



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

DOUGLAS AGUIAR DO NASCIMENTO

**UMA NOVA ABORDAGEM EM MODELAGEM E
SIMULAÇÃO DE SENSOR DE CORRENTE INDUTIVO
APLICADO A MEDIÇÃO *ON-LINE* DE DESCARGAS
PARCIAIS**

CAMPINAS

2019

DOUGLAS AGUIAR DO NASCIMENTO

**UMA NOVA ABORDAGEM EM MODELAGEM E
SIMULAÇÃO DE SENSOR DE CORRENTE INDUTIVO
APLICADO A MEDIÇÃO *ON-LINE* DE DESCARGAS
PARCIAIS**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Telecomunicações e Telemática.

Dissertation presented to the School of Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master, in the area of Telecommunications and Telematics.

Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

ESTE TRABALHO CORRESPONDE À
VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO
DEFENDIDA PELO ALUNO DOUGLAS AGUIAR DO NASCIMENTO, E
ORIENTADA PELO PROF. DR. YUZO IANO

CAMPINAS

2019

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CNPq, 134114/2018-3

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-5464-3015>

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Elizangela Aparecida dos Santos Souza - CRB 8/8098

N17n Nascimento, Douglas Aguiar do, 1991-
Uma nova abordagem em modelagem e simulação de sensor de corrente indutivo aplicado a medição on-line de descargas parciais / Douglas Aguiar do Nascimento. – Campinas, SP : [s.n.], 2019.

Orientador: Yuzo Iano.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Transformadores de corrente para instrumentos. 2. Transitórios (Eletricidade). 3. Modelagem matemática e simulação. 4. Circuitos elétricos. I. Iano, Yuzo, 1950-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: A new approach in modelling and simulation of inductive current sensor applied to on-line measurement of partial discharges

Palavras-chave em inglês:

Electric transformers

Transients (Electricity)

Mathematical modelling and simulation

Electric circuits

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Yuzo Iano [Orientador]

Carlos Eduardo Câmara

Vania Vieira Estrela

Data de defesa: 21-02-2019

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Candidato: Douglas Aguiar do Nascimento

RA: 164470

Data da Defesa: 21 de fevereiro de 2019

Título da Tese: "Uma Nova Abordagem em Modelagem e Simulação de Sensor de Corrente Indutivo Aplicado a Medição *On-line* de Descargas Parciais".

Prof. Dr. Yuzo Iano (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Carlos Eduardo Câmara (UniAnchieta)

Profa. Dra. Vania Vieira Estrela (UFF)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de PósGraduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Dedico esta dissertação à minha minha mãe.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus.

Sou eternamente grato a minha família.

Sou grato à Universidade Estadual de Campinas, à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação e ao Departamento de Comunicações, que através de seus professores e funcionários oferecem o apoio técnico-administrativo exemplar, suporte institucional e um ensino de excelência e de alta qualidade intelectual.

Agradeço muito ao Professor Dr. Yuzo Iano pela oportunidade de sua orientação, auxílio e companheirismo e o parabenizo por sempre olhar pelo próximo, pelos ensinamentos e pelo suporte dados aos alunos especiais e regulares do LCV - Laboratório de Comunicações Visuais.

Também agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico pelo suporte financeiro e reconhecimento a todos os pesquisadores e acadêmicos de pós-graduação.

Agradeço ao Ministério de Ciência, Tecnologia, Inovação e Comunicação (MCTIC) e ao Excelentíssimo Senhor Ministro de Estado do MCTIC Me. Eng. Marcos Cesar Pontes e desejo meus melhores votos de estima e consideração.

Sou grato aos ilustres colegas do LCV, em especial ao colega Hermes José Loschi, pelo apoio, orientação e auxílio em pesquisa e metodologia científica e na parceria de escrita de trabalhos científicos.

Devo agradecimentos à Universidade do Oeste de Santa Catarina pelos conhecimentos adquiridos durante graduação, pela oportunidade dada no ingresso ao meio científico através das atividades de Iniciação Científica e a todos os professores e colegas que tive o prazer de ter nesta Instituição.

Por fim, sou enormemente grato a todas as pessoas que, direta ou indiretamente, contribuíram para o desenvolvimento e melhoria deste trabalho. Juntos vamos sempre mais longe...

Nothing is too wonderful to be true, if it be consistent with the laws of nature.
(Michael Faraday)

RESUMO

O presente estudo descreve a modelagem e simulação de um sensor indutivo de corrente, denominado Transformador de Corrente de Alta Frequência (TCAF), para sinais de descargas parciais simulados (PD) sob condições ruidosas, a fim de replicar medições não convencionais. Por meio deste estudo é realizada a investigação da variação de parâmetros construtivos e elétricos e da resposta dos modelos de sensores de corrente indutivo a fim de se avaliar a deterioração ou melhoria a resposta ao sinal ruidoso, i.e. aumento ou diminuição o erro médio quadrático e degradação ou elevação da correlação cruzada entre o sinal de resposta e o sinal aplicado), para melhor compreensão da forma de como aqueles parâmetros afetam a Função de Transferência do sensor. Para tanto esta dissertação abrange: 1. Geração de sinal e Adição de Ruído: investigação teórica de interferência eletromagnética (EMI) na medição de descargas parciais em campo e caracterização como AWGN (Additive White Gaussian Noise), além da criação de vários sinais (PD1 a PD10) com diferentes níveis de Relação Sinal-Ruído (SNR) e simulação de descarga parcial usando a curva de descarga de circuito R-C derivativo; 2. Modelagem de sensor e Análise de Resposta de Modelo de Referência: modelagem da Função de Transferência (TF) baseada na Transformada de Laplace (domínio s), Leis do Eletromagnetismo e através da obtenção de circuito equivalente de parâmetros agrupados e parâmetros construtivos e elétricos do sensor. Além disso, criou-se o Grupo de Controle (referência de análise), composto pelo modelo PAD, e realizou-se a validação deste modelo de acordo com a resposta no domínio do tempo e da frequência e pelo Método do Lugar das Raízes; 3. Avaliação de Desempenho de Modelos Experimentais e Validação de Hipótese: criação de Grupo Experimental, formado pelos modelos N30, RL250, mur2300 e RLNmur, através de variação de parâmetros construtivos e elétricos do modelo PAD e avaliação desempenho de resposta aos sinais aplicados (PD1 a PD10), por meio de correlação cruzada e erro médio quadrático. Como conclusão, constatou-se que é possível realizar um pré-processamento de sinal por hardware, através da variação de parâmetros elétricos ou construtivos, resultando em diminuição de erro e elevação de similaridade entre o sinal de resposta e o sinal puro de descargas parciais aplicado mesmo sob condições de baixa SNR.

Palavras-chaves: Transformadores de Corrente para Instrumentos. Transitórios (Eletricidade). Modelagem Matemática e Simulação. Circuitos Elétricos.

ABSTRACT

The present study describes the modeling and simulation of an inductive current sensor, called High Frequency Current Transformer (HFCT), for simulated partial discharges (PD) under noisy conditions, in order to replicate unconventional partial discharge measurements. By means of this dissertation the investigation of the variation of constructive and electrical parameters and the response of the inductive current sensor models were carried out in order to evaluate the deterioration or improvement of the response to the noisy signal, i.e. verify if it increase or decrease the mean-squared error and cross-correlation between the response signal and the applied signal to better understand how those parameters affect the sensor's Transfer Function. Therefore it includes: 1. Generation and Noise Addition: theoretical investigation of electromagnetic interference (EMI) in the measurement of partial discharges in the field and characterization as AWGN (Additive White Gaussian Noise), besides the creation of several signals (PD1 to PD10) with different levels of Signal-to-Noise Ratio (SNR) and partial discharge simulation using the discharge curve of the RC derivative circuit; 2. Sensor Modeling and Reference Model Response Analysis: transfer function modeling (TF) based on the Laplace Transform (s-domain), Electromagnetism Laws and by obtaining equivalent circuit of grouped parameters and constructive and electrical parameters of the sensor. In addition, the Control Group (analysis reference) was created, composed of the PAD model, and the validation of this model was carried out according to the time and frequency response and by the Root Locus Method; 3. Evaluation of Performance of Experimental Models and Validation of Hypothesis: creation of Experimental Group, formed by the N30, RL250, mur2300 and RLNmur models, through variation of the PAD model's constructive and electrical parameters and evaluation of the response to the applied signals (PD1 to PD10), through cross-correlation and mean squared error. In conclusion, it was possible to perform a hardware signal preprocessing through the variation of electrical or constructional parameters, resulting in a decrease of error and similarity increase between the response signal and the pure partial discharge signal applied even under conditions of low SNR.

Keywords: Electric Transformers. Transients (Electricity). Mathematical Modelling and Simulation. Electric Circuits.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Geração, transmissão, distribuição e consumo de energia elétrica. .	20
Figura 2 – Evolução do SIN ao longo de dois anos.	21
Figura 3 – Estatística de faltas em equipamentos do SEP entre 2016 a 2017 . . .	24
Figura 4 – Falha em operação de TC.	25
Figura 5 – Ilustração de material isolante.	36
Figura 6 – Atividade de descarga parcial em dielétrico.	40
Figura 7 – Pulsos de tensão e corrente de DP em vazio.	41
Figura 8 – Circuitos de simulação e detecção de DP.	43
Figura 9 – Classificação e fontes de descargas parciais	45
Figura 10 – Parâmetros de tempo resolvido de pulso.	47
Figura 11 – Distribuição Gaussiana normalizada.	51
Figura 12 – Características do white noise [1].	52
Figura 13 – Amostras de ruído de gaussiano branco de tensão.	53
Figura 14 – Detecção de descargas parciais com ênfase no método, técnica e sensor utilizados.	55
Figura 15 – Configuração de circuito de ensaio convencional.	56
Figura 16 – Ensaio de descargas parciais em equipamento elétrico.	57
Figura 17 – Arquitetura de medição online.	57
Figura 18 – Campo solenoidal e potencial.	59
Figura 19 – Laço amperiano centrado em condutor de corrente.	60
Figura 20 – Curva de magnetização.	62
Figura 21 – Correntes de Eddy.	64
Figura 22 – Aspectos construtivos e circuito elétrico equivalente da bobina de Rogowski.	67
Figura 23 – Aspectos construtivos e circuito de transformador de corrente.	68
Figura 24 – Modelagem de capacitância parasita.	72
Figura 25 – Etapas da metodologia.	76
Figura 26 – Circuito derivativo RC de carga e descarga de capacitor.	79
Figura 27 – Circuito derivativo RC.	81
Figura 28 – Sinal de descarga do circuito RC utilizado como descarga parcial. . .	81
Figura 29 – Sinal resultante de PD com AWGN.	82
Figura 30 – Exemplo de sinais contaminados por ruído branco gaussiano com diversos níveis de SNR.	83
Figura 31 – Área de seção transversal de toroide.	86
Figura 32 – Circuito reduzido do TCAF.	88

Figura 33 – Circuito adaptado para o domínio s.	90
Figura 34 – Resposta em frequência do sensor.	96
Figura 35 – Impedância de transferência (V/I) em função da frequência do sensor.	97
Figura 36 – Resposta ao degrau unitário.	98
Figura 37 – Resposta ao impulso unitário.	99
Figura 38 – Lugar das raízes do sensor.	100
Figura 39 – Esquema de resposta do sensor ao sinal aplicado.	102
Figura 40 – Resposta ao sinal de DP não ruidoso pelo modelo PAD.	103
Figura 41 – Resposta aos sinais PD1 a PD6 do Grupo Controle	104
Figura 42 – Resposta aos sinais PD7 a PD10 do Grupo Controle	105
Figura 43 – Resposta no domínio do tempo e traçado do lugar das raízes do modelo N30 ao pulso de DP não ruidoso.	107
Figura 44 – Resposta ao sinal puro de descargas parciais aplicado ao modelo N30.	108
Figura 45 – Resposta de N30 aos sinais ruidosos PD1 a PD6.	108
Figura 46 – Resposta de N30 aos sinais PD7 a PD10.	109
Figura 47 – Resposta do modelo RL250 no domínio do tempo e MLR.	110
Figura 48 – Resposta de RL250 ao sinal de DP não ruidoso.	111
Figura 49 – Resposta de RL250 aos sinais PD1 a PD6.	111
Figura 50 – Resposta de RL250 aos sinais PD7 a PD10.	112
Figura 51 – Resposta do modelo mur2300 no domínio do tempo (diagramas superiores) e MLR (diagrama inferior).	113
Figura 52 – Resposta de mur2300 ao sinal de DP não ruidoso.	114
Figura 53 – Resposta de mur2300 aos pulsos PD1 a PD6.	115
Figura 54 – Resposta de mur2300 aos sinais PD7 a PD10.	116
Figura 55 – Resposta do sensor RLNmur no domínio do tempo (diagramas superiores) e MLR (diagrama inferior).	117
Figura 56 – Resposta do modelo RLNmur ao sinal de DP não ruidoso.	118
Figura 57 – Resposta do modelo RLNmur aos sinais ruidosos PD1 a PD6.	119
Figura 58 – Resposta do modelo RLNmur aos sinais ruidosos PD7 a PD10.	120
Figura 59 – Impedância de transferência (mV/mA) em função da frequência dos modelos de TCAF em função da frequência.	121
Figura 60 – MLR dos modelos de TCAF.	123
Figura 61 – MLR dos modelos de TCAF com ênfase na frequência de ressonância e ganho.	123
Figura 62 – Erro médio quadrático da resposta ao sinal não ruidoso dos modelos.	128
Figura 63 – Erro médio quadrático entre resposta dos modelos e sinal de entrada com AWGN.	129
Figura 64 – Correlação cruzada entre resposta dos modelos e sinal de entradas.	129
Figura 65 – Respostas no domínio da frequência dos modelos N30 e RL250.	151

Figura 66 – Respostas no domínio da frequência dos modelos mur2300 e RLNmur.152

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre faixas de frequência de medição em máquinas rotativas [2, 3].	26
Tabela 2 – Comparação entre tipos de ruído e perturbação [2, 4, 5, 6].	48
Tabela 3 – Fontes típicas de ruído transmitido e soluções [7, 8].	49
Tabela 4 – Fonte de transitório e respectiva faixa de frequência [9].	50
Tabela 5 – Parâmetros de caracterização de pulso de DP em calibradores.	80
Tabela 6 – Descrição dos sinais gerados e seus rótulos.	83
Tabela 7 – Parâmetros construtivos utilizados na modelagem.	87
Tabela 8 – Parâmetros elétricos especificados para o sensor.	88
Tabela 9 – Tabela de conversão entre o domínio de tempo e em s de elementos elétricos reativos, baseada em [10].	90
Tabela 10 – Parâmetros elétricos calculados no modelo PAD	95
Tabela 11 – Descrição da especificação de parâmetros de referência (Grupo de Controle) e alterados (Grupo Experimental).	105
Tabela 12 – Parâmetros elétricos resultantes do modelo N30	106
Tabela 13 – Parâmetros elétricos resultantes do modelo RL250	110
Tabela 14 – Parâmetros elétricos resultantes do modelo mur2300	113
Tabela 15 – Parâmetros elétricos resultantes do modelo RLNmur	117
Tabela 16 – Valores de parâmetros elétricos calculados e obtidos para os modelos.	125
Tabela 17 – Erro médio quadrático entre resposta dos modelos e sinal de entrada.	127
Tabela 18 – Tabela de erro médio quadrático e correlação cruzada entre os modelos de TCAF.	154

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CA	Corrente Alternada
AC	<i>"Alternating Current"</i> , o mesmo que CA
CC	Corrente Contínua
DC	<i>"Direct Current"</i> , o mesmo que CC
SEP	Sistema Elétrico de Potência
PES	<i>"Power Electrical System"</i>
TC	Transformador de Corrente
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
DGA	<i>"Dissolved Gas Analysis"</i>
DP	Descarga parcial
PD	<i>"Partial Discharge"</i> , o mesmo que DP
TCAF	Transformador de Corrente de Alta Frequência
HFCT	<i>"High Frequency Current Transformer"</i>
MLR	Método do Lugar das Raízes
AWGN	<i>"Additive White Gaussian Noise"</i>
SNR	<i>"Signal-to-Noise Ratio"</i>
SSD	<i>"Spectral Subtraction Denoising"</i>
DWT	<i>"Discrete Wavelet Transform"</i>
WSD	<i>"Wavelet Shrinkage Denoising"</i>
PSA	<i>"Principal Component Analysis"</i>
IEC	<i>"International Electrotechnical Commission"</i>
PVC	Cloreto de Polivinila
PE	Polietileno

EP	Resinas Epóxicas
EPDM	Monômero de etileno-propileno-dieno
SF_6	Hexafluoreto de Enxofre
WN	" <i>White Noise</i> "
FT	Função de Transferência
DSI	" <i>Discrete Spectral Interference</i> "
PPI	" <i>Periodic Pulse Interference</i> "
SPI	" <i>Stochastic Pulse Interference</i> "
RF	" <i>Radio Frequency</i> "
LF	" <i>Low Frequency</i> "
MF	" <i>Medium Frequency</i> "
HF	" <i>High Frequency</i> "
AF	Alta Frequência
UAF	Ultra Alta Frequência
FMA	Frequência Muito Alta
VHF	" <i>Very High Frequency</i> "
UHF	" <i>Ultra High Frequenct</i> "
BW	" <i>Bandwidth</i> "
DUT	" <i>Device under Test</i> "
EST	Equipamento sob Teste, o mesmo que DUT
MSE	" <i>Mean Squared Error</i> "
XCORR	" <i>Cross-Correlation</i> "
PLC	" <i>Power Line Communication</i> "
WSN	" <i>Wireless Sensor Network</i> "
PRPD	" <i>Phase-Resolved Partial Discharge Diagram</i> "

LISTA DE SÍMBOLOS

f_c	Frequência de Corte [Hz]
w_{cs}	Frequência Angular de Corte Superior [rad/s]
w_{ci}	Frequência Angular de Corte Inferior [rad/s]
MHz	Megahertz
kHz	kilohertz
d_o	Diâmetro Externo [m]
r_o	Raio Externo [m]
d_i	Diâmetro Interno [m]
r_i	Raio Interno [m]
N_p	Número de Voltas do Circuito Primário
N_s	Número de Voltas do Circuito Secundário
d_w	Diâmetro do Fio [m]
r_w	Raio do Fio [m]
A_c	Área do Núcleo [m^2]
r_c	Raio do Núcleo
dr_c	Diâmetro do Núcleo
r	Raio do Sensor
l_m	Trajetoória do Fluxo
A_w	Área de Seção Transversal da Bobina
l_c	Comprimento de Única Volta
p_w	Passo de Volta da Bobina
R_L	Resistência de Carga
ρ	Resistividade do Cobre

μ_r	Permeabilidade Relativa
μ_0	Permeabilidade do Vácuo
μ	Permeabilidade Absoluta
ϵ_0	Permissividade Elétrica no Vácuo
ϵ_r	Permissividade Elétrica Relativa
ϵ	Permissividade Absoluta
R_s	Resistência do Enrolamento Secundário
C_s	Capacitância Parasita do Circuito
L_s	Indutância de Fuga do Secundário
M_c	Indutância Mútua
ζ	Coeficiente de Amortecimento
ω_{n1}	Frequência Natural (Polo 1)
ω_{n2}	Frequência Natural (Polo 2)
z	Zero do Sistema
Q	Fator de Qualidade
w_0	Frequência de Ressonância
s_1	Polo 1 do Sistema
s_2	Polo 2 do Sistema
ρ_{sz}	Coeficiente de Correlação Cruzada
$\hat{R}_{zs,coeff}(m)$	Função de Autocorrelação

