipo degrau, com tempo de subida de 5 ns e amplitude de 90 V. Esses sinais foram aplicados tanto no terminal de alta tensão, como no terminal de baixa tensão.

A Figura 6.10 apresenta o circuito de ensaio montado para a medição da resposta ao sinal degrau injetado no terminal de alta tensão do transformador.



Figura 6.10: Detalhe do circuito de aplicação de pulso de 5 ns no terminal H0 e medição da resposta em X1 da BT do transformador

As respostas medidas, tanto para o ensaio de impulso atmosférico como para a aplicação de uma onda do tipo degrau, serão apresentadas na Seção 6.3 em comparação aos resultados das simulações efetuadas com os 3 modelos obtidos.

### 6.3 Validação no Domínio do Tempo

Com a aproximação das curvas de medição e das curvas compensadas, são obtidas as funções racionais dos elementos da matriz de admitância. Dessa maneira o próprio método do *VF* permite a geração de uma rede RLC sintetizada, representando as admitâncias próprias e mútuas do transformador.

Esta representação pode ser empregada no programa ATP, possibilitando assim, simulações digitais no domínio do tempo.

Para atestar a resposta dos modelos, os resultados das simulações foram comparados com as respostas medidas de ensaios do tipo impulso atmosférico e com ondas do tipo degrau.

Para a simulação do impulso atmosférico montou-se no software ATP o circuito ilustrado na Figura 6.11.



Figura 6.11: Circuito de Simulação no ATP

A amplitude do sinal de impulso, bem com o tempo de frente e tempo de cauda da onda utilizados na simulação, aproximaram os valores medidos na onda A apresentada na Seção 6.2.

Foram considerados portanto, uma amplitude de 70 kV, com tempo de frente de 1,65  $\mu$ s e tempo de cauda de 60  $\mu$ s. Os resultados obtidos nas simulações para os 3 modelos gerados com dados das medições da matriz de admitância, bem como a resposta da onda A medida estão apresentados na Figura 6.12.



Figura 6.12: Resultados das simulações e medição efetuada para o terminal X1

Conforme apresentado na Figura 6.12, fica latente a aproximação da resposta do *Modelo Ideal* com o *Modelo Corrigido*, evidenciada principalmente pelo deslocamento da resposta do *Modelo Prático*. Em comparação à resposta medida no terminal, fica comprovada a boa aproximação realizada pelos modelos, uma vez que tanto em amplitude, como em tempo de frente as ondas do *Modelo Ideal* e do *Modelo Corrigido* se equivalem à medição. A diferença apresentada após a frente de onda pode estar relacionada à configuração de ensaio de impulso. Neste tipo de configuração é necessário precisar corretamente os valores de resistência e de indutância inerentes ao circuito de ensaio, tornando difícil a repetibilidade no ambiente de simulação.

Para a simulação da onda do tipo degrau, o circuito utilizado do ATP contém uma fonte ligada a uma pequena resistência e indutância, que representam os cabos, e a medição efetuada diretamente em cima de um resistor, representando a impedância do osciloscópio, conforme demonstrado na Figura 6.13.



Figura 6.13: Circuito de Simulação no ATP

A resposta medida à aplicação de uma onda do tipo degrau, de 5 ns de tempo de subida, sendo esta aplicada no terminal de alta tensão H1, e medida no terminal X1 da baixa tensão, está apresentada na Figura 6.14.



Figura 6.14: Resposta ao degrau de 5ns de tempo de subida medida no terminal X1

Já a resposta das simulações com os modelos digitais, para um degrau com tempo de subida de 5ns, estão apresentadas na Figura 6.15.



Figura 6.15: Resposta de simulação a aplicação de pulso de 5<br/>ns no medida no terminal X1

Ao se comparar os resultados das simulações é visivel que a curva do Modelo Corrigido aproxima-se do Modelo Ideal, enquanto a curva do Modelo Prático não se aproxima das respostas dos outros dois modelos.