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	MOTIVAÇÃO	24
1.2	OBJETIVOS	28
1.3	TRABALHOS RELACIONADOS	29
1.4	CONTRIBUIÇÕES DO PRESENTE ESTUDO	32
1.5	RESUMO DOS CAPÍTULOS	34
2	DESCARGAS PARCIAIS EM EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA	35
2.1	MATERIAIS DIELÉTRICOS	35
2.2	FALHAS EM EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS	37
2.2.1	Diagnóstico de Falhas em Equipamentos Elétricos do Sistema Elétrico de Potência	38
2.3	O FENÔMENO DAS DESCARGAS PARCIAIS	39
2.3.1	Pulsos de Descargas Parciais	46
2.3.2	Ruído de Fundo	47
2.4	PRINCÍPIOS E MÉTODOS DE DETECÇÃO DE DESCARGAS PARCIAIS	54
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	58
3	MEDIÇÃO DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS	59
3.1	COMPORTAMENTO MAGNÉTICO DE MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS	61
3.2	PERDAS EM TRANSFORMADORES	63
3.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	65
4	SENSORES DE CORRENTE INDUTIVOS	66
4.1	BOBINA DE ROGOWSKI	66
4.2	TRANSFORMADORES DE CORRENTE	67
4.3	CONSIDERAÇÕES SOBRE O EFEITO PARASITA	71
4.3.1	Indutância de Fuga	71
4.3.2	Capacitância entre enrolamentos	71
4.4	TCAF COMO DETECTOR DE TRANSITÓRIOS RÁPIDOS	73
4.5	CARACTERÍSTICAS DE SENSORES, DESEMPENHO E APLICAÇÕES	73
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	75
5	METODOLOGIA PROPOSTA	76
5.1	MÉTODOS E MATERIAIS UTILIZADOS	76
5.2	GERAÇÃO DE SINAL DE DESCARGAS PARCIAIS E ADIÇÃO DE RUÍDO CARACTERÍSTICO	78
5.2.1	Sinal de Descargas Parciais Gerado	79

5.2.2	Adição de Ruído Eletromagnético Característico	81
5.3	MODELAGEM NUMÉRICA DO TCAF E ANÁLISE DE RESPOSTA DO MODELO DE REFERÊNCIA	85
5.3.1	Aspectos Construtivos Baseados na Geometria	86
5.3.2	Parâmetros Elétricos	87
5.3.3	Função de Transferência	89
5.3.4	Resposta do Modelo de Referência PAD (Grupo de Controle)	95
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	101
6	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO E VALIDAÇÃO DE HIPÓTESE	102
6.1	RESPOSTA AO SINAL DE DESCARGA PARCIAL	102
6.1.1	Grupo de Controle	103
6.1.2	Grupo Experimental	105
6.1.2.1	Elevação do Número de voltas	106
6.1.2.2	Elevação da Resistência de Carga	109
6.1.2.3	Alteração do Núcleo	112
6.1.2.4	Alteração de Todos os Parâmetros	116
6.1.3	Comparação entre os Comportamentos das Funções de Transfe- rência	120
6.2	ANÁLISE DOS DADOS OBTIDOS NAS SIMULAÇÕES E VALIDAÇÃO DE HIPÓTESE	126
7	CONCLUSÃO	131
7.1	TRABALHOS FUTUROS	132
	REFERÊNCIAS	135
	 APÊNDICES	 150
	APÊNDICE A DIAGRAMAS DE BODE DO GRUPO EXPERIMENTAL	151
	APÊNDICE B DADOS COMPLETOS DA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DOS MODELOS	153
	APÊNDICE C ALGORITMO DE SIMULAÇÃO E AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO	155

1 INTRODUÇÃO

A energia elétrica é um recurso essencial para a economia de um país e garante todo o suporte a aspectos sociais culturais [11], tais como a urbanização de novas áreas e ao suprimento de necessidades humanas básicas. Para que a energia seja transportada a grandes distâncias, as linhas elétricas aéreas de transmissão desempenham um papel fundamental ao conectar estações geradoras a sistemas de distribuição, enquanto sistemas de distribuição conectam as linhas de transmissão a cargas de consumidores individuais de certa área geográfica. Como a amplitude de tensão elétrica varia entre os sistemas de geração, transmissão e distribuição, faz-se necessário ajustar tal nível - seja rebaixando para permitir o consumo ou elevando para que seja possível o transporte a longas distâncias. Nesse caso são utilizadas subestações de energia elétricas (SE), que ajustam os valores de tensão através de transformadores de potência e de equipamentos elétricos de fins específicos que permitem a manobra, medição e proteção do Sistema Elétrico de Potência (SEP) [12, 13, 14]. Na Figura 1, tem-se a representação ilustrativa da interconexão dos sistemas elétricos. [12]

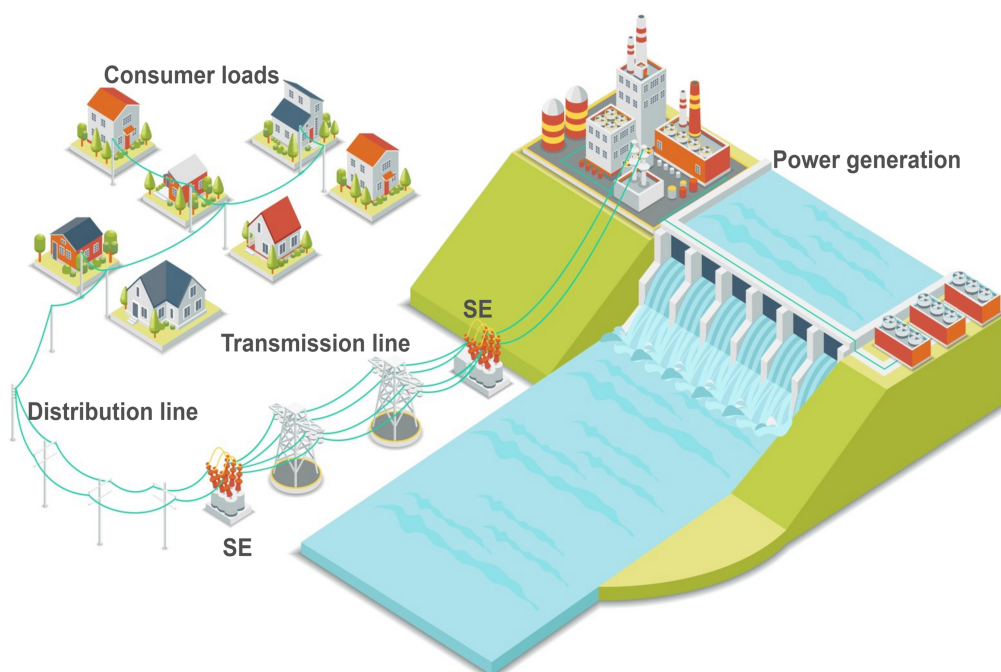


Figura 1: Geração, transmissão, distribuição e consumo de energia elétrica [15].

O termo “subestação” descreve a localização física na rede que contém transformadores, disjuntores, bancos de capacitores, reguladores de tensão, sensores, relés de proteção e outros equipamentos necessários para controlar e distribuir energia elétrica.

As subestações fornecem interconexões críticas e estão localizadas em toda a rede para geração (como parte de uma usina), sistemas de transmissão e distribuição e para projetos de geração distribuída (DG). As tensões primárias nestas subestações irão variar dependendo da localização. Essas subestações podem ser tão simples quanto alguns disjuntores ou incluem sistemas complexos cobrindo grandes áreas. O ambiente da subestação física é geralmente a área delimitada por uma cerca aterrada ao redor do pátio da subestação e, ou, construção e a área se estende alguns metros fora da cerca. As subestações são muito complexas em seus esquemas de proteção e controle [16].

Nesse sentido, para alcançar cada região geográfica brasileira, o Brasil possui o Sistema Interligado Nacional (SIN) - sistema elétrico composto de plantas de geração, linhas de transmissão e ativos de distribuição de energia elétrica. Conforme apresentado na Figura 2, verifica-se que houve um crescimento significativo de linhas de transmissão, principalmente nos centros de carga da região norte e centro-oeste do país entre 2015 (Figura 2a) a 2017 (Figura 2b). Considerando o horizonte de 2015, esse sistema era composto por 129.258 km de linhas de transmissão e 321.936 MVA de potência de transformação instalada [17]. Em setembro de 2018, o sistema abrange 132 mil km de linhas de transmissão em tensões que variavam de 138 a 800 kV e cerca de 500 subestações com capacidade de transformação instalada superior a 321.000 MVA [18].

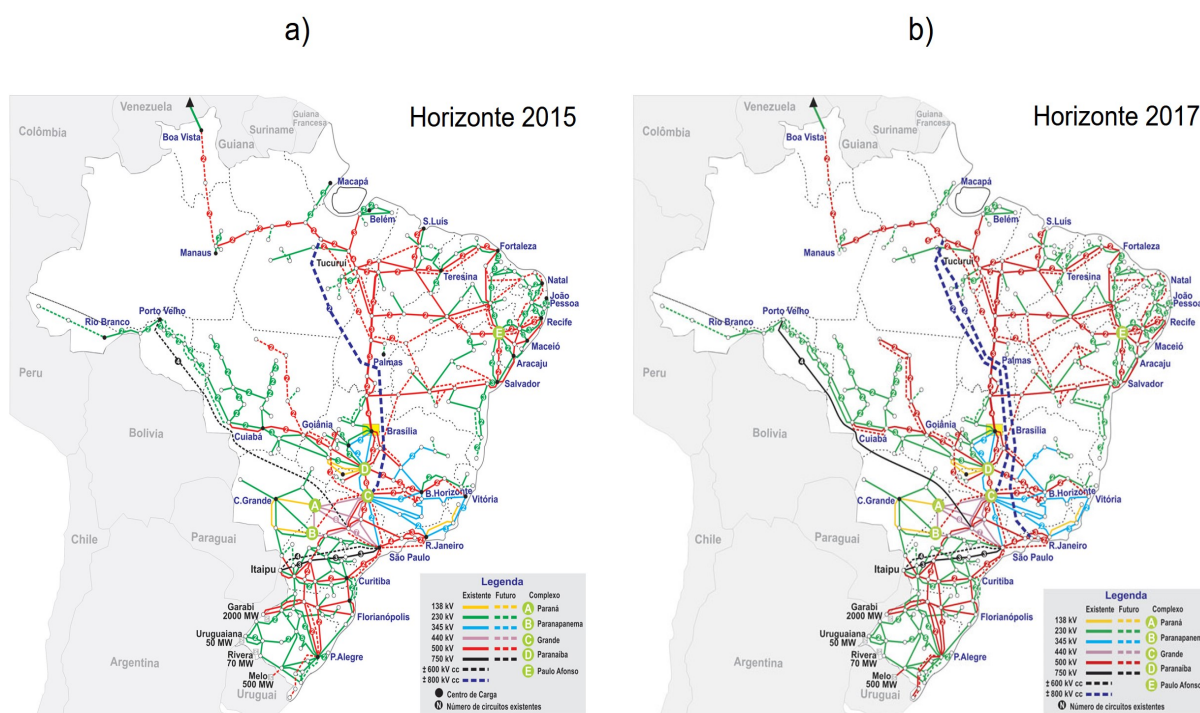


Figura 2: Evolução do SIN ao longo de dois anos, adaptado de [17, 18].

Haja vista que SEP é composto por equipamentos elétricos que operam, dentre outros, sob níveis de alta ou extra-alta tensão e que, devido sua exposição às condições

climáticas adversas (alta variação de temperatura, umidade, transporte, etc.), estresse elétrico e ao envelhecimento destes equipamentos, o sistema de isolamento de ativos de energia elétrica que fornecem o suporte à transmissão de energia elétrica pelo SIN (e.g. dielétricos de transformadores de potência e de instrumentos) podem ser comprometidos ao longo do tempo [19, 20, 21, 22, 23].

Verificou-se que o maior problema em equipamentos elétricos de alta tensão é a degradação de sistemas de isolamento, i.e. a qualidade dos materiais de isolamento dos equipamentos. Nesse caso, a maior causa de degradação de material dielétrico são as descargas parciais (DP) - fenômeno desencadeado dentro de vazios, rachaduras em interfaces condutor-dielétrico em sistemas de isolamento sólidos ou em bolhas, no caso de dielétricos líquidos. Sob condições normais de estresse de operação do sistema de isolamento elétrico, a tensão através do vazio pode exceder valor de ruptura e levar às descargas elétricas no vazio presente no dielétrico, levando a falha total ou parcial do isolamento [24, 25].

Os testes de descarga parcial são classificados de acordo com os métodos de medição em: elétricos e não elétricos. Métodos elétricos são usados para quantificar a carga elétrica resultante de descargas parciais, enquanto métodos não elétricos são recomendados para localizar fontes de PD. Os métodos elétricos são divididos em técnicas convencionais e não convencionais e podem ser realizados usando acoplamento capacitivo e acoplamento indutivo, respectivamente. Os métodos elétricos podem ser realizados em equipamentos elétricos de alta tensão como, por exemplo, transformadores de potência, transformadores de instrumentos, cabos de média, alta e extra-alta tensão, buchas de alta tensão e máquinas rotativas [26, 27, 28]. Os testes de elétricos convencionais de descargas parciais são realizados em conformidade à norma IEC 60270 – Técnicas de Teste de Alta Tensão: Técnicas de medição de Descargas Parciais [3], fazendo o uso de capacitor de acoplamento e com frequência central de medição de até 1 MHz.

De modo alternativo, pode-se utilizar métodos elétricos não convencionais de medição (ou métodos eletromagnéticos) baseados na IEC 62478 - Técnicas de teste de alta tensão - Medição de Descargas Parciais por Métodos Eletromagnéticos e Acústicos [29], que empregam sensores que operam em frequências na faixa compreendendo: Alta Frequência - HF (3- 30 MHz), VHF – Frequência Muito Alta (30 – 300 MHz) e Ultra Alta Frequência - UHF (300 MHz – 3 GHz) [30, 31]. Em AF, entre os sensores extensamente empregados em medição de descargas parciais através de acoplamento indutivo de corrente elétrica está o Transformador de Corrente de Alta Frequência (TCAF) - também denominado *High Frequency Current Transformer* (HFCT) [20, 22, 30, 32, 33, 34, 35].

Entretanto, existem dificuldades associadas à técnica convencional, que requer o transporte de equipamentos de medição para o laboratório e a necessidade de des-

ligamento programado do SEP para a conexão aos dispositivos de acoplamento para realização de teste. Essas dificuldades representam obstáculos no uso do método elétrico convencional na medição da operação de campo. Dessa forma, a fim de superar essas dificuldades e alcançar a sensibilidade do dispositivo de medição através de testes em equipamentos energizados e conectados por SEP, técnicas não convencionais podem ser usadas para realizar o teste de DP em alternativa aos testes convencionais. Pela técnica não convencional de teste de DP, os sinais de descargas parciais são acoplados diretamente ao sistema de aterramento do equipamento de alta tensão, utilizando o acoplamento indutivo por Transformador de Corrente de Alta Frequência (HFCT). Assim, os testes podem ser realizados em ambiente de campo, situação em que é denominado teste (medição ou ensaio) *on-line* e não há a necessidade de desconexão de equipamentos de alta tensão do SEP [32, 31].

De acordo com os padrões e referências IEC 60270 [3, 36], o acoplamento capacitivo utilizando impedância de medição é adequado para medição laboratorial de DP (onde a calibração do instrumento de medição é possível) enquanto o acoplamento indutivo pode ser usado tanto em laboratório e em testes de operação de campo. A medição de descargas parciais *on-line* é uma prática comum para avaliação do estado do sistema de isolamento elétrico do equipamento de alta tensão instalado. Este tipo de ensaio é realizado durante operação normal do SEP, sem a necessidade de interrupção do serviço elétrico, pois os sensores podem ser instalados diretamente no equipamento [23, 30]. Além disso, a medição de atividade de DP pode ser realizada de forma permanente ou temporária e sob diversas condições de carga [30].

Sendo assim, o TCAF pode ser simulado por ferramentas computacionais, como demonstrado por [37, 38], para avaliação de sua função de transferência, resposta no domínio do tempo e da frequência, análise transitória e em regime permanente, através da mudança de requisitos para sua construção. Em [39], por exemplo, é descrito o projeto e otimização de TCAF por métodos de cálculo de capacitância parasita, circuito equivalente e rede de capacitância, em que demonstrou-se, através de simulações, que o TCAF modelado apresenta desempenho superior aos fornecidos comercialmente [40].

Portanto, visando contribuir com a melhoria da técnica de medição *on-line* em que se utiliza acoplamento indutivo, a **hipótese** do presente estudo é a de que simulações de diferentes modelos de TCAF resulta em mesmo comportamento mas diferentes respostas dinâmicas ao sinal de entrada aplicado, caso parâmetros construtivos e elétricos sejam alterados. Consequentemente, as diferentes respostas podem representar sinais de saída com maior ou menor similaridade ao sinal de entrada - sinal simulado de forma a replicar condições de medição em campo. Nesse caso, o desempenho dos modelos de TCAF pode ser analisado através do uso de métricas de avaliação de de-

sempenho como forma de validar tal hipótese.

Dessa forma, o presente trabalho visa: investigar teoricamente o ruído eletromagnético de medição em campo, baseando-se no estado-da-arte; modelar os parâmetros construtivos e elétricos do TCAF a fim de se analisar a resposta ao ruído; e validar os parâmetros ótimos sob influência do ruído caracterizado, por meio de simulação computacional, para se verificar a possibilidade de diminuição do erro médio quadrático e aumento da correlação cruzada entre o sinal de resposta do sistema e o sinal de descargas parciais aplicado.

1.1 MOTIVAÇÃO

De acordo com o Relatório de Análise de Desligamentos Forçados do Sistema de Transmissão (Edição 2018) [18], no período de 01 de julho de 2016 a 30 de junho de 2017, ocorreram 3768 desligamentos forçados em equipamentos e linhas de transmissão da Rede Básica e Rede Complementar do SIN - Sistema Interligado Nacional. A causa dos desligamentos estão apresentadas no diagrama da Figura 3.

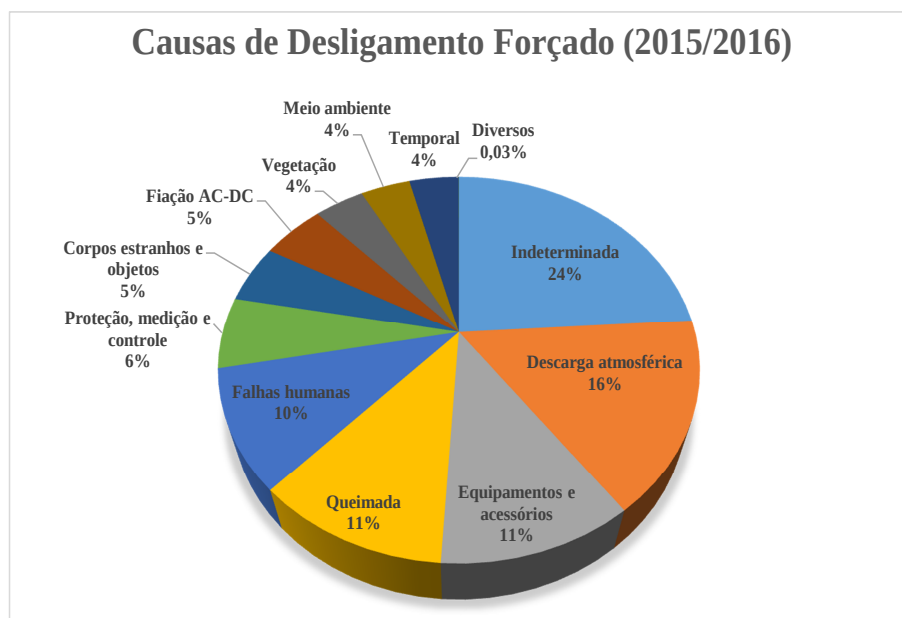


Figura 3: Estatística de faltas em equipamentos do SEP (ocorrências entre 2015 a 2016) [18].

Verifica-se que, dentre as principais causas dos desligamentos, apenas os equipamentos e acessórios correspondem a 416 (ou 11,04 %) ocorrências do total de desligamentos forçados. Isso porque os sistemas de energia elétrica estão sujeitos a muitos

tipos de distúrbios que resultam em transitórios elétricos devido a descargas atmosféricas, falhas ou operações de rotina, como energização e desenergização de linhas elétricas, abertura de desconexões e comutação de cargas indutivas ou capacitivas [41]. Tais distúrbios podem acarretar em atividades de descargas parciais (DP), que constituem causa predominante da degradação de longo prazo e falha de isolamento elétrico [42].

Na Figura 4, é ilustrado um exemplo de equipamento danificado após a combustão ocasionada por colapso em seu sistema isolamento (o transformador de corrente ao centro).

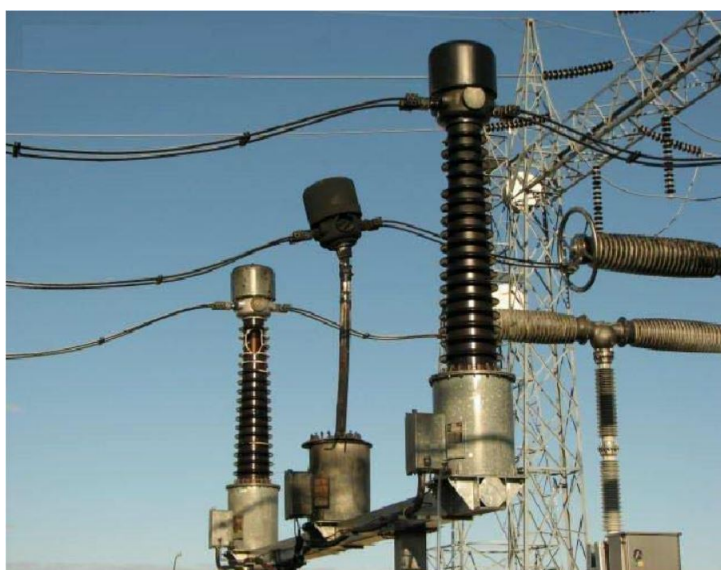


Figura 4: Falha de TC de classe de 230 kV durante operação [20].

A avaliação de faltas causadas por falhas em sistemas de isolamento elétrico em equipamentos é primordial para melhoria de índices de desempenho em manutenção preventiva e preditiva e gestão de ativos de empresas responsáveis pela geração, transmissão e distribuição de energia elétrica a consumidores, de modo a diminuir eventuais circunstâncias que possam resultar em altos valores de encargos e tributos devido aos Indicadores Coletivos de Continuidade, dados pela Duração Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (DEC) e pela Frequência Equivalente de Interrupção por Unidade Consumidora (FEC), e aos Indicadores Individuais de Continuidade, expresso por FIC (Frequência de Interrupção Individual por Unidade Consumidora) e DIC (Duração de Interrupção Individual por Unidade Consumidora) conforme o Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL).

Apesar da utilização de sistema de monitoramento *on-line* não implicar necessariamente na eliminação total de faltas, muitas faltas causadas por falhas em equi-

Tabela 1: Comparação entre faixas de frequência de medição em máquinas rotativas [2, 3].

Faixa de Frequência	Vantagens	Desvantagens
LF (<3 MHz)	Cobertura completa do enrolamento Carga aparente calibrável Boa sensibilidade	Baixo SNR Difícil localização
HF (3 MHz - 30 MHz)	Cobertura completa do enrolamento Alto SNR Alta Sensibilidade	Carga aparente não calibrável Difícil localização
VHF (30 MHz - 300 MHz)	SNR muito alto Sensibilidade muito alta	Baixa cobertura do enrolamento Carga aparente não calibrável Difícil localização

pamentos podem ser corrigidas através de monitoramento e manutenção de ativos de energia elétrica, antes que possam apresentar danos que evoluam para problemas mais graves e exija o desligamento forçado do SEP [23, 20, 2] - e.g. a substituição do equipamento ilustrado na Figura 4 durante a medição on-line de descargas parciais e investigação da alta atividade de descargas parciais.

Muito esforço tem sido empregado no desenvolvimento e melhorias de técnicas de processamento de sinal na remoção de ruído induzido no sinal medido de descargas parciais (DP) [43]. Entretanto, o projeto e escolha de sensor de corrente adequado é essencial para se alcançar um alto SNR (Signal-To-Noise Ratio) entre assinaturas de DP (ou sinal característico) e ruído. No que se refere às tecnologias de medição de corrente, pesquisas apontam melhorias na Bobina de Rogowski, principalmente devido a baixo custo associado e facilidade de uso [44, 45, 46, 47, 48]. Notou-se, entretanto, que diversos estudos utilizam o Transformador de Corrente de Alta Frequência (TCAF) como sensor de corrente para análise de DP mas não realizam a caracterização e parametrização do sensor para aplicações em medição on-line i.e. a avaliação das melhores características do sensor para aplicações em ambientes ruidosos.

Portanto, este estudo propõe a avaliação de modelos de TCAF considerando a técnica de medição não-convencional no ambiente eletromagnético, sujeito a EMI (Electromagnetic Interference), de equipamentos em subestações do SEP. Nesse caso, a análise de assinaturas e da intensidade de descargas parciais não é objetivo do presente trabalho.

Considerando a resposta em frequência do TCAF, tem-se uma comparação entre vantagens e desvantagens para faixa de operação, conforme apresentado na Tabela 1.

A técnica convencional, utilizada como referência para a garantia de qualidade em elementos do SEP, apesar de adequado para ensaios em laboratório, é inapropriado para ensaios de campo (online) devido a presença de alta intensidade de EMI, exigindo medição em frequências superiores ao padronizado de até 1 MHz. Para tanto

técnicas não convencionais em maiores frequências de medição e larguras de bandas são aplicadas [23, 30].

Umas das ferramentas de medição é o HFCT, que fornece consideráveis vantagens sobre outros métodos [30]:

- A sensibilidade não é tão dependente da forma do pulso como nos instrumentos convencionais de medição PD.
- A relação sinal-ruído (SNR) pode ser melhorada, analisando-se os dados em certas bandas de frequência.
- Alta sensibilidade é obtida quando os sensores estão localizados próximos às fontes de DP e também quando estão distantes. Em um sistema de cabo de energia, quando um pulso PD se propaga através da blindagem do cabo, embora o conteúdo de alta frequência do sinal seja filtrado, o pulso pode ser medido a distâncias superiores a um quilômetro mantendo seu conteúdo espectral até unidades de MHz [49].
- Se dois ou mais sensores HFCT são colocados em uma instalação de alta tensão, a medição dos pulsos DP com uma referência de tempo comum permite a determinação da localização dos defeitos pela análise do tempo de retorno do sinal.
- A forma de onda dos pulsos de DP pode ser registrada para fins de pós - processamento. Os sinais gravados podem ser classificados pela caracterização da forma do pulso com o objetivo de discriminar diferentes fontes de ruído ou DP. Uma classificação adequada dos pulsos registrados por meio de análise subsequente dos padrões em diagramas de DP resolvidos em fase (PRPD) associados às fontes de DP permite a melhora na sensibilidade de detecção de defeitos e nos diagnósticos mais precisos.
- Para a faixa de frequência especificada, os núcleos de ferrite estão normalmente disponíveis e os resultados de fabricação de um sensor HFCT de alta qualidade são fáceis e baratos.

Um vez que muitos estudos lidam com técnicas de remoção de ruído (*denoising*) em medição de campo através do uso de algoritmos matemáticos e software eficientes de análise no domínio do tempo e frequência e.g. [50, 51], este estudo, entretanto, avalia a possibilidade de realizar pré-processamento do sinal através da análise de resposta de sensor indutivo ao sinal aplicado e sob condição de intensa atividade de ruído eletromagnético. Isso porque sensores indutivos de corrente são considerados ferramentas eficientes na medição *on-line* de pulsos de descargas [23, 19, 30] e a fim de que as características elétricas do sensor e da atividade de descargas parciais sejam melhor com-

preendidas, propõe-se a modelagem e simulação de transformador de corrente de alta frequência aplicados a medição do estado de isolamento de equipamentos elétricos, sob influência de interferência externa causada por ruído eletromagnético.

Portanto, o presente manuscrito compreende: 1. Investigação teórica de EMI na medição de campo usando AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) e simulação de descarga parcial através da curva de descarga do circuito derivativo RC; 2. modelagem da função de transferência com base no domínio s , parâmetros agrupados e parâmetros construtivos e elétricos do sensor, além da análise de sua resposta no tempo, frequência e Lugar das Raízes; e 3. avaliação de desempenho de diferentes modelos de TCAF sob diferentes condições de SNR.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral do presente trabalho é o de avaliar modelos de Transformador de Corrente de Alta Frequência (TCAF) através da simulação de parâmetros elétricos e construtivos do sensor sob condições de fontes de ruído eletromagnético, de forma a replicar características presentes em medição de campo (denominada medição *on-line*) de descargas parciais.

Para que isso seja possível elencam-se os seguintes objetivos específicos:

- Realizar levantamento bibliográfico do estado-da-arte sobre transformadores de corrente em alta frequência e de EMI (*Electromagnetic Interference*) em medições *on-line*;
- Estudar as referências encontradas aliando testes de simulação computacional a modelagem de TCAF;
- Avaliar os modelos de TCAF propostos pelo estado da arte utilizando-se ferramentas computacionais;
- Caracterizar fontes de ruído eletromagnético e sua influência na resposta em frequência do TCAF com os parâmetros propostos;
- Caracterizar as fontes de ruído eletromagnético obtidos em campo e modelagem de TCAF, por meio da ferramenta computacional;
- Avaliar o desempenho dos modelos obtidos através da comparação de resposta em frequência e de diversas condições de SNR, i.e. replicar sob influência de EMI em ambiente de medição *on-line*.

1.3 TRABALHOS RELACIONADOS

[52] avalia as funções de transferência de banda larga de sensores indutivos e a forma com que influenciam na forma de pulso detectado em medições de DP. Os autores realizaram testes em diferentes métodos no domínio do tempo e do tempo composto, de forma a obter a caracterização precisa em baixas e altas frequências, apresentando concordância em medições no domínio da frequência. Este estudo foi utilizado como referência na modelagem através de extração de função de transferência e resposta em frequência, além de referência na comparação da forma de onda aplicado ao sensor.

O projeto e simulação de TCAF aplicado a detecção de descargas parciais é descrito em [53], em que são apresentados a função de transferência, o número de enrolamentos, o diâmetro e área de superfície do fio de enrolamento, a dimensão do núcleo de ferrite e parâmetros elétricos tais como resistência do circuito primário e secundário, indutância do primário e secundário, indutância de magnetização, capacitância parasita, assim como a simulação do circuito equivalente do TCAF, com variação do resistor limitante (primário), do número de enrolamentos, da indutância magnetizante e da resistência secundária. Dessa forma, utilizou-se este estudo como um dos modelos para caracterização elétrica, especificação e simulação do sensor indutivo a ser estudado.

Em [54] é feito o estudo sobre medições de descargas parciais em cabos elétricos utilizando TCAF e considerando a validação de carga e incerteza associada. Este estudo descreve, dentre outras coisas, a função de transferência do TCAF no domínio da frequência, a resposta ao impulso, a caracterização experimental e especificações do TCAF (cálculo do tempo de queda, da resistência de carga, da indutância de enrolamento, da área de seção transversal, do ganho do sensor indutivo e especificação do número de voltas da bobina, permeabilidade do material e largura de banda), calibração do TCAF, forma do pulso de corrente de descargas parciais, descrição do calibrador. Portanto, este estudo foi de grande valia para a obtenção das especificações elétricas do TCAF e de medições de descargas parciais.

No estudo de [37] é apresentado o projeto e otimização de transformador de alta frequência para medições em cabos utilizados em sistemas elétricos de média tensão, além da análise e modelagem das capacitância parasita no desempenho de alta frequência e avaliação de alteração de parâmetros elétricos e simulação de TCAF. Este estudo foi levando em consideração na análise de fatores de influência da resposta em frequência e limitação da frequência de corte superior do sensor indutivo sob medição.

Em [45] é apresentado o desempenho na simulação de Bobina de Rogowski (RC) com parâmetros modelados e é feita a comparação com o desempenho em simulação de TCAF. Os parâmetros de modelagem e de construção de RC são apresentados

i.e. geometria do sensor, número de voltas, núcleo, enrolamento da bobina, volta de retorno, resistência terminal e integrador. Também são descritas respostas em aplicações transitórias e a medição de descargas parciais. Este estudo foi utilizado para análise da resposta em frequência e determinação dos parâmetros elétricos e construtivos.

[44] aborda a modelagem de sensor indutivo de corrente para aplicações em transitórios rápidos em medições on-line em equipamentos de potência. Entretanto, este estudo descreve apenas os sensores de núcleo a ar (conhecidos como bobinas de Rogowski) e com núcleo com lacuna a ar (*air-gapped core sensor*). Neste estudo é feita a caracterização, parametrização, modelagem e medição on-line englobando a linha observada, sensor indutivo, carga resistiva terminal e o dispositivo de medição. Este estudo foi utilizado como referência para o desenvolvimento da modelagem de sensor indutivo com núcleo ferromagnético do presente trabalho.

Em [55] são apresentados requisitos para medições de descargas parciais e.g. frequências de corte inferior e superior, sensibilidade, funções de reconhecimento de padrões de DP e atenuação de sinal de DP. Os autores também avaliam ruídos eletromagnéticos, largura de banda e detecção de pulsos de descargas parciais em cabos elétricos utilizados em alta tensão. Dessa forma, este estudo foi utilizado para obter-se as limitações de faixa de frequência, características de ruído eletromagnético e de amplitude e frequência obtidos pelo sensor indutivo na medição de descargas parciais.

Em [56] é abordado o modelo de circuito equivalente de TCAF para monitoramento on-line e são investigados parâmetros elétricos do sensor: obtenção da função de transferência e o relacionamento entre frequência de corte inferior, frequência de corte superior, função de transferência e fator de qualidade, de forma a obter uma melhoria de eficiência. Dessa forma, este estudo foi utilizado como comparação dos resultados encontrados.

[57] descreve a uso de transformadores de corrente convencionais como sensor de corrente voltados a medição de descargas parciais. Neste estudo observa-se uma revisão sobre métodos de detecção de descargas parciais, sensores de corrente e obtenção da função de transferência através dos métodos de Identificação no Domínio do Tempo (TDI) e Identificação no Domínio da Frequência (FDI) e do uso do Princípio da Parcimônia. Os autores também descrevem o uso de gerador de pulsos de descargas parciais artificial através de circuito R-C derivativo. Este estudo foi utilizado como modelo desenvolvimento do gerador de pulsos e obtenção da função de transferência.

Em [58] é apresentado um estudo sobre modelagem de transformadores de corrente alta frequência aplicados a medição de descargas parciais em cabos de média tensão e avaliação da resposta em frequência (FRA). Foi dada ênfase à análise da não-linearidade do núcleo ferromagnético por meio do emprego de Óxido Metálico (denominado ferrite), sendo a composição formada por óxido de zinco e níquel (Ni ZnO),

através do método de Jiles Atherton (J-A). Este estudo foi utilizado como referência para a obtenção do material do núcleo ferromagnético do sensor indutivo de corrente a ser estudado.

[23] é apresentado a validação de padrões de descargas parciais realizados em campo e em laboratório utilizando o método de PRPD (Phase-Resolved Partial Discharge Diagram) e a abordagem do ruído eletromagnético em campo com base no estado da arte. Este estudo foi importante para a obtenção do tipo e da modelagem matemática do ruído eletromagnético em campo, pois apresenta um resumo do ruído eletromagnético presente na medição de campo.

[43] descreve a medição de descargas parciais sob diferentes condições de níveis contaminação de ruído eletromagnético. Dessa forma, foi importante para obter a modelagem matemática dos tipos de ruídos encontrados em medições de campo.

Em [59] é feito a análise de TCAF construído e comparação de resultados obtidos utilizando-se TCAF comercial e bobina de Rogowski. Os autores compararam parâmetros elétricos de resposta do sensor tais como resposta de amplitude, sensibilidade, impedância de transferência de passa-faixa, saturação por alta intensidade de corrente e resposta ao impulso de TCAFs com diferentes materiais ferromagnéticos no núcleo (MnZn e NiZn). Este estudo foi utilizado como referência na comparação com os resultados obtidos de resposta em frequência do sensor de corrente modelado.

[60] descreve o desenvolvimento de sensor de corrente de alta amplitude, denominado Ferrite-Rogowski, em que são mescladas características construtivas de TCAF e da Bobina de Rogowski para aplicações em medição de descargas parciais em cabos de média e alta tensão. Para tanto, são analisados a impedância de transferência de alta frequência, saturação em alta amplitude de corrente, saturação em frequência de 50 Hz. Este estudo foi utilizado como referência na comparação de parâmetros elétricos nos resultados obtidos.

Em [61] é apresentado a otimização de TCAF para medição de descargas parciais utilizando-se Análise de Elementos Finitos (FEM). Os autores realizam a discussão de parâmetros construtivos de simulação i.e. efeito do número de voltas no enrolamento, da espessura do espaçador, da dimensão da abertura, do material do núcleo e apresentação do setup de teste. Este estudo foi utilizado como referência na análise, comparação e discussão dos resultados.

Um estudo sobre modelagem de transformadores através da resposta em frequência é fornecido em [62]. No estudo, o autor descreve modelos para baixas, médias e altas frequências, além do modelo resultante completo de transformador. Esta referência foi utilizada para análise da resposta em frequência do TCAF.

No estudo apresentado em [63] é realizado o estudo de Transformador Coaxial

de Alta Frequência com operação entre 100 kHz e 300 kHz. Para tanto, o autor levou em consideração efeitos parasitas e perdas no transformador resultantes da operação do equipamento em alta frequência e propõe o desenvolvimento de uma nova estrutura de transformador planar de alta frequência, de forma a reduzir o volume de componentes magnéticos, aumentar a eficiência e diminuir custo. Este estudo foi tomado por base para análise de componentes parasitas em transformadores de aplicação para alta frequência.

No trabalho descrito por [64] é feita a modelagem de transformador de potência utilizando-se o método de Análise de Resposta em Frequência (FRA) - método de resposta ao impulso e varredura de frequência. O autor explana modelo de núcleo de transformador, ensaios, descreve o modelo de enrolamento para alta frequência e, por fim, descreve a Reflectometria no Domínio do Tempo (TDR). Este estudo foi utilizado como referência para o estudo da resposta em frequência de transformadores e modelo de núcleo.

[65] descreve a modelagem em alta frequência de transformadores de potência sob transitório. Desse modo, o autor apresenta dois modelos propostos: 1. modelo proposto com base na análise de resposta em frequência (FRA); 2. Sob condição de carga e a vazio, é feita a validação do modelo de duas ressonância e o cálculo da função de transferência de sobretensão do modelo. Este estudo fornece boas explicações sobre a resposta em frequência e foi utilizado como referência na modelagem do sensor de corrente proposto.

Em [66] o autor descreve o projeto de transformador de alta frequência para aplicações em transformadores de estado sólido (SST) em sistemas de distribuição de energia elétrica. O autor apresenta topologias de projeto de transformador em alta frequência e considerações a respeito da caracterização do núcleo magnético, perdas no núcleo, efeitos de alta frequência no enrolamento, indutância de fuga e requisitos de isolamento. Este estudo foi utilizado como referência na modelagem do transformador em alta frequência no presente estudo, considerando a ferramenta disponibilizada em MATLAB pelo autor.

1.4 CONTRIBUIÇÕES DO PRESENTE ESTUDO

Conforme observado em [23] e [19], apesar da atenuação do sinal do TCAF e interferência causada tanto por ruído eletromagnético externo ao sinal quanto no sistema de medição, o acoplamento indutivo proporcionado pelo TCAF possui uma resposta satisfatória aos pulsos de descarga parcial, permitindo obter sinais de DP semelhantes aos obtidos com o acoplamento capacitivo (medição convencional de descargas

parciais, em condições de ausência de ruído externo). No entanto, parâmetros de atividades de descargas parciais i.e. taxa de repetição (n) e intensidade de carga (q) são consideravelmente distorcidos com o uso de TCAF (método eletromagnético, não convencional [29]), em relação aos dados obtidos com acoplamento capacitivo (método elétrico e convencional [3]). Sendo assim, o TCAF pode ser utilizado como sensor de corrente na detecção de descargas parciais em medição de campo e suas características elétricas e construtivas podem ser melhoradas, conforme indicam os estudos de [52, 53, 37, 59, 44, 46, 57, 54, 67, 68, 60, 69].

Nesse sentido, muitos estudos tratam de técnicas de remoção de ruído em sinais adquiridos em campo através do uso de algoritmos matemáticos - softwares eficientes em domínio da frequência e do tempo tais como *Spectral Subtraction Denoising* (SSD), *Discrete Wavelet Transform* (DWT), *Wavelet Shrinkage Denoising* (WSD), análise estatística e *Principal Component Analysis* (PSA) [70, 71, 72]. O presente estudo, no entanto, avalia a possibilidade de realizar pré-processamento do sinal através da modelagem e simulação de parâmetros elétricos de sensor de alta frequência para medição de descargas parciais, replicando condições de medição em campo, sob influência de ruído eletromagnético intenso, a fim de, em estudo futuros, fornecer os parâmetros elétricos ótimos do sensor. Nesse caso, as contribuições do presente trabalho são:

1. Caracterizar o ruído eletromagnético de interferência na medição de descargas parciais;
2. Avaliar as modelagens de TCAF propostas pelo estado da arte;
3. Comparar o desempenho do modelo utilizado com sinal sem ruído e sob influência de ruído eletromagnético;
4. Avaliação da viabilidade de medição *on-line* de descargas parciais com base nos resultados encontrados e através da comparação com estudos do estado da arte.