Comparando-se os resultados obtidos nas simulações, com a medição efetuada in loco no transformador, nota-se uma diferença tanto em amplitude, quanto no tempo. Estas diferenças estão ligadas à banda de resposta dos modelos, uma vez que as curvas que deram origem aos modelos foram obtidas para uma banda de frequência de 20 Hz a 10 MHz. Esta questão é também abordada em OLIVEIRA e MITCHEL (2013).

# CAPÍTULO 7

## CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O aumento de falhas de grandes transformadores de potência têm resultado na revisão de estudos de coordenação de isolamento das instalações elétricas. Muitos destes estudos têm utilizado modelos de transformadores, baseados em medições de resposta em frequência, para verificar a interação entre o transformador e os eventos que surgem no sistema elétrico de potência ou nas instalações onde se encontram estes equipamentos.

Esta dissertação teve por objetivo estudar e demonstrar a influência dos sistemas de medições utilizados para obter os elementos da matriz de admitância de transformadores de potência, matriz esta utilizada para gerar modelos aplicados nos estudos de coordenação de isolamento. Uma vez comprovada a influência dos sistemas de medição, foi proposta uma metodologia capaz de dirimir esses efeitos, ligados principalmente ao comprimento dos cabos utilizados nas medições.

Para comprovar os resultados da metodologia apresentada, foram gerados três séries de medições num transformador elevador do tipo cascata de 650 kV. A primeiro medição, denominada de *Medição Ideal*, foi obtida com a mínima influência de cabeamento. A segunda medição, denominada de *Medição Prática*, foi obtida com cabos de medição longos, simulando as condições encontradas em medições de campo. E a terceira e última série, denominada de *Medição Corrigida*, foi obtido através dos dados da *Medição Prática*, porém implementando a metodologia de correção nas medidas. Baseado nas 3 medições, 3 modelos foram calculados e seus resultados de simulação foram comparados entre si e com dados reais de ensaio em campo. Como forma de validação, verificou-se a eficácia da compensação proposta, já visível nas curvas de medição para cálculo dos modelos *Ideal* e *Corrigido*. Isto se deu através da aplicação de uma onda do tipo impulso atmosférico, cujos resultados do impulso medido se aproximou dos resultados simulados, tanto no

#### Modelo Ideal, como no Modelo Corrigido.

Como pesquisa futura, propõe-se estudar uma metodologia para medir os elementos da matriz de admitância dos transformadores trifásicos, e analisar a influência que os métodos de medição nesta metodologia de medição. Outra extensão à pesquisa, será estudar a ampliação da banda de frequência de medição dos elementos da matriz de admitância, resultando em modelos que respondam a sinais transitórios com tempo de frente menores aos pesquisados neste trabalho.

#### BIBLIOGRAFIA

AGUIRRE, L. A. Introdução À Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais. : Editora UFMG, 2007.

AN, S. Experience in the application of frequency response analysis. In: Sixty-Sixth Annual International Conference of Doble Clients, Boston, USA. 1999.

ANTUNES, R. et al. Sobretensões transitórias de alta freqüência quando da energização de transformadores: Estudo de casos da eletrosul. In: XIII Encontro Regional Ibero-Americano do CIGRÉ. 2009.

BAK-JENSEN, J.; BAK-JENSEN, B.; MIKKELSEN, S. Detection of faults and ageing phenomena in transformers by transfer functions. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 10, p. 308–314, 1995.

BECHARA, R. Análise de Falhas de Transformadores de Potência. Dissertação (Mestrado) — Universidade de São Paulo, 2010.

BJERKAN, E. High Frequency Modeling of Power Transformers. Tese (Doutorado) — Matematics and Electrical Engineering, Faculty of Information Technology, Trondheim, Noruega, 2005.

BLUME, L. F.; BOYAJIAN, A. Abnormal voltages within transformers. **Transactions** of the American Institute of Electrical Engineers, XXXVIII, p. 577–620, 1919.

BOGGS, S. A. et al. Disconnect switch induced transients and trapped charge-insulated substations. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 10, p. 3593–3601, 1982.

BREYTENBACH, R. An Overview of the Application of Frequency Response Analysis (FRA) Technology to the Condition Assessment of Transformers, BSc Electrical Engineer, Africa do Sul. 2000. CIGRE JWG A2/C4-03. Interação entre Transformadores e o Sistema Elétrico com Foco nos Transitórios Eletromagnéticos de Alta Frequência. 2011.

CIGRE JWG A2/C4.39. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System (to be published), Chapter 4, Transformer Modelling. 2013.

CIGRE WG 12-05. An international survey on failures in large power transformers in service. 1983.

CIGRE WG 33-02. Guidelines for representation of network elements when calculating transients. 1990.

CIGRE WG A2.26. Mechanical-Condition Assessment of Transformer Windings using Frequency Response Analysis (FRA). 2008.

COMISSÃO NACIONAL DE DESENVOLVIMENTO E REFORMA DA REPÚBLICA POPULAR DA CHINA. Análise de resposta em freqüência de deformação em enrolamentos do transformador de potência. In: Norma do Setor de Energia Elétrica da República Popular da China - DL/T 911-2004. 2004.

D'AJUZ, A. et al. **Transitórios Elétricos e Coordenação de Isolamento**. : Editora da Universidade Federal Fluminense, 1987.

DICK, E. P.; ERVEN, C. C. Transformer diagnostic testind by frequency response analysis. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 6, p. 2144–2153, 1978.

DON, X. et al. Study of abnormal electrical phenomena effects on gsu transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 18, p. 835–842, 2003.

FDTE. Apostila Transformador Parte I - Características de Desempenho e suas aplicações. : USP, 1981.

GILLIES, D. A.; HUMBARD, L.; ROGERS, E. Bonneville power administration transformer short circuit test results - comparison of winding inspection with diagnostic methods. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, PAS:92, p. 934 – 942, 1973.

GUSTAVSEN, B. Wide band modeling of power transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 19, p. 414–422, 2004.

GUSTAVSEN, B. Computer code for rational approximation of frequency dependent admittance matrices. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 17, p. 1093–1098, 2002.

GUSTAVSEN, B.; SEMLYEN, A. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 14, p. 1052–1061, 1999.

HARLOW, J. K. I. Electric Power Transformer Engineering. : CRC Press, 2011.

IEC 60076-18. Power transformer - measurement of frequency response. In: IEC 60076-18. 2012.

IEEE FRA Task Force C.57.149. Transformer frequency response analysis. In: . 2005.

LAPWORTH, J. A.; JARMAN, P. N. Winding movement detection in power transformers using frequency response analysis FRA. In: **Doble annual European convention**, **Nice**, **França**. 1997.

LAPWORTH, J. A.; NOONAN, T. J. Mechanical condition assessment of power transformers using frequency response analysis. In: Sixty-Second Anuual International Conference of Doble Clients, Boston, USA. 1995.

LECH, W.; TYMINSKI, E. New method of fault indication in dynamic strength testing transformers. **Electrichestvo**, v. 1, p. 77–81, 1966.

Ljung, L.; Glad, T. Modeling of Dynamic Systems. 1994.

MAESTRELLI, R. Funções Ortonormais em Tempo Contínuo com Seleção Ótima das Dinâmicas do Modelo na Identificação de Sistemas no Domínio da Frequência. Dissertação (Mestrado) — Pontífica Universidade Católica do Paraná, 2010.

MALEWSKI, R. Experimental validation of a computer model simulating an impulse voltage distribution in hv transformer windings. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 9, p. 17889–1798, 1994.

MARTINEZ, J. A. et al. Parameter determination for modeling system transients - part iii: Transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 20, p. 2051–2062, 2005.

MARTINS, H. J. A. Diagnóstico de Transformadores de Potência através de Metodologias no Domínio da Frequência. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007.

MENDES, J. C. Redução de Falhas em Transformadores de Alta Tensão. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 1995.

MITCHEL, S. D.; WELSH, J. S.; OLIVEIRA, G. H. C. Modeling approaches based on fra tests for simulating and analyzing a power transformer s dynamic behavior: A comparison. In: **3rd International Advanced Research Workshop on transformers (ARWtr2010), Santiago de Compostela**. 2010.

MOISSONNIER, A. Case study of frequency response analysis method. In: Sixty-Sixth Annual International Conference of Doble Clients, Boston, USA. 1999.