Ressalta-se que, apesar da simulação não dispensar o desenvolvimento do sensor e realização de ensaio elétrico *in loco*, para efeito de avaliação das características elétricas e.g. resposta em frequência do sensor e de seus aspectos construtivos, pode-se validar o desempenho do sensor sob condições de ruído eletromagnético e ambiente simulado, de forma a se obter valores de tais parâmetros que forneçam uma resposta com menor erro e mais de maior similaridade ao sinal aplicado ao modelo do sensor. Julga-se, portanto, mais prudente a simulação dos parâmetros elétricos e construtivos antes da realização real, uma vez que a alteração minuciosa na geometria física do sensor e avaliação da resposta levaria a um tempo extensamente elevado.

Outrossim, utilizando-se modelos adequados de descargas parciais, pode-se evitar a mobilização de equipe técnica, a disponibilização de aparatos e recursos de

laboratório e a oneração por tempo de atividades envolvidas [39], além de acarretar na mitigação de custos relativos à dispensa dos respectivos ensaios em laboratório de alta e extra-alta tensão.

Através dos resultados encontrados, foi possível descrever os parâmetros ideais de resposta em frequência do TCAF e comparar os resultados encontrados com referências do estado da arte que descrevem a modelagem e simulação de sensor indutivo de corrente em condições de ensaio elétrico em campo.

1.5 RESUMO DOS CAPÍTULOS

No Capítulos 2, 3 e 4 são feitos o levantamento do estado da arte sobre falhas em equipamentos elétricos, descargas parciais, métodos de detecção, sensores de corrente, considerações sobre análise de circuitos e modelagem de transformadores. No Capítulo 5 são descritos os materiais e métodos e a metodologia de abordagem da problemática, bem como o desenvolvimento da geração de sinal e ruído característico e a modelagem numérica da função de transferência do transformador de corrente de alta frequência, aspectos construtivos e elétricos do sensor e a análise de sua resposta. No Capítulo 6, são apresentados e discutidos os resultados de simulações com os parâmetros de TCAF, previamente modelados em diferentes funções de transferência e submetidos a sinais contendo diferentes níveis de SNR, além da validação da hipótese descrita no Capítulo 1. Por fim, no Capítulo 7 é feita a conclusão e descrição de trabalhos futuros.

2 DESCARGAS PARCIAIS EM EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Os equipamentos elétricos presentes em sistemas elétricos de potência de geração, transmissão e distribuição de energia possuem o propósito de chavear, transformar, proteger e regular a tensão elétrica (quando necessário), de modo a compensar a energia reativa. Dentre os principais equipamentos, encontram-se: transformador de potência, reatores de derivação, buchas, transformadores de instrumentos, para-raios, chave seccionadora, disjuntor, capacitores, isolador e cabos. Tais equipamentos elétricos possuem sistemas de isolamento com dielétricos [73, 74, 15]: 1. Sólidos - e.g. materiais cerâmicos, vidro, fibra de vidro, polímeros termoplásticos, PVC (Cloreto de Polivinila), PE (Polietileno), resinas epóxicas (EP), EPDM (Monômero de etileno-propileno-dieno), papel impregnado, borrachas naturais e sintéticas; 2. Líquidos - óleo mineral e vegetal, materiais baseados em hidrocarbonetos, líquidos sintéticos livres de halogênios e materiais inorgânicos (H_2O , H_2 , He , SF_6); 3. Gasosos - ar, SF_6 , e outros gases menos utilizados (e.g. O_2 , H_2 , CO_2 , N_e).

2.1 MATERIAIS DIELÉTRICOS

O isolamento elétrico garante que a corrente flua apenas ao longo dos condutores e não entre os condutores individuais ou entre o condutor e o terra. Além disso, também pode servir como um suporte para condutores elétricos, de baixos a altos níveis de tensão (ordem de centenas de kilovolts) [75]. A condução de corrente através de um dielétrico depende principalmente do seu número relativo de permissividade e do tipo e amplitude do sinal de tensão. Enquanto os condutores têm resistência e as bobinas têm indutância, os dielétricos podem ser modelados eletricamente como capacitâncias. Assim, um típico capacitor de placa paralela é demonstrado na Figura 5 [76, 15].

Considerando que $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$, a capacitância C é dada por,

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad (2.1)$$

Em que: ϵ_0 – permissividade absoluta ou constante dielétrica é dada por $8.854 \cdot 10^{-12}$ ou $1/(36\pi) \cdot 10^{-9}$ F/m; ϵ_r – número da permissividade relativa; A – áreas dos eletrodos em m^2 ; d – distância entre eletrodos em metros (m). A resistência de corrente contínua (DC) fornecida por um material isolante representa o conceito de resistência de isola-

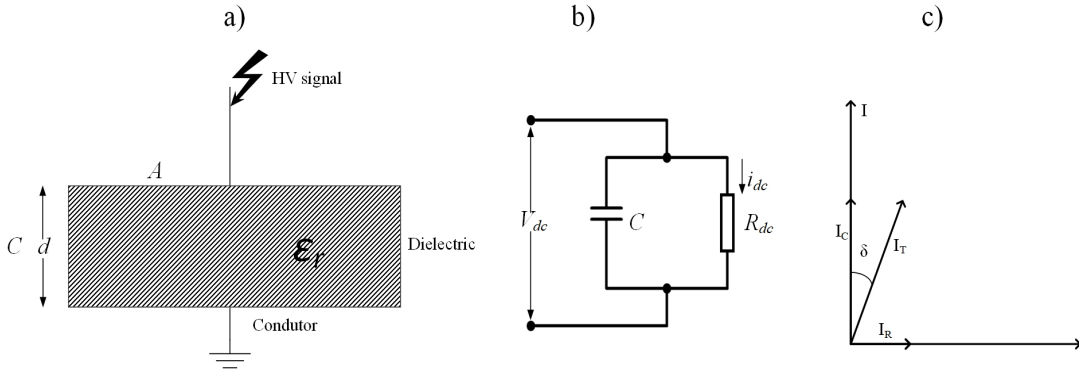


Figura 5: Ilustração de material isolante: a. Modelagem dielétrica, b. diagrama de circuito equivalente [76], c. Fator de perda [77]

ção de um dielétrico e é representado pela resistência de isolação específica (ρ) em que é recíproca à condutividade K_{dc} , expressa por [76],

$$\rho_{ins} = \frac{1}{K_{dc}} \quad (2.2)$$

Quando a corrente direta i_{dc} (vide Figura 5b) é aplicada através de dois eletrodos uniformes separados por material isolante, uma área A de comprimento d (Figure 5a.) do diagrama de circuito equivalente (Figura 5b), constituindo uma capacitância C e uma resistência DC (R_{dc}) em paralelo, o relacionamento a seguir pode ser descrito,

$$R_{dc} = \rho \cdot \frac{1}{K_{dc}} \quad (2.3)$$

Considerando a lei de Ohm, a corrente i_{dc} pode ser expressa como,

$$i_{dc} = \frac{U}{R_{dc}} = \frac{U \cdot A}{R_{dc} \cdot d} \quad (2.4)$$

Para um campo uniforme ($E = \frac{U}{d}$) a equação a seguir é válida,

$$i_{dc} = \frac{E \cdot A \cdot d}{\rho \cdot d} = \frac{E \cdot A}{\rho_{ins}} = K_{dc} \cdot A \cdot E \quad (2.5)$$

Da mesma forma que a condutividade K_{dc} , a resistência específica da isolação da temperatura relaciona-se com a tensão aplicada em função do tempo. Quando dois condutores estão isolados entre si, uma camada de gás ou material isolante preenche o meio entre eles, formando a isolação elétrica. O circuito equivalente prático de um capacitor é, portanto, um capacitor em paralelo com resistência, como mostrado na Figura 5b. Considerando a Figura 5c. em que I_T é a corrente total e V é a fonte de

tensão, de frequência ω , aplicada no material, a perda de potência no capacitor é dada por [74],

$$P = V.I_R = V.I_C \tan \delta = V.(\omega.C.V). \tan \delta \quad (2.6)$$

A equação anterior pode ser reescrita como,

$$P = 2.\pi.f.C.V^2. \tan \delta \quad (2.7)$$

Em que I_R e I_C são correntes resistivas e capacitivas, respectivamente e f é a frequência do sinal (vide Figura 5b.). O termo $\tan \delta$ é conhecido como fator de perda ou tangente de perda e pode ser expresso como a relação entre a energia ativa e reativa dada por [76],

$$\tan \delta = \frac{V.i_T. \cos \phi}{V.i_T. \sin \phi} = \frac{I_R}{I_C} \quad (2.8)$$

O $\tan \delta$ indica a qualidade do material de isolamento. Desta forma, as principais características dielétricas a serem avaliadas são a fim de identificar o estado do material isolante são: permissividade relativa (constante dielétrica), polarização, rigidez dielétrica e $\tan \delta$ [76, 74]. As descargas parciais também podem ser incluídas na avaliação do estado de isolamento dos equipamentos de SEP pois indica o estado do isolamento e é uma das principais ferramentas de análise da condição de isolamento [78].

2.2 FALHAS EM EQUIPAMENTOS ELÉTRICOS

As falhas em propriedades dielétricas de materiais isolantes são conhecidas como "colapsos" e podem ser do tipo global ou local. No colapso global tem-se a ruptura completa ou falha do material (colapso) isolante entre dois isolantes. No colapso local o fenômeno de falha de propriedades isolantes é confinado localmente no sistema isolante entre os eletrodos. Pelo fato de ser local, o colapso também é conhecido como colapso parcial (PB) ou descarga parcial (DP) e pode ocorrer em qualquer dielétrico sob condições adversas [76].

O colapso do sistema de isolamento elétrico de um equipamento pode ser causado por algumas eventualidades [79], expressas como:

- Sobreaquecimento causado por perdas dielétricas, devido ao envelhecimento gradual do equipamento e acelerado pela combinação de altas temperaturas e aquecimento por perdas dielétricas;

- Descargas parciais, caracterizadas por descargas elétricas que acometem parcialmente o material isolante entre dois condutores e diminui sua vida útil;
- Arborescência, fenômeno elétrico irradiado no dielétrico, causando o aparecimento de ramos de degradação do material no local de atividade de descargas elétricas. A arborescência pode ocasionar protusões (no eletrodo), inclusões (no dielétrico), cavidades (contendo descargas parciais) e interstícios (contendo descargas parciais).

Considerando as necessidades ou exigências de *stakeholders*, órgãos reguladores e consumidores e obter um maior desempenho, confiabilidade e manutenção nos serviços das concessionárias de transmissão e de distribuição de energia elétrica, algumas metodologias de manutenção podem ser empregadas para avaliar o estado de isolamento de equipamentos e análise de vida útil: 1. desconsiderar a manutenção até o colapso - manutenção corretiva; aplicação de manutenção em intervalos de tempo constantes (manutenção preventiva baseada no tempo); aplicação de manutenção quando a condição do componente é tal que falhará em um curto intervalo de tempo (manutenção preventiva baseada em condição) [78].

Verifica-se que a manutenção baseada em condição possui vantagens sobre a manutenção baseada em intervalo de tempo, uma vez que a primeira permite reduzir custos de manutenção. Considerando a "Curva da Banheira", em que demonstra a taxa de falhas em ativos, inicialmente os equipamentos produzem uma grande taxa de falhas devido a falhas de fabricação, reduzindo e permanecendo constante durante boa parte da vida útil e ao final, aumenta novamente devido a aspectos relacionados ao envelhecimento do equipamento. De forma a prevenir falhas em ativos de energia elétrica, é importante conhecer o estado do equipamento [78]. Assim, o monitoramento, detecção de falhas e manutenção visam fornecer uma operação eficiente da rede elétrica.

2.2.1 Diagnóstico de Falhas em Equipamentos Elétricos do Sistema Elétrico de Potência

O objetivo dos métodos modernos de monitoramento e diagnóstico é garantir a utilização ideal e confiável de equipamentos (e.g. transformadores em relação à potência transferida e seu tempo de vida útil). A este respeito, vários procedimentos tais como monitorização térmica, análises de óleo (Análise de Gás Dissolvido, Furfuro), medições de descarga parcial (elétrica, acústica), função de transferência, corrente de relaxação, medição de tensão de recuperação, dentre outros, são investigados e aplica-

dos. Cada método pode ser aplicado para um tipo específico de problema e tem seus próprios méritos [80].

Para obter um fornecimento de eletricidade contínuo e ininterrupto, deve-se realizar a manutenção preventiva nos ativos de energia elétrica. Através da análise de descargas parciais, pode-se avaliar com precisão a confiabilidade do isolamento elétrico de um equipamento [79].

2.3 O FENÔMENO DAS DESCARGAS PARCIAIS

As descargas parciais (DP) são o resultado de uma ruptura localizada no isolamento elétrico restrita a somente uma parte do dielétrico gasoso, líquido, sólido ou qualquer combinação dos mesmos. Portanto, as DPs não conectam os eletrodos de sistemas de isolamentos e são causadas por influência de campos elétricos extremamente não-uniformes (i.e. em campos em que as cargas do espaço podem elevar ou diminuir a não-homogeneidade geométrica do campo) a partir da intensidade de campo elétrico particular às condições do dielétrico e da ruptura [76], i.e. são resultantes de elevações de intensidade de campo (e.g. pontos condutivos ou através de deslocamento de campo) ou redução da rigidez dielétrica em isolantes (e.g. cavidades preenchidas por gás) [81]. As principais causas que resultam em descargas parciais são defeitos no sistema de isolamento ocasionado por exposição ao tempo, problemas relacionados a fabricação e logística entre fornecedor do equipamento e local de instalação [20, 21] e também ao envelhecimento do dielétrico, estresse elétrico (sobrecarga de tensão ou corrente), alta temperatura ou estresse mecânico (impacto do equipamento em superfícies sólidas, para sistemas isolantes sólidos) [22].

Durante os processos de descargas, existe uma grande diferença entre tensão aplicada em AC, DC e tensão de impulso (e.g. utilizada em testes de rigidez dielétrica). As descargas parciais tem a maior significância técnica em sinais AC devido a erosão de materiais sensíveis [81]. Portanto, o presente estudo será restrito a aplicações de sinais de alta amplitude em AC tais como alta tensão, extra alta tensão e ultra alta tensão.

Um amplo grupo de fenômenos é abrangido pelas descargas parciais: corona em dielétricos gasosos, avaria interna em cavidades ou vazios (e.g bolhas) dentro de dielétrico líquidos ou sólidos e descargas superficiais também conhecidas como rastreamento (“tracking”) ou arborescência elétrica (“electrical treeing”) que irão aparecer entre superfícies de bordas de certos dielétricos sólidos ou líquidos e ar ou meio gasoso. Embora atividades de DP em degeneração de gases não causem danos irreversíveis nas propriedades dielétricas (podendo ser renovadas) ou não acometem com

grande preocupação em isolantes líquidos (que podem ser trocados continuamente), no caso de isolante sólido o dano é irreversível. Portanto, cada evento de rompimento dielétrico no material isolante causa deterioração devido ao impacto de elétricos de alta energia e íons acelerados, o que acarreta em transformações elétricas e químicas. Entretanto, a deterioração é dependente do material, condições ambientais e com o tempo pode levar a danos permanentes no dielétrico [76].

Existem muitos modelos teóricos que podem ser aplicados à modelagem numérica de descargas parciais e que são classificados como modelos físicos ou modelos estocásticos. Os modelos físicos, do qual trata o presente estudo, baseiam-se nos circuitos equivalentes e em simulações 2D (bidimensional) e 3D (tridimensional) de campo elétrico no dielétrico. Nesta categoria, estão inseridos dois modelos [39]: 1. Modelo capacitivo - modela a cavidade de descarga utilizando um circuito equivalente capacitivo [82, 83]; e 2. Modelo de dipolo - baseado no momento de dipolo que descreve o evento de DP e a distribuição de campo elétrico entre eletrodos [84].

Os modelos estocásticos descrevem os processos aleatórios de atividade de DP através da variação estatística da forma de onda do pulso em termos de amplitude, forma e instante de tempo de ocorrência [85]. A explanação dos modelos estocásticos não é o objetivo deste estudo e recomenda-se consultar as referências [86, 87, 85] para um aprofundamento no assunto.

O presente estudo é direcionado à modelagem capacitiva de descargas parciais, representado na Figura 6, em que é demonstrado um sistema de isolamento de dielétrico sólido contendo uma cavidade C_1 preenchida por gás entre os terminais A e B. A capacitância C_3 determina a capacitância total do sistema de eletrodo do objeto sob ensaio. Sabendo que ϵ_{r1} e ϵ_{r2} são permissividades relativas do vazio e do dielétrico principal, respectivamente.

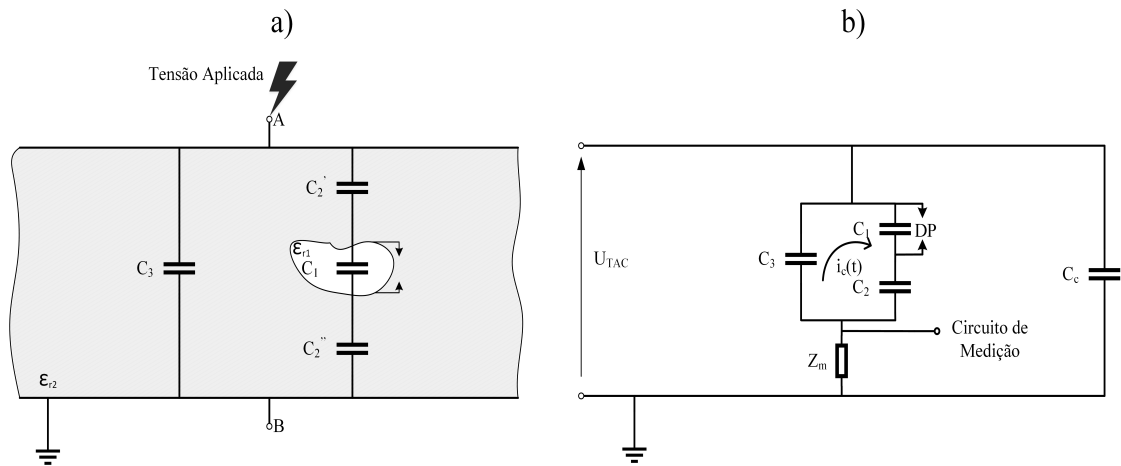


Figura 6: Atividade de descarga parcial em dielétrico: a) vazio modelado como capacitância; b) diagrama de circuito equivalente para medição [76, 88].

As linhas de campo elétrico inicial e terminam no vazio formam as capacitâncias C_2' e C_2'' dentro do dielétrico e combinadas em série formam a capacitância C_2 em que: $C_2 = C_2' \cdot C_2'' / (C_2' + C_2'')$. A capacitância do vazio C_1 é a origem da descarga parcial ao se aplicar tensão U_T sobre o objeto sob teste (Figura 6b). O capacitor C_C é o capacitor de acoplamento necessário no circuito para suprimir as reflexões do terminal aberto durante o ensaio.

Ao se aplicar a tensão de teste em 50 Hz (ou 60 Hz), a capacitância C_1 formada pelo vazio torna-se carregada, fazendo com que a C_1 receba parte da tensão U_T aplicada, dependendo das magnitudes das diferentes capacitâncias. A intensidade de campo elétrico em C_1 dependerá dentre outras especificações, da forma, dimensão e localização. Ao se elevar ainda mais a tensão aplicada, o princípio das descargas através de C_1 aparece na parte de subida do semi-ciclo, como ilustrado na Figura 7, o que acarreta na descarga da capacitância C_1 do vazio. A corrente $i_{C1}(t)$, que não pode ser mensurada diretamente, é uma corrente de pulso de baixa amplitude e da ordem de ns de duração.

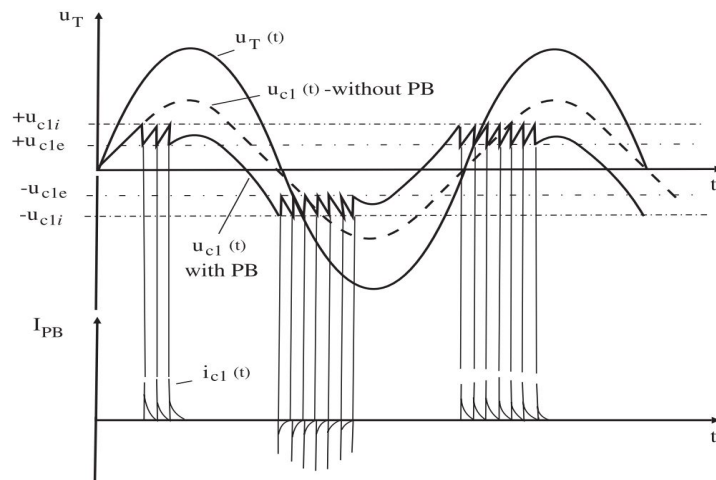


Figura 7: Pulsos de tensão e corrente de DP em vazio (e.g. cavidade) num dielétrico [76].

A carga invertida desencadeada pela descarga é então deslocada em direção aos eletrodos na direção do campo de forma a neutralizar o campo elétrico original no vazio. Caso a tensão seja elevada ainda mais no declive positivo ou negativo de um ciclo de corrente alternada, o campo novamente será intensificado e irá gerar fenômeno de descargas n vezes durante cada ciclo. Os pulsos de corrente de DP produzidos são medidos em um circuito externo, fornecendo a intensidade de DP calibrada em Coulomb. Ao se intensificar a tensão aplicada no objeto sob ensaio, a frequência de ocorrência da descarga em C_1 e sua intensidade de corrente aumentam.

Utilizando da explanação teórica de [76, 88], considera-se a amplitude de tensão de início de descarga como U_{C1i} em C_1 a tensão de extinção de DP como U_{C1e} e tem-se

que,

$$U_{Cli} = U_T \cdot \frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad (2.9)$$

Em que U_T é a tensão aplicada ao DUT ("Device under Test"). Considerando inicialmente C_1 com carga nula, devido a atividade de DP em C_1 , a queda de tensão δU_{C1} em C_1 pode ser expressa como,

$$\delta U_{C1} = U_{C1} \cdot \frac{C_2}{C_2 + C_3} \quad (2.10)$$

Ao se assumir que a queda de tensão em C_1 é igual à correspondente queda na tensão aplicada do objeto sob ensaio δU_T , obtém-se,

$$\delta U_T = U_T \cdot \frac{C_2^2}{(C_3 + C_2)(C_1 + C_2)} \quad (2.11)$$

A carga atual do processo q_{C1} transposta para o ponto fraco (vazio) do material através da energia fornecida, pode ser estimada considerando C_2 e C_3 em série e em paralelo a C_1 , expresso como,

$$q_{C1} = \delta U_{C1} \cdot \left(C_1 + \frac{C_2 \cdot C_3}{C_2 + C_3} \right) \quad (2.12)$$

Apesar de tanto U_{Cli} quanto q_{C1} serem quantidades que não podem ser mensuradas, devido a atividade de DP no vazio, um evento correspondente de queda de potencial é produzido nos terminais de potência do DUT. Conforme o circuito elétrico do diagrama da Figura 6b, a carga liberada nos terminais de entrada de energia pode ser aproximada a,

$$q = \delta U_T \cdot \left(C_3 + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_C \right) \quad (2.13)$$

Esta quantidade pode ser mensurada através da impedância de medição Z_m (Figura 6b). Como os valores C_1 e C_2 não são conhecidos, a tensão de início U_{Cli} no vazio e a magnitude de carga q_{C1} transposta para o vazio não podem ser calculados e nem medidos, uma vez que o fenômeno de DP acontece internamente ao dielétrico. Portanto, a carga mensurada " q " nos terminais e expressa na Equação 2.13 é descrita como "carga aparente" (" q_a ") nas normas IEC 60270 e IS 6209 [3, 89].

De forma da simular a modelagem de tal fenômeno, o circuito equivalente, ilustrado na Figura 8, demonstra atividade de DP. A chave S, controlada pela tensão V_c (D.D.P sobre a capacitância C_C da lacuna) é fechada por um curto intervalo de tempo

durante o qual o fluxo de corrente $i_C(t)$ ocorre. O resistor R_C simula o intervalo de tempo em que a descarga elétrica é iniciada e completada. A corrente $i_C(t)$ (que não pode ser mensurada) possui característica governada pelo processo de descarga de gás e, em geral, é similar a função de Dirac i.e. pulso de curta duração (na ordem de ns) [88].

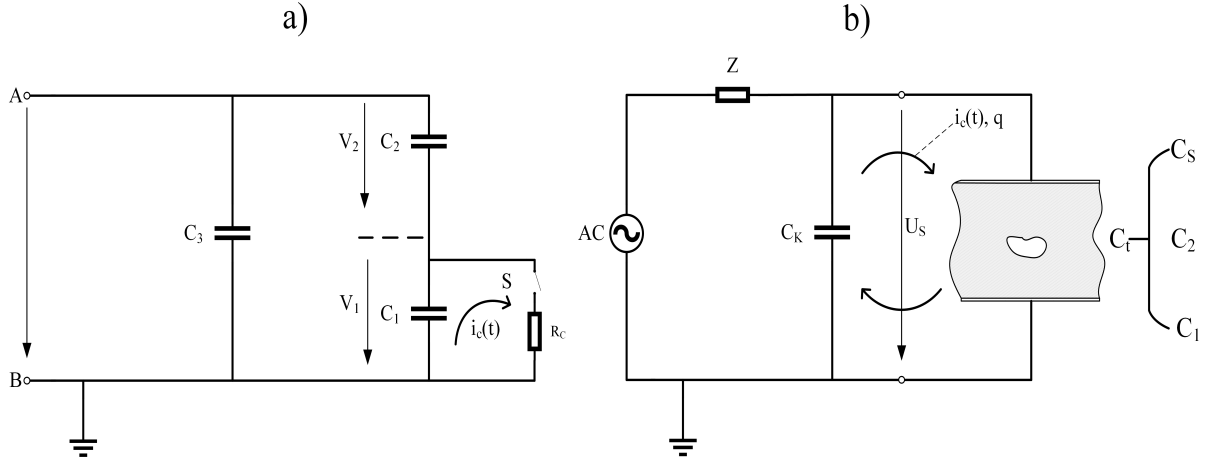


Figura 8: Circuitos de simulação e detecção de DP [88]: A) Circuito equivalente de simulação de DP no DUT. B) circuito de detecção de DP.

Assumindo que a tensão sobre a amostra num determinado instante é V_a e que os terminais não mais estão conectados à fonte de tensão, a chave S é fechada e C_1 descarrega-se. A corrente $i_C(t)$ libera uma carga $\delta q_1 = C_1 \cdot V_1$ de C_1 , que é perdida no sistema todo assumido para simulação. Comparando-se as cargas dentro do sistema antes e depois da descarga, a queda de tensão sobre o terminal δV_3 é expressa por,

$$\delta V_3 = \frac{C_2}{C_3 + C_2} \cdot \delta V_1 \quad (2.14)$$

Esta queda de tensão não apresenta informação sobre a carga de C_1 mas é proporcional a $C_2 \delta V_1$, magnitude relacionada à carga, uma vez que C_2 irá intensificar com as dimensões geométricas da cavidade. δV_3 é, portanto, uma quantidade de tensão que deve ser mensurada. É um degrau de tensão negativo com tempo de subida dependendo da duração de $i_C(t)$. A magnitude da tensão do degrau, entretanto, é pequena apesar da intensidade de δV_1 (da ordem de 10^2 V e 10^3 V) e a razão C_2/C_3 é sempre muito pequena e desconhecida e dada pela inequação: $C_3 \ll C_1 \ll C_2$.

Os circuitos de detecção são, portanto, baseados no circuito completo da Figura 8b. Assumindo-se que, agora o DUT é conectado à fonte de tensão V de corrente alternada, uma impedância Z sendo a impedância natural do terminal entre fonte de tensão arranjo paralelo de C_k e C_t ou ampliado por circuito indutor livre de DP ou filtro, pode ser desconectado do capacitor de acoplamento C_k e o espécime de teste C_t da fonte de tensão somente durante o curto intervalo de tempo de duração do fenômeno de DP.

Sabendo que C_k é um capacitor de armazenamento ou fonte de tensão estável durante o curto intervalo de DP, ele libera uma corrente de carga (corrente de pulso de DP) $i(t)$ entre C_k e C_t e tenta cancelar a queda de tensão δV_3 através de $C_t \approx (C_3 + C_2)$. Se $C_k \gg C_t$, δV_3 é completamente compensado e a transferência de carga fornecida pela corrente de pulso é expressa por,

$$q = \int i(t) = (C_3 + C_2)\delta V_3 \quad (2.15)$$

E a Equação 2.14 torna-se,

$$q = C_2\delta V_1 \quad (2.16)$$

Portanto, os métodos elétricos de detecção de descargas parciais baseiam-se na aparência dos pulsos elétricos de corrente ou tensão de DP nos terminais do objeto sob ensaio – podendo ser uma única amostra de material dielétrico para investigações fundamentais ou mesmo um aparato de alta tensão [88].

O fenômeno das descargas parciais pode ser dividido em três tipos [90, 78, 91], de acordo com a localização da atividade de DP em: **1. Descarga parcial externa:** são descargas localizadas externamente aos equipamentos de energia elétrica. Tais tipos de descarga podem ocorrer em linhas aéreas (e.g. na transmissão de energia elétrica em nível de alta e extra-alta tensão) e em armaduras dos equipamentos; **2. Descarga parcial interna:** tratam-se das descargas que ocorrem internamente ao equipamento elétrico. A descarga em vazios pertence a este tipo de DP e é necessário um sistema de medição de DP para averiguar sua condição. **3. Descarga superficial:** causada pela presença de descargas parciais nas superfícies dielétricas do material isolante devido a alta intensidade de campo elétrico tangencial, conforme mostrado na Figura 9.

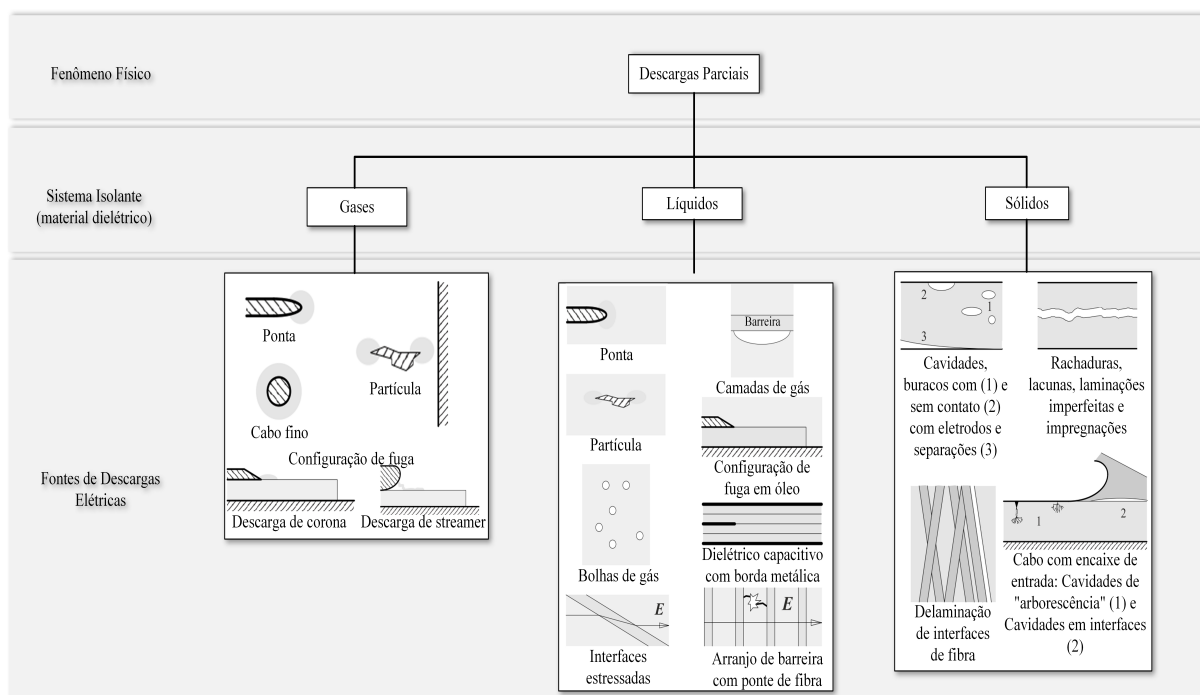


Figura 9: Classificação e fontes de descargas parciais, adaptado [81].

As atividades de DP são observadas em equipamentos do Sistema Elétrico de Potência (SEP), que operam em alta e extra-alta tensão e.g. como transformadores, cabos, buchas, etc [91]. Mesmo que o campo elétrico local nos vazios exceda um limiar e a DP ocorra, este fenômeno é limitado ao interior do vazio devido à rigidez dielétrica do isolamento circundante, sendo suficiente para evitar um rompimento total do dielétrico em um curto intervalo de tempo desde a origem das DP no dielétrico. Portanto, as descargas parciais são consideradas nocivas especialmente em sistemas de alta tensão por causarem perdas de energia elétrica e degradar gradualmente o isolamento [35].

Conforme [92]: os mecanismos de degradação por descargas parciais são causados por elétrons, íons, átomos, radicais e espécies moleculares excitadas, que são produzidos por excitação térmica, campos elétricos, forças eletrostáticas e “ventos elétricos” gerados pela colisão de espécies iônicas movendo-se sobre a influência de campo elétrico com moléculas de gases do ambiente. Portanto, o impacto resultante de descargas superficiais é resultante da interação dos mecanismos de estresse térmico, mecânico, químico, elétrico ou a sinergia entre tais mecanismos.

Para que as descargas parciais sejam desencadeadas, um elétron de início deve estar disponível e pode ser liberado por um eletrodo ou gás em que ocorre descarga elétrica. O gradiente de campo elétrico deve ser tal que a energia cinética obtida pelo elétron cause uma avalanche eletrônica ¹ por ionização. Para que a avalanche se mantenha, um fenômeno de *feedback* deve estar presente [83]. Nesse processo de avalanche

¹ Processo de liberação eletrônica devido ao gradiente de campo elétrico ou ionizante aplicado.

eletrônica pode acarretar em três mecanismos comuns [78]: *streamer* - formado quando o número crítico de portadores de carga chega a ordem de 10^8 , devido a ionização, aumentando a ocorrência de avalanches; *tonusend* - fenômeno que ocorre somente em cavidades quando a dimensão e a precisão da cavidade excede a curva de Parschen ², causando o desencadeamento de avalanche eletrônica a partir de 5 *bar.mm*; e *pitting* - mecanismo que gera subprodutos devido a ao envelhecimento do material devido a repetidas atividades de DP na fonte [93].

2.3.1 Pulsos de Descargas Parciais

Descargas parciais produzem pulsos elétricos de corrente dentro do objeto sob ensaio e produz pulsos de corrente ou tensão em sua saída proporcionais à carga do pulso de corrente na entrada do circuito e as grandezas relacionadas aos pulsos de descargas parciais estão estabelecidas em norma [3], e.g. carga aparente (q), taxa de repetição de pulsos (n) e ângulo de fase (ϕ_i) e tempo t_i de ocorrência de pulso. A representação de sinais de DP é feita através de três categorias de padrões [94, 95]: 1. dados de fase resolvida, tal como o diagrama ϕ - q - n ; 2. dados de tempo resolvido, i.e. forma de onda do tipo q - t - em que q é a magnitude de carga e t o intervalo de análise, ou V - t - em que V representa a tensão ao longo do tempo t ; 3. dados de sinais que não sejam nem de fase resolvida e nem de tempo resolvido, e.g. o diagrama q - V - variação de magnitude de pulso de descarga por amplitude de tensão de teste ou o diagrama de análise de sequência de pulso (PSA) - em que os dados relacionados aos pulsos de DP devem ser salvos como sequência [96].

As características de pulsos de descargas parciais são analisadas através dos parâmetros t_r , t_s e t_d são mensurados a partir da origem t_0 do degrau de tensão, que diz respeito ao instante de tempo em que a tensão crescente possui 10 % de U_0 , conforme apresentado na Figura 10, baseado em [93, 95]. Em que $t_s - t_d$ indica a duração do estado estacionário, t_r , é o tempo de subida do degrau de tensão, t_s é o tempo de regime estacionário, t_d é a duração do degrau de tensão, ΔU é o desvio de tensão absoluto de U_0 .

² Obtido através do diagrama do produto da pressão e distância versus tensão resultante.

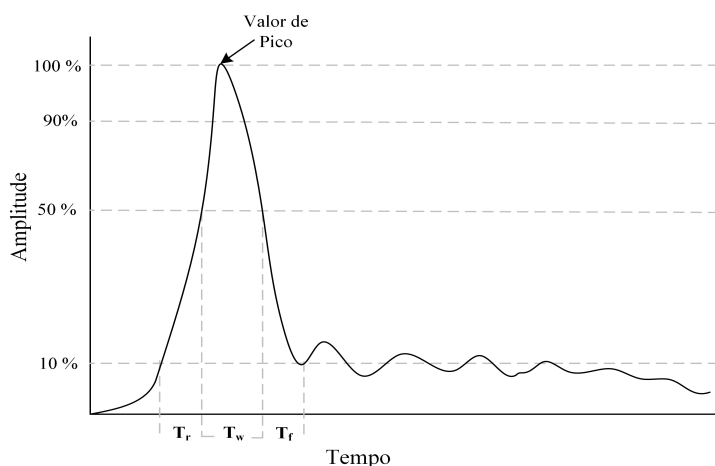


Figura 10: Parâmetros de tempo resolvido de pulso.

Os parâmetros de pulso apresentados indicam [93, 95, 96, 97]:

- Tempo de subida (T_r): intervalo de tempo entre 10% e 90% da amplitude de pulso;
- Tempo de descida (T_f): intervalo de tempo entre 90% e 10% da amplitude de pulso;
- Largura de pulso (T_d): intervalo de tempo entre 50% do sinal de subida e 50% do sinal de descida;
- Altura de pulso: máxima amplitude de pulso (100 % da magnitude de pulso);

Portanto, a detecção de descargas parciais e sua diferenciação do ruído é uma tarefa importante de monitoramento baseado em condição, de modo a prevenir danos aos ativos da rede elétrica da instalação e diminuir os encargos de manutenção [95].

2.3.2 Ruído de Fundo

Caracteriza-se ruído de fundo como sinais detectados durante medição de DP mas externos ao objeto sob ensaio [3, 36, 89].

O ambiente de EMI (Electromagnetic Interference) é a área de campos eletromagnéticos, incluindo transitórios de chaveamento que são maiores que aqueles encontrados em outras porções de sistemas distribuídos. Sistemas elétricos de subestações são sujeitos a um amplo conjunto de fontes de ruídos conduzidos e irradiados que são prejudiciais a todos os equipamentos eletrônicos [16].

O ruído elétrico são sinais elétricos não desejáveis presentes em sistemas elétricos de potência, com um conteúdo de largura de banda espectral menor que 200 kHz,

sobreposto com tensão ou corrente e pode ser ocasionado em condutores de fase, condutores neutros ou linhas de sinais. As principais causas dos ruídos elétricos são [98]: conexões defeituosas em sistemas de transmissão ou distribuição, fornos de arco, fornos elétricos, dispositivos eletrônicos de potência, circuitos de controle, equipamento de solda, cargas com retificadores de estado sólido, aterramento inadequado, desligamento de bancos de capacitores, inversores de velocidade ajustável, corona, interferência com circuitos de comunicação.

Conforme as características de domínio no tempo e frequência (TF), ruído e perturbação podem ser classificados como ruído branco (WN), Interferência Espectral Discreta (DSI), interferência em forma de pulso periódico (PPI), interferência em forma de pulso estocástico (SPI) [4]. Uma comparação entre os tipos de ruídos e perturbações são expressas na Tabela 2.

Tabela 2: Comparação entre tipos de ruído e perturbação [2, 4, 5, 6].

Tipo		Características	Fonte
Noise	WN	1. PSD is constant 2. continuous signal	1. hardware thermal noise 2. ambient noise
	DSI	1. narrow band spectrum 2. continuous signal	1. harmonic signal 2. carrier communication 3. AM/FM radio
Disturbance	PPI	1. broad band spectrum 2. periodic and narrow signal	1. excitation systems 2. power electronics
	SPI	1. broad band spectrum	1. breaker operation
		2. stochastic and narrow signal Source	2. lighting 3. other HV equipment

Os ruídos e perturbações podem ser acoplados, nos sistemas de medição on-line de DP, provenientes de diversas fontes, de diferentes formas e características. As fontes de ruído transmitido podem ser observadas na Tabela 3.

Apesar da rejeição de ruído não possuir uma solução única, pode ser implementado através do conjunto de diversas técnicas adaptadas para cada tipo de ruído e perturbação. Portanto, existe a necessidade de contínua investigação do mecanismo de descargas parciais, assim como sua característica de propagação [2]. Fontes de ruído podem determinar transitórios eletromagnéticos que causam prejuízo aos ativos de energia elétrica.