MORCHED, A.; MARTI, L.; OTTEVANGERS, J. A high frequency transformer model for the emtp. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 8, p. 1615–1626, 1993.

MOURENTE, P. Coordenação de Isolamento em Linhas e Subestações de Alta Tensão. : Apostila, 2010.

NELLES, O. Nonlinear System Identification. : Springer Verlag, 2001.

NOONAN, T. J. Power transformer condition assessment and renewal, frequency response analysis update. In: Sixty-Fourth Annual International Conference of Doble Clients, Boston, USA. 1997.

OLIVEIRA, G. H. C.; CAMPELLO, R.; AMARAL, W. C. Identificação e controle de processos via desenvolvimentos em séries ortonormais. parte b: Controle preditivo. **ociedade Brasileira de Automática**, v. 3, p. 1–10, 2007.

OLIVEIRA, G. H. C.; MAESTRELLI, R.; ROCHA, A. C. O. An application of orthonormal basis functions in power transformers wide band modeling. In: **7th IEEE International Conference on Control and Automation, Christchurch**. 2009.

OLIVEIRA, G. H. C.; MITCHEL, S. D. Comparison of black-box modeling approaches for transient analysis: A gis case study. In: International Conference on Power Systems Transient, Vancouver/CA. 2013.

PASTERNACK, B.; PROVANZANA, J.; WAGENAR, L. Analysis of a generator step-up transformer failure following faulty synchronization. **IEEE Transactions onPower Delivery**, v. 3, n. 3, p. 1051–1058, 1988. ISSN 0885-8977.

REGINATO, B. C. Ambiente Computacional para Identificação no Domínio do Tempo e da Frequência usando Bases de Funções Ortonormais. Dissertação (Mestrado) — Pontificia Universidade Católica do Paraná, 2008.

REGINATO, B. C.; OLIVEIRA, G. H. C. On selecting the mimo generalized orthonormal basis functions poles by using particle swarm optimization. In: **European Control Conference, Kos.** 2007.

REGINATO, B. C. et al. Estudo de caso da modelagem de transformadores do sistema furnas usando bases ortonormais. in:, 2008, belém. In: Workshop on Power Transformers (Workspot), Belém. 2008.

SANATHANAN, C.; KOERNER, J. Transfer function synthesis as a ratio of two complex polynomials. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 8, p. 56–58, jan 1963.

SANS, M.; OLIVEIRA, G. H. C.; ARINOS, J. Sobre métodos de medição da matriz de admitância para simulação de transitórios elétricos envolvendo transformadores de potência. In: XVIII Congresso Brasileiro de Automática, Campina Grande, Paraíba. 2012.

STEINMETZ, C. P. Instability of electric circuits. **Transactions of the American Institute of Electrical Engineers**, XXXII, p. 2005–2021, 1913.

SWEETSER, C.; McGRAIL, T. Sweep Frequency Response Analysis Transformer Applications - A Technical Paper from Doble Engineering. 2003.

THOMAS, P. H. Static strains in high tension circuits and the protection of apparatus. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, XIX, p. 213–264, 1902.

VAESSEN, P. Transformer model for high frequencies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 3, p. 1761–1768, 1988.

VAESSEN, P.; HANIQUE, P. E. A new frequency response analysis method for power transformers. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 7, p. 384–390, 1992.

VANDERMAAR, A. J.; M.WANG. Transformer condition monitoring by frequency response analysis. **10 th International Symposium High Voltage Engineering**, Montreal, Canadá, v. 4, p. 119–122, 1997.

VANDERMAAR, A. J. et al. Frequency response analysis using the impulse test method as a transformer diagnostic technique. In: Sixty-Sixth Annual International Conference of Doble Clients, Boston, USA. 1999.

WARD, D. A.; EXON, J. L. T. Using rogowski coils for transient current measurements. Engineering Science and Education Journal, v. 2, p. 105–113, 1993. WATERS, M. et al. Short circuit testing of power transformers and the detection and location of damage. In: Cigre Session, Paris, França. 1968.

WELSH, J. S.; ROJAS, C. R.; MITCHEL, S. D. Wideband parametric identification of a power transformer. In: Australasian Universities Power Engineering Conference. 2007.