Dessa forma, também pode-se dividir as fontes de ruído como [99, 100, 101, 4]:

- Interferência de Pulso Periódico: caracterizado por dispositivos de eletrônica de potência ou outros equipamento de operação periódica e.g. AC/DC converter, ;

Tabela 3: Fontes típicas de ruído transmitido e soluções [7, 8].

Fonte Externa	Magnitude Típica	Possível Solução
Energia em 60/50 Hz	100 pA	Blindagem; remoção de loops de terra; fornecimento de energia isolado
Ondulação de fornecimento em 120/100 Hz	3 uV	Filtragem de fornecimento
Captação magnética em 180/150 Hz de transformadores de 60/50 Hz saturados	0.5 uV	Reorientação de componentes
Estações de radiodifusão	1 mV	Blindagem
Comutação a arco	1 mV	Filtragem a componentes de 5 a 100 MHz; remoção de loops de terra e blindagem adequada
Vibração	10 pA (10–100 Hz)	Acoplamento mecânico apropriado; eliminação de terminais com alto D.D.P proximo a terminais de entrada e de sensores
Vibração de Cabos	100 pA	Uso de cabo com baixa indução de ruído (dielétrico com revestimento de carbono)
Circuito Impresso	0.01 - 10pA - $/\sqrt{Hz}$ Abaixo de 10 Hz	Limpeza cuidadosa de placa; uso de isolamento de Teflon (quando necessário) e armazenamento adequado

- Interferência de Espectro Discreto (DSI): incorporado ao sinal senoidal contínuo e.g. transmissões de rádio AM/FM ou sistemas de Power Line Communications (PLC);
- Interferência de Pulso Estocástico: ocorre com amplitude e instantes aleatórios e pode ser causada por uso ocasional de equipamentos, equipamentos eletrônicos de potência, incidência de descarga atmosférica;
- Ruídos provenientes de outras fontes, também denominado ruído de EMI inerente [7]: causado pela interferência do circuito de medição e ruído ambiente.

As interferências impulsivas repetitivas e os pulsos aleatórios são difíceis de remover devido a similaridades com pulsos de DP. A interferência não impulsiva é caracterizada por ruído branco (*white noise*), proveniente de equipamentos elétricos e sinais harmônicos [23, 102].

Melhorias na detecção de descargas parciais podem ser realizadas na eliminação de ruído de campo. Conforme o mecanismo de geração, o ruído pode ser suprimido através da remoção de fontes através: 1. da eliminação do caminho de acoplamento e; 2. de utilização de técnicas de pós-processamento de sinal [2]. A primeira alternativa é o objetivo de estudo do presente trabalho enquanto a segunda pode ser encontrada em [43, 2, 4, 70, 101, 100].

Não há limite claro para o período de transiente. Geralmente, fenômenos de curta duração de menos de um ciclo (referido como frequência do sistema de potência, 50 ou 60 Hz) são geralmente referidos como transientes. A modelagem precisa dos

transientes do sistema de potência e a caracterização dos transientes medidos, juntamente com suas fontes e efeitos, são muito importantes.

Com base na forma de onda, os transientes do sistema de potência podem ser classificados em [98]: 1. Transitórios oscilatórios - oscilação amortecida com uma frequência que varia de algumas centenas de Hertz até vários Megahertz ; 2. Transitórios impulsivos - mudança repentina na condição de estado estacionário de tensão, corrente ou ambos, que é unidirecional em polaridade positiva ou negativa; 3. Transitórios múltiplos - combinação de muitos transientes sobrepostos ocorre devido a mais de uma ação de comutação.

Os transitórios produzem pulsos em faixas espectrais que abrangem desde o sinal contínuo DC (0 Hz) até 100 MHz (podendo ser superior), conforme apresentado na Tabela 4 [9].

Tabela 4: Fonte de transitório e respectiva faixa de frequência [9].

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

Considerando as descargas parciais como pulsos de natureza estocástica e não-estacionária [86] e que, conseqüentemente o ruído adquirido no sinal de medição on-line possui característica aleatória, faz-se importante inserir o conceito de Processo Gaussiano, para o qual é utilizada a explanação baseado em [1].

Supondo-se que o processo gaussiano seja representado por $X(t)$, o intervalo que começa em $t=0$ e dura até $t=T$ e que o peso de $X(t)$ pode ser feito por uma dada função $g(t)$, a integral do produto $g(t).X(t)$ no intervalo observado determina uma variável aleatória Y dada por [1],

$$Y = \int_0^T g(t)X(t)dt \quad (2.17)$$

Pode-se expressar Y como uma variável funcional linear de $X(t)$, i.e. que depende do curso da função de argumento $g(t)X(t)$ durante o intervalo $[0, T]$.

Se na Equação 2.17 a função de ponderação $g(t)$ é tal que o valor quadrático médio da variável aleatória Y é finita e se a variável aleatória Y é uma variável aleatória de distribuição Gaussiana para cada $g(t)$ nesta classe de funções, então o processo $X(t)$ é denominado Processo Gaussiano, i.e. $X(t)$ é um Processo Gaussiano se cada funcional linear de $X(t)$ é uma variável aleatória Gaussiana.

A variável aleatória Y tem uma distribuição de Gaussiana se sua PDF (*Probability Density Function*) possui a forma dada por [1],

$$f_Y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_Y} e^{\left[-\frac{(y-\mu_Y)^2}{2\sigma_Y^2}\right]} \quad (2.18)$$

Em que μ_Y é a média e σ_Y^2 é a variância de uma variável Y aleatória. Um diagrama de representação de PDF é apresentada na Equação 2.18 para o caso especial quando a variável aleatória Gaussiana Y é normalizada de forma a ter μ_Y de 0 e variância σ_Y^2 de 1 como mostrado na equação.

Dessa forma a distribuição Gaussiana normalizada é comumente escrita como $N(0,1)$ e o valor do sinal se encontrará em $\pm 3\sigma$ durante 99,7% do tempo [103].

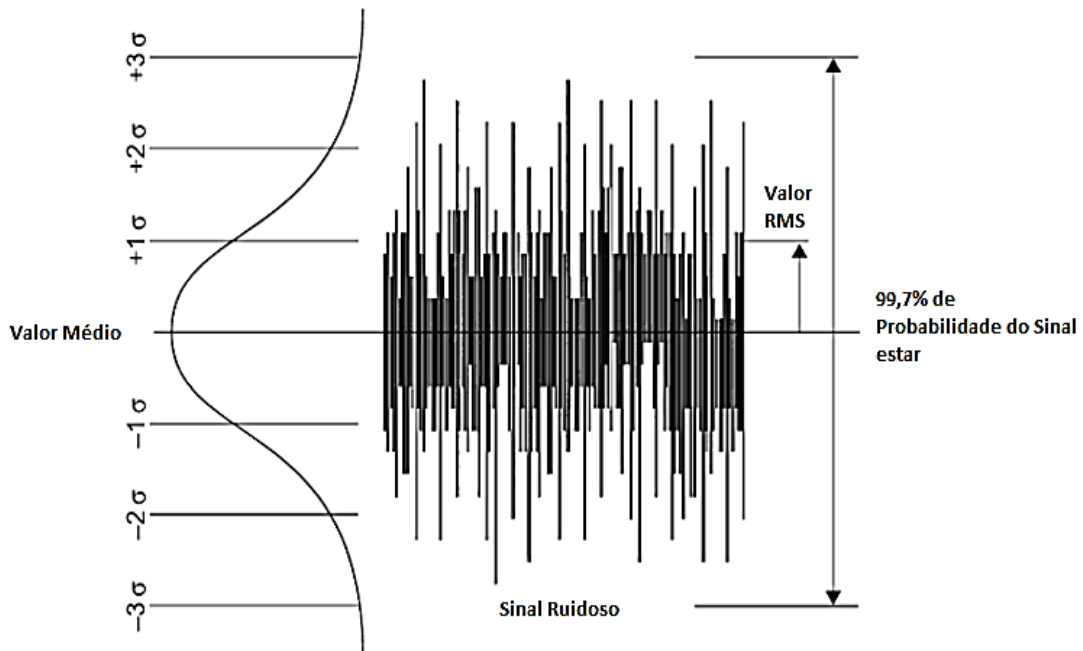


Figura 11: Distribuição Gaussiana normalizada [103].

Um ruído que pode ser Gaussiano é o ruído branco, com PSD (*Power Spectrum Density*) constante independente da frequência de operação; é denominado ruído branco devido a alusão à luz branca cuja em que possui quantum iguais no espectro de

radiação eletromagnético da banda visível [1]. Sua PDF é expressa, com uma função de amostra denominada por $w(t)$ como,

$$S_W(f) = \frac{N_0}{2} \quad (2.19)$$

A representação da PSD pode ser observada na Figura 12, em que as dimensões de N_0 é dada em W/H (Watts/HZ).

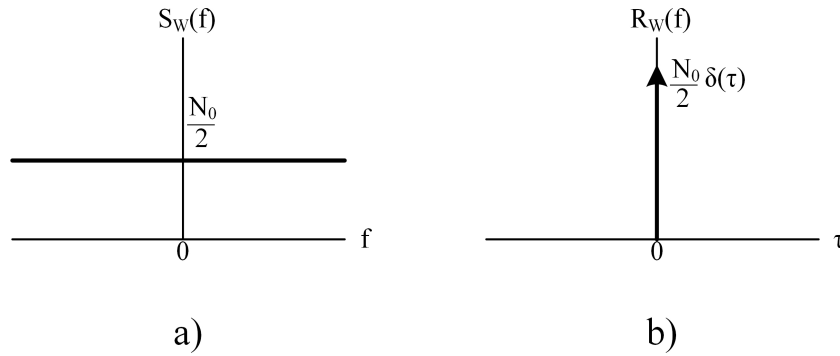


Figura 12: Características do white noise. a) Densidade espectral de energia; b) Função de autocorrelação.

O parâmetro N_0 é geralmente referido como estágio de entrada do receptor e pode ser descrito como,

$$N_0 = kT_e \quad (2.20)$$

Em que k é a constante de Boltzmann e T_e é a temperatura de ruído equivalente do receptor. A temperatura do ruído de equivalente do sistema é definido como a temperatura, em que um resistor ruidoso deve ser mantido, através da conexão de entrada de uma versão sem ruído, irá produzir a mesma energia de ruído disponível na saída do sistema como aquele produzido por todas as fontes de ruído no sistema atual. Portanto, a característica importante da temperatura de ruído equivalente é que dependa somente de parâmetros do sistema [1]. Uma vez que a função de autocorrelação é uma transformada de Fourier inversa da densidade espectral de energia, para o ruído branco, tem-se

$$R_W(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (2.21)$$

Nesse caso, a função autocorrelação de ruído branco consiste na função delta ponderada pelo fator $\frac{N_0}{2}$ e que ocorre em $\tau = 0$, conforme a Figura 12b, e $R_W(\tau)$ é zero para $\tau \neq 0$. Da mesma forma qualquer duas amostras diferentes de ruído branco,

não importa quão próximas possam estar, não são correlatas. Se o ruído branco $w(\tau)$ também é Gaussiano, então as duas amostras são estatisticamente independentes. Portanto, o ruído branco gaussiano representa a aleatoriedade [1]. Embora o ruído branco possua energia média infinita e, como tal, não é fisicamente realizável, este estudo consiste na utilização do sinal de descargas parciais com adição de ruído modelado como ruído branco de modo a replicar o sinal de medição on-line.

Um exemplo deste tipo de ruído é apresentado na Figura 13, a qual representa os valores de 1000 amostras de tensão de um sinal de ruído branco Gaussiano.

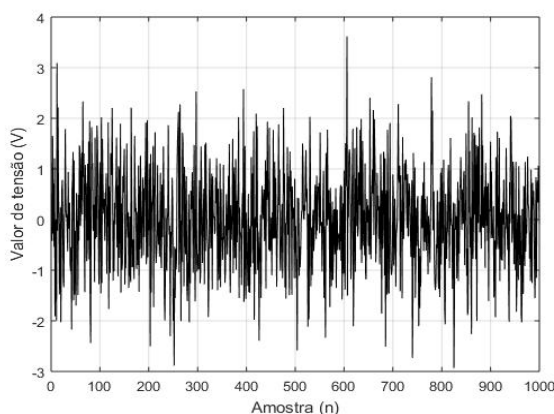


Figura 13: Amostras de ruído de gaussiano branco de tensão.

Assim como as perturbações causadas por transitórios originados por falhas no sistema de energia elétrica, as atividades de descargas parciais devem ser monitoradas continuamente como forma de manutenção preventiva, já que não é possível prever o momento exato de falha e nem estimar as atividades de descargas parciais. Este tipo de medição também é chamada de monitoramento on-line e é capaz de fornecer o estado do sistema elétrico de potência em qualquer instante [44].

As medições on-line de assinaturas (parâmetros de pulsos) de DP estão sujeitas a ruídos eletromagnéticos tais como gerados por harmônicos, rádio frequência (RF), corona e sparkings elétricos [104]. Tais distúrbios são causados por interferências de natureza não-impulsivas e impulsivas. As interferências impulsivas são repetitivas e formadas por pulsos aleatórios gerados por coronas e dispositivos de chaveamento (e.g. conversores AC/DC), operações de chaveamento, soldagem e sparking elétricos e são difíceis de serem removidos do sinal de descargas parciais devido a similaridades nas componentes de frequência, natureza estocástica do sinal e amplitude de pulso. O sinal de interferência não-impulsiva, entretanto, pode ser caracterizado como ruído branco e é gerado por equipamentos elétricos e sinais harmônicos [102].

Portanto, além da praticidade matemática em modelagem e pela indicação nos estudos [23, 43, 105], o ruído branco gaussiano será utilizado com ruído aditivo do sinal

(AWGN) de descargas parciais proveniente do gerador de pulso, a fim de replicar as características de condição de medição de campo (medição online) de DP.

2.4 PRINCÍPIOS E MÉTODOS DE DETECÇÃO DE DESCARGAS PARCIAIS

Os métodos de detecção de descargas parciais podem ser classificados em elétricos e não elétricos por meio da análise dos fenômenos: ópticos; sonoros; elétricos; químicos; e de temperatura. Os testes de descarga parcial são classificados de acordo com os métodos de medição: elétricos e não elétricos. Métodos elétricos são usados para quantificar a carga elétrica resultante de descargas parciais, enquanto métodos não elétricos são recomendados para localizar fontes de PD [106, 43, 107]. Os métodos elétricos são divididos em métodos convencionais e não convencionais e podem ser realizados usando acoplamento capacitivo e acoplamento indutivo (utilizando-se TCAF e antena de UHF), respectivamente [30, 32]. Estes métodos podem ser subdivididos conforme demonstrado no diagrama de objetos apresentado na Figura 14) baseado em [57, 31, 22, 24, 26].

Métodos de medição convencionais, baseados na norma IEC 60270, com faixa de frequência de até 1 MHz, utilizando capacitor de acoplamento e impedância de medição (quadripolo). Os métodos não convencionais baseiam-se no uso de sensores de medição nas bandas de frequência: HF - Alta Frequência (3–30 MHz), VHF - Frequência Muito Alta (30–300 MHz) e UHF - Frequência Ultra Alta (300 MHz – 3 GHz) [32, 31, 30]. O circuito de medição pelo método elétrico convencional de detecção de descargas parciais é apresentado no diagrama da Figura 15. O presente estudo leva em consideração a aplicação de TCAF na faixa de HF e VHF devido a limitação de resposta em frequência e especificação de parâmetros elétricos deste sensor.

Existem dificuldades associadas ao método convencional, que exige o transporte de equipamentos de medição para o laboratório e a necessidade de desligamento programado do SEP para conectar os dispositivos de acoplamento. Essas dificuldades representam obstáculos no uso do método elétrico convencional na medição da operação de campo [20, 24].

A fim de superar essas dificuldades e alcançar a sensibilidade do dispositivo de medição através de testes em equipamentos energizados e conectados por PES (Sistema Elétrico de Potência), métodos não convencionais podem ser usados para realizar o teste PD em alternativa aos testes convencionais [22, 30]. Pelo método não convencional de teste PD, os sinais de descarga parcial são acoplados diretamente ao sistema de aterramento do equipamento de alta tensão, utilizando o acoplamento indutivo por

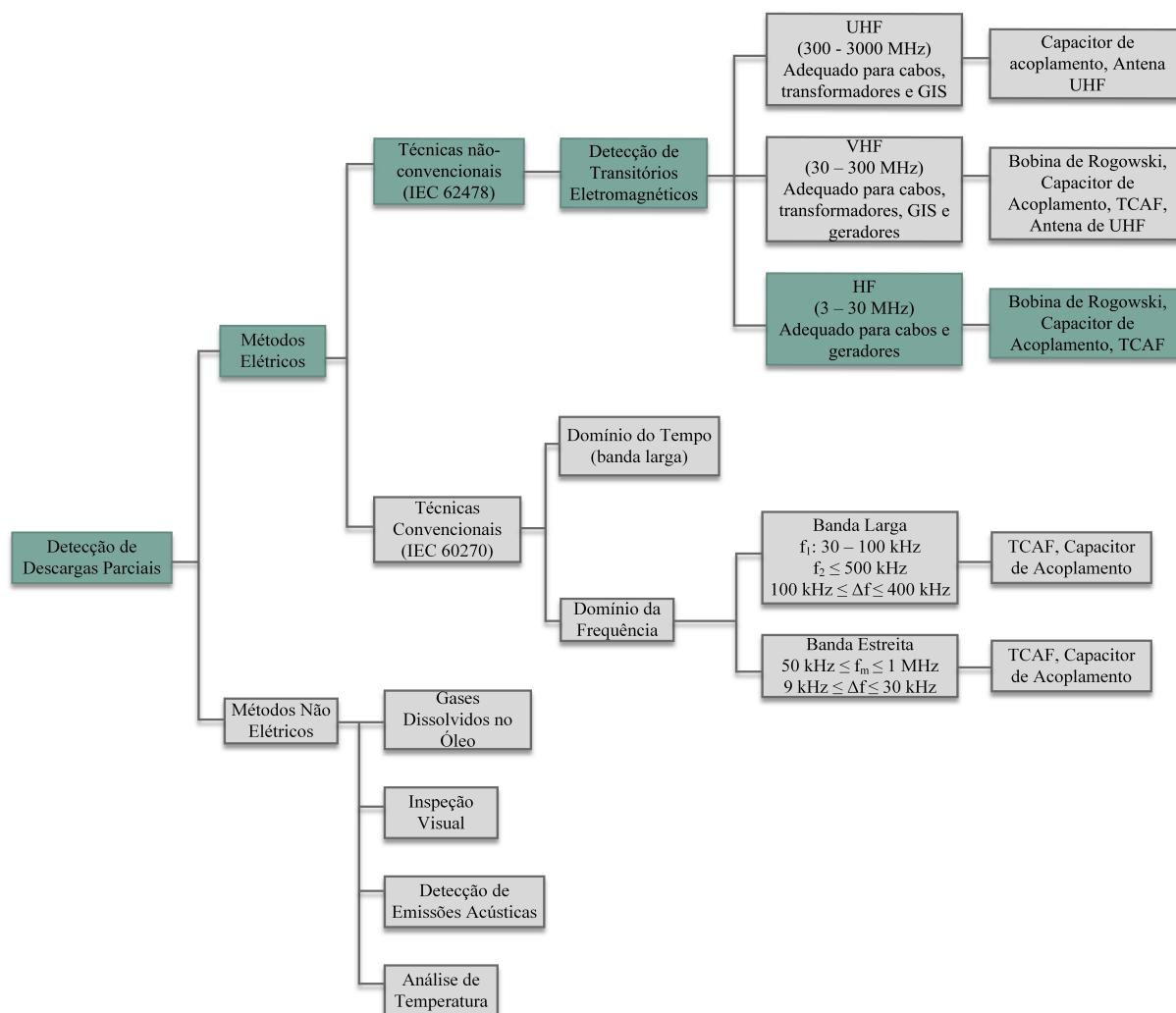


Figura 14: Detecção de descargas parciais com ênfase no método, técnica e sensor utilizados.

Transformador de Corrente de Alta Frequência (HFCT) e que a frequência central do dispositivo de medição recomendado é entre 2 MHz a 10 MHz [32]. Assim, os testes podem ser realizados ao ar livre sem desconectar os equipamentos de alta tensão do PES. Este estudo não aborda as causas relacionadas às fontes de DP, portanto, sugere-se consultar [21].

A medição de descargas parciais on-line é uma prática comum para avaliação do estado do sistema de isolamento elétrico do equipamento de alta tensão instalado. Este tipo de ensaio é realizado durante operação normal do SEP (Sistema elétrico de Potência), sem a necessidade de interrupção do serviço elétrico, pois os sensores podem ser instalados diretamente no equipamento [23, 30]. Além disso, a medição de atividade de DP pode ser realizada de forma permanente ou temporária e sob diversas condições de carga [30].

De acordo com o padrão IEC 60270 e as referências [96, 33], o acoplamento capacitivo utilizando impedância de medição é adequado para medição laboratorial de

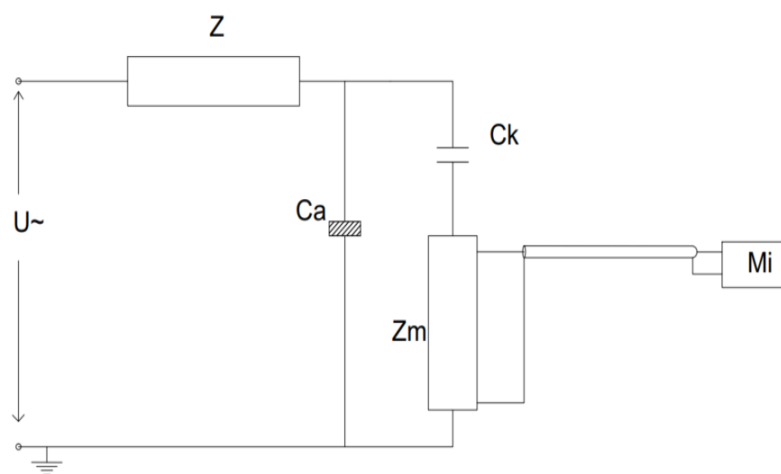


Figura 15: Configuração de ensaio convencional [3].

PD (onde a calibração do instrumento de medição é possível) enquanto o acoplamento indutivo pode ser usado tanto em laboratório e em testes de operação de campo. Assim, os circuitos de simulação do teste PD apresentados neste estudo são chamados de teste elétrico não convencional (acoplamento indutivo).

O uso do TCAF como método eletromagnético de medições de DP segue recomendações da IEC 62478 – Técnicas de Teste de Alta Tensão: Medição de Descargas Parciais pelos Métodos Eletromagnético e Acústico, que descreve o uso de acoplamento indutivo por AF e TCAF em Equipamento sob Teste (EST) [29].

Em medições no local, o HFCT deve ser usado como método não convencional, i. e. usando o acoplamento indutivo, que permite realizar a análise PD no EST conectado ao PES, conforme descrito nos estudos [23, 30, 32]. Como mostrado na Figura 2, a HFCT foi conectada ao sistema de aterramento EST como uma alternativa ao teste elétrico convencional descrito acima. As desvantagens desse método incluem ausência de tensão de referência e dificuldades no uso do calibrador. Portanto, este método se concentra na avaliação do padrão PD (ou assinatura) no diagrama de descarga parcial resolvida em fase (PRPD ou *Phase-resolved Partial Discharge*).

O procedimento ilustrado na Figura 16, baseado em [55, 30, 60], é possível devido ao HFCT ter núcleo articulado que permite ser acoplado ao condutor de aterramento (para ser utilizado como circuito primário).

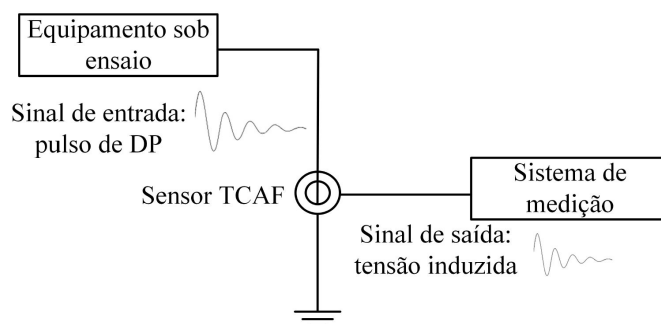


Figura 16: Ensaio de descargas parciais em equipamento elétrico.

Além da vantagem de medir equipamento conectado por PES, não há necessidade de usar o capacitor de acoplamento e a impedância de medição (quadripolo) porque os sinais são acoplados magneticamente ao HFCT.

Estendendo-se o conceito de medição on-line para a proposta de [44] e utilizando-se a aplicação para análise para outros sistemas de energia, i.e. equipamentos de SE, pode-se representar o fluxo de dados de um sistema de arquitetura de monitoramento on-line como o representado na Figura 17, em que consiste de: 1. unidade sensora para medição precisa de transitórios em equipamentos do SEP; 2. unidade de processamento de sinal, para análise do transitório registrado; 3. unidade de processamento de algoritmo de diagnóstico e suporte a tomada de decisão sobre o estado dos equipamentos baseado em conclusões dos últimos registros; 4. unidade de comunicação para troca de dados para fornecer referência a entrada ou saída de dados para a habilidade de realizar análise complexa.

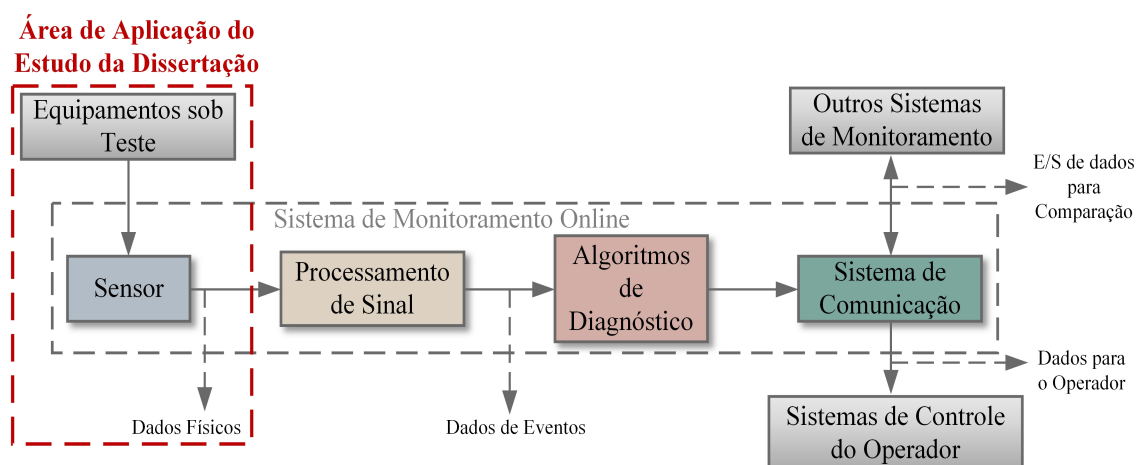


Figura 17: Arquitetura de medição online, adaptado de [44].

Como resultado tem-se a entrada e saída de dados para comparação com outras unidades de medição e o fornecimento da indicação e do estado do equipamento para o operador. Dessa forma, o sensor utilizado na medição deve fornecer sinal elétrico confiável e preciso sobre transitório para que suas características (bordas de forma de

onda, forma de onda geral, estimacão de energia) possam ser obtidas na unidade de processamento. Além disso, as medies são realizadas em muitas frequências, correntes convencionais e transformadores de tensão e corrente convencionais, não sendo capaz de fornecer a funcionalidade exigida de medio de transitórios rápidos em alta frequência [44].

Considerando-se o modelo de arquitetura da Figura 17, o presente estudo  restrito a simulao e modelagem de sensor utilizando-se simulaes de defeitos inseridos em equipamentos de teste. Como resultado, a análise envolvida dos parâmetros elétricos e construtivos do sensor poderá fornecer maior entendimento a respeito do pré-processamento de sinal e atenuao de ruído de medies *on-line* de descargas parciais. Ao final são feitos comparativos com estudos relacionados.

2.5 CONSIDERAES FINAIS DO CAPÍTULO

No presente Capítulo foi dada uma breve explicao no que diz respeito a conceitos e princípios das descargas parciais e visão geral de métodos de medio e técnicas de medio de corrente transitória e uso de TCAF como sensor indutivo de corrente. Esta explicao  fundamental para o desenvolvimento do sinal de descarga parcial simulado e caracterizao de ruído de campo, a serem desenvolvidos na Seção 5.2. Além disso, a noção de desencadeamento das atividades de descargas parciais  fundamental para se entender a motivao de desenvolvimento e análise de modelo de sensor para medio em campo, cujo funcionamento e leis físicas que regem seu comportamento estão descritos no próximo Capítulo.

3 MEDIÇÃO DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS

O campo magnético ($\vec{H}$) gerado pela corrente ($\vec{I}$) que flui num fio condutor retilíneo é caracterizado por ser solenoidal ($\nabla \cdot \vec{H} = 0$) e rotacional ($\nabla \times \vec{H} \neq 0$) cuja representação é apresentada na Figura 18 [108]. Nesta Figura, as flechas representam elementos lineares derivativo que indicam a orientação do campo vetorial e a cruz ao centro indica o vetor corrente entrando no plano da folha.

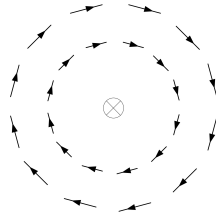


Figura 18: Campo solenoidal (não-divergente) e rotacional.

Portanto, os sensores indutivos que medem corrente são baseados na Lei da Indução de Faraday que diz que "A força eletromotriz induzida em qualquer circuito fechado é igual a taxa de mudança do fluxo magnético através do circuito"[109]. Sabendo que o fluxo magnético Φ é expresso em *Weber*(*Wb*) e é dado por [108]

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.1)$$

Em que B é a densidade de fluxo magnético, expresso em Wb/m^2 (Weber/metro quadrado) ou T (Tesla), e que, para materiais magnéticos lineares, pode ser obtido através da equação [109]

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \quad (3.2)$$

Em que μ é dada por $\mu = \mu_r \cdot \mu_o$, em que μ_r é a permeabilidade relativa e μ_o é a permeabilidade no vácuo e que possui o valor de $4\pi 10^{-7} H/m$ [109] e H é a intensidade de campo magnético, expresso por Voltas. Ampère/metros ($N.A/m$).

Utilizando-se da Lei de Ampère, que relaciona o campo magnético integrado em torno de uma volta fechada cuja qual existe corrente elétrica passando através da mesma, pode-se determinar o campo elétrico associado a tal corrente ou a corrente as-

sociada a tal campo elétrico, e expressa-se em termos de densidade de fluxo magnético, descrito por [109],

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I_{enc} \quad (3.3)$$

ou em termos de campo magnético, expresso por,

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I_{enc} \quad (3.4)$$

Tais integrais podem ser feitas em qualquer laço fechado. Entretanto, podem ser simplificadas caso o laço seja paralelo ao campo magnético, i.e. um círculo centrado em um cabo.

$$I_{enc} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = H \oint dl = HL \quad (3.5)$$

Em que L é o comprimento total do laço. Sabendo que para aplicações em que H e dl são sempre paralelos ao laço circular centrado no cabo de condutor de corrente (e.g. sensores indutivos de corrente), tem-se que,

$$I_{enc} = H \cdot 2\pi r \quad (3.6)$$

Em que r é o raio do laço Amperiano concêntrico ao cabo condutor de uma dada corrente I e escrita como I_{enc} na Equação 3.6 de modo a representar a corrente envolvida pelo laço Amperiano, conforme representação da Figura 19.

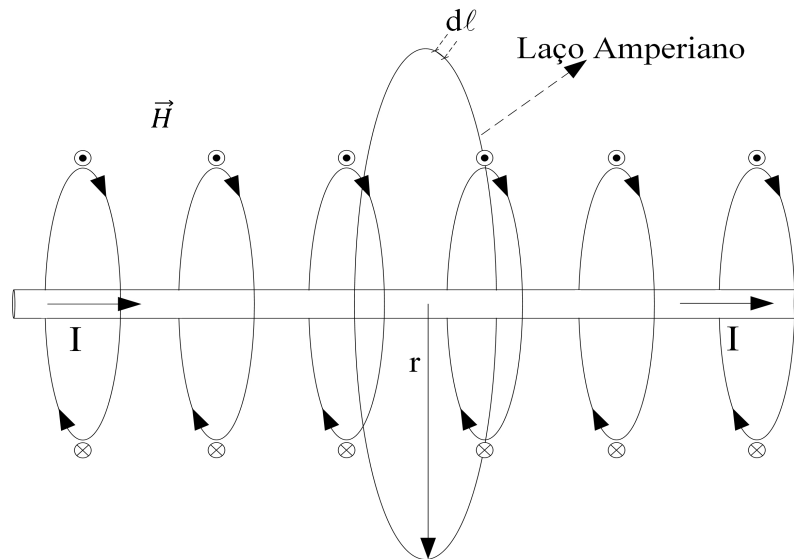


Figura 19: Laço amperiano centrado em condutor de corrente.

Utilizando-se da Lei de Faraday em que afirma que a força eletromotriz induzida (EMF) - trabalho produzido por unidade de carga para criar uma diferença de potencial (tensão) cuja unidade de medida é Joules por Coulomb (J/C) ou Volt (V) - em qualquer circuito fechado é igual à taxa de mudança do fluxo magnético através do circuito, tem-se que [109],

$$EMF = -\frac{d\phi}{dt} \quad (3.7)$$

Verifica-se na Equação 3.7 que a equação é precedida pelo sinal negativo que é o resultado do uso da Lei de Lenz, que descreve que a direção da corrente induzida é tal que o campo magnético produzido opõe-se ao campo magnético indutor. Caso o campo magnético seja aproximadamente uniforme (e.g. Figura 19), a EMF pode ser reescrita como,

$$EMF = -\frac{d(B \cdot A)}{dt} \quad (3.8)$$

Em que A (área de seção transversal do laço) é normal ao plano do laço do fio e que, portanto, os campos são lineares à força eletromotriz induzida em múltiplas voltas do cabo é aditivo e pode ser expresso como,

$$EMF = -N \frac{d(B \cdot A)}{dt} \quad (3.9)$$

No caso de um campo magnético gerado por corrente constante (fluxo magnético constate) em um dado fio reto, que é constante no tempo e cuja carga não se acumula ou se esgota em qualquer ponto, o vetor densidade de campo magnético B obtido através da lei de Biot-Savart, regida pela Equação 3.10 [110, 108].

$$B = \int \frac{\mu_0 I dl \times \hat{r}}{4\pi r^2} \quad (3.10)$$

Em que dl é o elemento diferencial do cabo na direção do vetor de corrente convencional, r é a distância do cabo ao ponto em que o campo magnético está sendo calculado e $\hat{r}$ é o vetor unidade do elemento de cabo para o ponto em que o campo magnético está sendo calculado.

3.1 COMPORTAMENTO MAGNÉTICO DE MATERIAIS FERROMAGNÉTICOS

Embora materiais magnéticos incluam os materiais ferromagnéticos, superparamagnéticos e ferrofluídicos [111], no presente trabalho serão tratados apenas os ma-

teriais ferromagnéticos, amplamente difundidos na construção de núcleos de transformadores. Nestes materiais, que abrangem os ferrites (compostos de óxido de ferro), certas formas de ferro e sua liga em combinação com cobalto, níquel, alumínio e tungstênio, a permeabilidade relativa do material pode alcançar valores múltiplos de 10^3 da permeabilidade do espaço livre [112].

Os átomos de materiais ferromagnéticos tendem a ter seus domínios (regiões microscópicas cristalinas de tais materiais) bastante alinhados quando magnetizados sobre influência de campo magnético, de forma a se comportar como um pequeno ímã permanente. Caso não magnetizados, os domínios serão orientados aleatoriamente.

Com os átomos orientados com o campo magnético aplicado, o fluxo magnético e força do campo magnético no ferro serão elevados resultando num número maior de átomos orientados. Uma vez que todos os domínios estejam orientados com o campo magnético, qualquer elevação de força de tempo não resultará em mudança de orientação e ao material é dito saturado, conforme demonstrado na curva de magnetização da Figura 20.

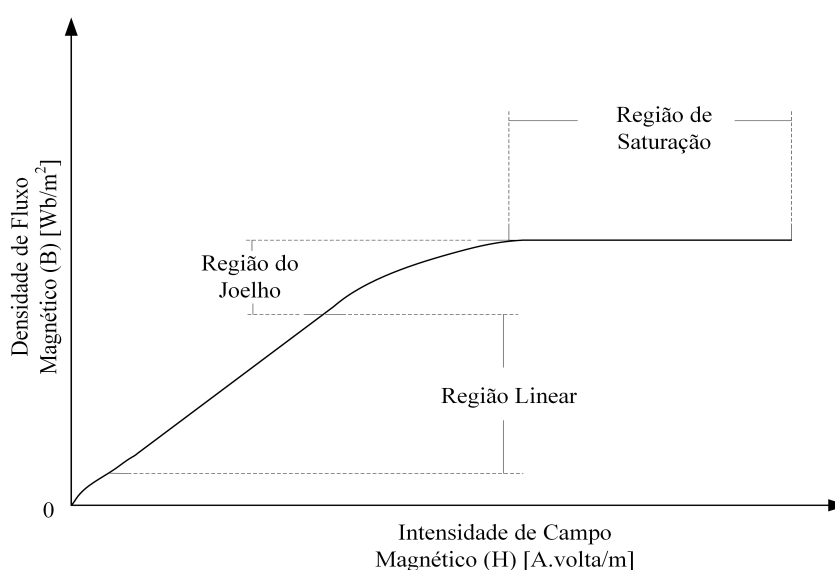


Figura 20: Curva de magnetização em corrente DC na bobina [111].

Para casos em que há aplicação de corrente AC numa bobina ocorre o fenômeno denominado histerese, que é a irreversibilidade causada pela elevação e decréscimo excessivo de corrente e acarretando em reversões contínuas de alinhamento de domínio magnético. Embora não tratado neste estudo (pois é restrito a pulsos transitórios de corrente de baixa amplitude causado por descargas parciais) pode-se encontrar uma abordagem extensa sobre o mesmo em [112, 111, 113, 62, 73]

Vários materiais podem ser encontrados no mercado de produção de transformadores e podem ser classificados em [63]:

- Ar: fornece o acoplamento magnético mínimo para o enrolamento do transformador;
- Ferro: material magnético mais comum e barato na produção de transformadores de baixa frequência, sendo que o núcleo de ferro é feito principalmente de aço; além disso, podem ser adicionados dopantes ao aço para melhorar o desempenho do núcleo;
- Ferro em pó compactado: partículas magnéticas de ferro são formadas sob processos de pressão de compressão extremamente altas. Este material é utilizado em aplicações de média e alta frequência mas a permeabilidade alcançada pelo do ferro em pó é menor do que o do ferrite;
- Ferrite: o ferrite é um material leve e de alta permeabilidade magnética relativa. Portanto, possui desempenho excepcional em altas frequências.

No presente estudo, utilizou-se valores de permeabilidade do ferrite (aproximadamente 2000) como material de referência (vide [114]).

3.2 PERDAS EM TRANSFORMADORES

As perdas magnéticas na modelagem de transformadores devem ser levadas em consideração para que o estresse interno seja avaliado no estágio de projeto. Sem a tal avaliação o estresse elétrico causado nas aplicações que envolvem perdas dependentes de frequência podem tornar o equipamento inviável para uso [115, 116].

Quando um material magnético é sujeito à um fluxo variante no tempo, existe perda de energia no material na forma de perda magnética, denominadas perdas no núcleo ou no ferro. Em geral, as perdas são definidas como a soma das perdas por histerese e correntes de Eddy [111]. Corrente de Eddy, também denominado corrente de Foucault, é ocasionada em duas situações [7]: 1. quando o condutor é exposto a mudança de campo magnético devido ao movimento relativo da fonte de campo ou condutor e; 2. devido a mudança de intensidade de campo magnético. Como efeito, tem-se um fluxo circulante de elétrons, ou corrente, no condutor, que criam campos magnéticos induzidos que se opõem a mudança de campo magnético original (Lei de Lenz) e causando a forças de repulsão ou arrasto entre o condutor e campo magnético. Quanto mais forte o campo magnético aplicado ou quanto maior a condutividade elétrica do condutor, ou quanto mais rápida é a mudança de campo magnético sobre o condutor, maiores serão as correntes desenvolvidas e o campo que se opõe à corrente original.

Devido ao ferro ser um condutor, os fluxos variantes no tempo induzem tensões e correntes opostas (correntes de Eddy). No núcleo sólido de ferro tais correntes

não desejáveis fluem ao redor do fluxo e são relativamente intensas pois não encontram alta resistência. Dessa forma, elas produzem perdas de energia devido aos efeitos associados ao aquecimento e podem causar desmagnetização. Devido a desmagnetização, a distribuição do fluxo no núcleo torna-se não uniforme, uma vez que boa parte do fluxo é empurrada para superfície externa do material magnético, conforme ilustrado na Figura 21 [111]. Verifica-se nesta Figura, que as correntes são concêntricas e perpendiculares ao fluxo magnético e em direção oposta a qualquer mudança no campo magnético devido a Lei de Lenz, i.e. as correntes de eddy tendem a estabelecer um fluxo que se opõe à mudança originada pelo fluxo de fonte Φ .

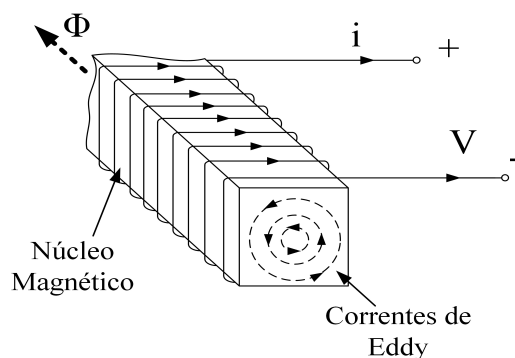


Figura 21: Correntes de Eddy.

De forma a aumentar a resistência às correntes de eddy e afim de reduzir as perdas de energia, o núcleo magnético geralmente é construído em pilhas de laminações de folhas de aço. As superfícies das folhas laminadas são revestidas com óxido ou uma camada fina de isolamento elétrico (verniz isolante ou papel) e, como regra geral, quanto mais finas as laminações menores serão as perdas e, uma vez que as perdas são proporcionais ao quadrado da espessura da laminação. Além disso, a resistividade de laminações de aço é substancialmente elevada pela adição de um pequeno monte de silício [111].

Em altas frequências, o interior do núcleo magnético é praticamente inutilizado devido às correntes de eddy circulantes elevadas induzidas e seu efeito inibidor. Tal fenômeno também é conhecido como efeito *skin* magnético [111].

As perdas num transformador podem ser resumidas como [63]: Perdas no enrolamento, Histerese, Corrente de Eddy, Magnetostricção, Perdas mecânicas, Perdas parasitas, Efeito skin, Efeito de proximidade.

No presente estudo, em virtude da dimensão geométrica do sensor e valores de baixa magnitude de parâmetros elétricos, as perdas no TCAF foram desprezadas.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

As leis fundamentais do eletromagnetismo possuem relacionamento intrínseco com o sensor de corrente de alta frequência, uma vez que este sensor possui funcionamento baseado em indução magnética. Além disso, o comportamento de materiais ferromagnéticos e as perdas em transformadores também estão relacionados ao sensor e foram descritos a fim de se abranger uma explanação mais completa. Portanto, o presente capítulo descreveu as bases teóricas para análise do Transformador de Corrente de Alta Frequência como sensor de corrente de sinais provenientes de transitórios rápidos, dando ênfase às Leis de Ampère, Faraday e Lenz, de forma a complementar a obtenção da Função de Transferência característica do sensor baseada na representação de diagrama elétrico equivalente e descrita no próximo Capítulo.

4 SENSORES DE CORRENTE INDUTIVOS

A medição de transitórios muito rápidos (transientes iniciados por falhas, bem como os vestígios de descarga parcial) apresenta um grande desafio para os equipamentos de medição presentes nas subestações. Nomeadamente, os dispositivos de medição em subestações foram projetados para observação dos fenômenos de baixa frequência, próximos da rede elétrica de 60 Hz de frequência. Os transientes iniciados por falhas ou traços de descargas parciais, por outro lado, são eventos de frequência muito alta, com componentes de frequência atingindo dezenas e até centenas de MHz. Para tais medições, alguns novos instrumentos de medição são necessários. Ter um sensor que é capaz de captar transientes de alta frequência é, portanto, um componente chave para fornecer informações rápidas e corretas sobre o estado da rede de energia [44].

Conforme descreve [40], a medição de corrente elétrica pode ser realizada através de três técnicas regidas pelos seguintes princípios: 1. Lei de Ohm da Resistência; 2. Lei da Indução de Faraday; 3. Sensores de Campo Magnético; e 4. Efeito de Faraday. O presente trabalho aborda somente as técnicas de medição regidas pela Lei da Indução de Faraday.

Os sensores atuais baseados na lei de indução de Faraday são exemplos de sensores que fornecem isolamento elétrico inerente entre a corrente deve ser medida e o sinal de saída. O isolamento elétrico permite a medição de correntes em um potencial de tensão alto e flutuante, fornecendo um sinal de saída relacionada à referência (terra). Em muitas aplicações, os padrões de segurança exigem isolamento elétrico e, portanto, tornam obrigatórias as técnicas de detecção de corrente isoladas. Os principais dispositivos nesta técnica são: 1. Bobina de Rogowski; 2. Transformador de Corrente [40].

4.1 BOBINA DE ROGOWSKI

As Bobinas de Rogowski (BR) são indutores mútuos usados para medir correntes AC e transitórios de corrente [117]. É formada por uma bobina de núcleo a ar cujo funcionamento baseia-se nas Leis de Faraday e de Ampère (vide Seção 3) e a principal limitação com relação a suas aplicações é o baixo nível de amplitude do sinal de saída, devido a não ter núcleo ferromagnético. Apesar disso, as BR são capazes de medir baixos valores de corrente devido ao dispositivos eletrônicos embarcados que permitem

amplificar os valores de saída deste sensor [47].

O esquema construtivo e elétrico da BR é demonstrado na Figura 22, que foi baseada em [47, 40, 118, 119, 120]. Observa-se na Figura 22a que a construção deste sensor é bastante simples, e consta de um material não condutor (e.g. mangueira polimérica) envolvido por uma espira condutora com os terminais conectados componentes eletrônicos (e.g. integrador, amplificador, etc). No circuito à direita (Figura 22b) tem-se o circuito elétrico equivalente RLC, formado pela tensão no secundário $V_{rc}(t)$ entregue ao circuito eletrônico, a resistência do enrolamento (R_t), a indutância de fuga L_t , a capacitância parasita C_t e a impedância de saída (Z). A tensão de saída $V_{out}(t)$ é a tensão fornecida pelo circuito eletrônico amplificada e que pode ser amplificada ainda mais utilizando-se técnicas de processamento digital de sinal, ou, uma vez que o a BR é um sensor linear, pode-se utilizar apenas processamento digital de sinal para amplificação de sinal.

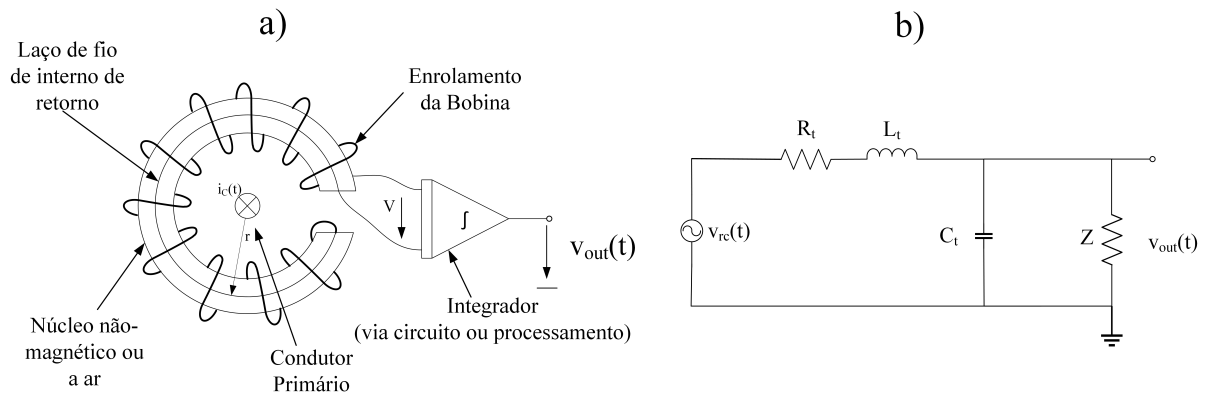


Figura 22: Aspectos construtivos e circuito elétrico equivalente da bobina de Rogowski.

4.2 TRANSFORMADORES DE CORRENTE

Ambos os dispositivos, bobinas de Rogowski e TCAF, baseam-se na Lei da Indução de Faraday como sensores de corrente e possuem a mesma característica construtiva, com uma bobina formada por uma única volta no enrolamento primário e múltiplas voltas no enrolamento secundário, além de serem são adequadas para medição em alta frequência – característica inerente às medições de atividades de descargas parciais. O TCAF, entretanto, possui um material de núcleo de alta permeabilidade relativa e a principal diferença entre ambos é o emprego de um resistor de medição R_L na carga do TCAF, como o ilustrado no modelo de transformador de corrente da Figura 23, baseado em [52, 111, 40, 120, 121].

O presente estudo está orientado ao uso do TCAF em medições de descarga parciais como ensaio elétrico não convencional por acoplamento indutivo, com relação

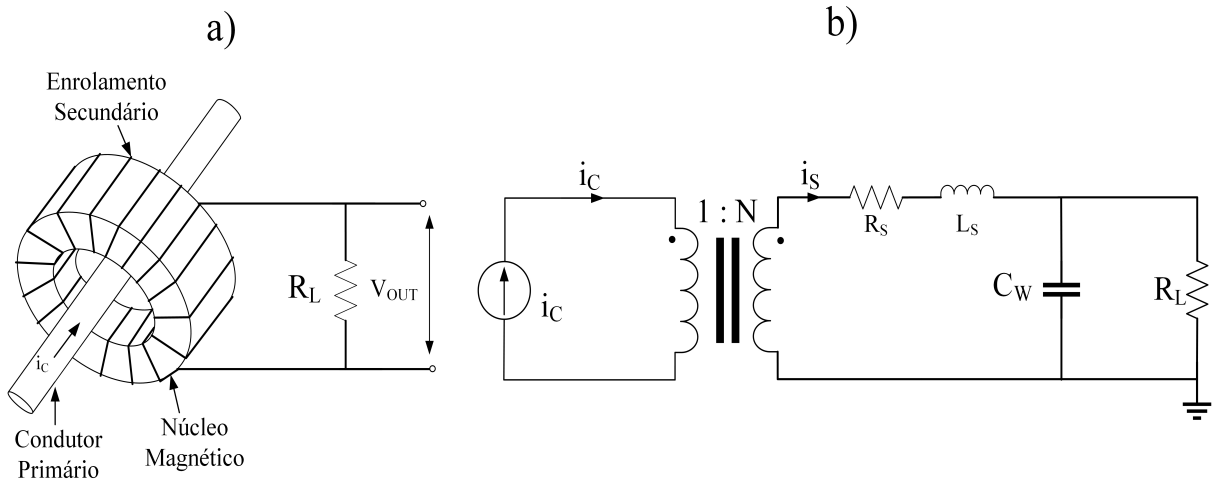


Figura 23: Aspectos construtivos e circuito de transformador de corrente.

a resposta em alta frequência e parâmetros de medição.

Conforme [30], a função de transferência de sensores magnéticos, $V=f(B)$, pode ser expressa através da lei de Faraday da Indução, expressa por:

$$e = -n \frac{d\Phi}{dt} = -nA \frac{dB}{dt} = -\mu_0 nA \frac{dH}{dt} \quad (4.1)$$

Em que Φ é o fluxo magnético através da bobina do circuito secundário, que é formado por um número n de voltas presentes em uma área A . No caso de uma bobina com núcleo ferromagnético, a Equação 4.1 pode ser reescrita na forma da Equação 4.2,

$$e = -\mu_0 \mu_r nA \frac{dH}{dt} \quad (4.2)$$

Dessa forma, a tensão induzida e é proporcional a taxa de variação de corrente no circuito primário, conforme Equação 4.3, enquanto a indutância mútua M (também denominada de constante de proporcionalidade), entre o condutor primário (sob medição) e o secundário é uma constante proporcional:

$$e = M \frac{di}{dt} \quad (4.3)$$

À partir da tensão induzida, a corrente pode ser obtida por meio do resistor de medição R_L e através do esquema de acoplamento ao EST apresentado na Figura 16.

Por meio do teorema de convolução e conhecendo-se a resposta ao impulso, $h(t)$, e entrada $i(t)$ do sistema, o valor de saída pode ser calculado $v(t)$, conforme

explicação de [54] e dados pelas equações que se seguem:

$$v(t) = i * h = \int_{-\infty}^{+\infty} i(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau \quad (4.4)$$

De forma a considerar a janela de medição de duração t_d e assumindo que $i(t) = 0$, para intervalos de tempo abaixo de 0 e superior a t_d , então:

$$v(t) = \int_0^{t_d} i(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau \quad (4.5)$$

Então, se $i(t)$ e $h(t)$ são funções integráveis, de acordo com a propriedade de convolução, é expresso que,

$$\int_{-\infty}^{+\infty} v(t) \cdot dt = \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) \cdot dt \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) \cdot dt \quad (4.6)$$

Uma vez que a carga, q , é a integral da corrente, tem-se que,

$$q = \int_0^{t_d} i(t) \cdot dt \quad (4.7)$$

Portanto, para que sejam obtidos valores de carga, são utilizados dispositivos de medição com componentes integradores para obter-se os valores de carga através dos pulsos de corrente de alta frequência.

Conforme o descrito anteriormente e visando-se a modelagem do TCAF, este pode ser simulado por ferramentas computacionais, como demonstrado por [39, 122]. Em [37], é demonstrado o projeto e otimização de TCAF por métodos de cálculo de capacitância parasita, circuito equivalente e rede de capacitância e foi demonstrado nas simulações que o TCAF modelado apresentou desempenho superior aos fornecidos comercialmente.

A corrente através de R_L (vide Figura 23) gera um fluxo magnético que atua para anular o fluxo gerado pela corrente primária. Assim, a tensão sobre o resistor de medição é [40],

$$v_s = -N \frac{d\Phi}{dt} = -NA \frac{\mu_0 \mu_r}{l_m} (i_c - Ni_s) \frac{d}{dt} \quad (4.8)$$

Em que A é a área de seção transversal do núcleo. Esta equação pode ser resolvida é [40]:

$$i_s = \frac{i_c}{N} - \frac{l_m}{N^2 A \mu_0 \mu_r} \int_t v_s \cdot dt \quad (4.9)$$

O segundo termo da Equação 4.9 pode ser interpretado como uma indutância e é comumente conhecido como a indutância magnetizadora L_m [40], indutância necessária para o transformador ser excitado magneticamente - não representada na Figura 23 devido a seu baixo valor:

$$i_s = \frac{i_c}{N} - \frac{1}{L_m} \int_t v_s \cdot dt \quad (4.10)$$

Baseado na Equação 4.10, pode-se construir o diagrama de circuito equivalente usando um transformador teórico, conforme o ilustrado na Figura 23b. Nota-se que apesar de simples e de negligenciar perdas no núcleo, no cobre e efeitos em HF (e.g. efeito *skin*), este circuito apresenta indutância de fuga, resistência de enrolamento secundário e capacitância parasita.

O segundo termo na Equação 4.10 também modela a incapacidade do TC para medir correntes diretas. Se a corrente primária i_c contiver uma componente discreta DC (corrente contínua), a corrente de magnetização i_m aumentará até que o componente DC completo flua através de L_m . Assim, na configuração padrão, o transformador de corrente é incapaz de medir as correntes CC (corrente contínua). Por outro lado, se o segundo termo na Equação 4.10 for pequeno, o que é verdadeiro quando a frequência é relativamente alta, então a corrente secundária é diretamente proporcional à corrente primária i_c e pode ser medida por meio de uma resistência de derivação R_L , como mostrado na Figura 23a. Isso dá um sensor de corrente que fornece isolamento, baixas perdas, princípio de funcionamento simples e uma saída de tensão que não precisa de amplificação adicional [40].

A corrente de magnetização através de L_m pode causar um erro de medição devido a esta corrente ignorar o resistor de medição e não contribuir para a queda de tensão através de R_L . Este fenômeno é denominado *droop* e refere-se a tensão de medição quando o pulso de corrente com tempo ativo T_{on} é aplicado ao lado primário. De acordo com [120], o efeito de *droop* pode ser mitigado utilizando-se um núcleo com alta permeabilidade relativa ou por meio de um menor resistor. Os outros parâmetros raramente são alterados, haja vista que a alteração deles pode ocasionar o aumento nas dimensões física i.e. em A (área de seção transversal), a capacitância de entre enrolamento (influenciado pelo número N de voltas) ou são difíceis de modificar e.g. L_m . A permeabilidade do núcleo pode ser aumentada e é dependente apenas do material disponível e o custo de aquisição [40].

4.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O EFEITO PARASITA

4.3.1 Indutância de Fuga

A indutância é um índice muito importante do transformador. Duas indutâncias dizem respeito ao projeto do transformador: indutância magnetizante L_m e indutância de fuga L_s . Um material magnético com maior permeabilidade possui melhor performance na transformação de energia elétrica em energia magnética, i.e. se um fluxo magnético circula em um material de maior permeabilidade, o campo magnético gerado será maior do que aquele que flui num material de baixa permeabilidade (e.g. ar, plástico, borracha). Portanto, com um maior L_p (indutância magnetizante) a corrente de excitação exigida para manter o campo magnético será menor. De forma alternativa, se a corrente de excitação é a mesma, então o número de voltas do enrolamento pode ser reduzido [63].

A definição de indutância de fuga L_s pode ser explicada como a energia gerada de um enrolamento que não está perfeitamente sendo transmitida ao outro. Por exemplo, o primário magnetiza 100% da energia magnética, se somente 97% é recebida pelo secundário, a perda de 3% de energia magnética pode ser dita como energia de fuga. Ou seja, a energia de fuga é a energia armazenada na indutância de núcleo a ar. Esta energia é injetada de volta à fonte de alimentação no próximo ciclo de excitação e parcialmente resulta em uma corrente de eddy indutora nos materiais de metal próximos [63].

As indutâncias de fuga e mútua foram obtidas através de cálculo analítico conforme os estudos de [52, 53, 44].

4.3.2 Capacitância entre enrolamentos

Conforme expressa [37], existem vários fatores de influência no desempenho de TCAF, sendo que a capacitância parasita é uma delas pois determina o desempenho do indutor e limita sua frequência superior de operação [123]. Dessa forma, o circuito é modelado para ajudar a identificar os fatores chave que afetam o valor da capacitância parasita e melhorar o projeto do indutor.

Dessa forma, o circuito de HFCT pode ser projetado com base em dois modelos: 1. Modelagem de auto-capacitância; 2. Modelagem por Capacitância Parasita Distribuída.

Na modelagem de auto-capacitância uma parte do HFCT pode ser modelado pelo circuito equivalente conforme mostrado na Figura 24a, em que R_l , L_l e C_s são

a resistência, indutância e capacitância equivalentes agrupados, respectivamente. R_L é causada principalmente por enrolamentos e perdas de núcleo e C_s representa o efeito de capacitância parasita volta a volta nos enrolamentos. Como se percebe, na Figura 24a os efeitos do condutor de aterramento na capacitância parasita são ignorados e, portanto, é adequado somente em ocasiões que não envolvem condutores aterrados nas proximidades ou em que a capacitância parasita bobina ao terra é negligenciável [37].

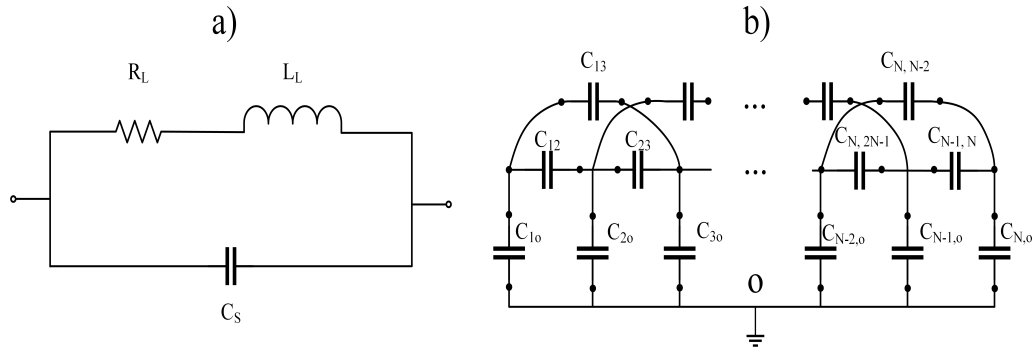


Figura 24: Modelagem de Capacitância parasita [37, 123]. a) Modelagem por auto-capacitância; b) Modelagem por Capacitância Parasita Distribuída.

Na Figura 24b é apresentado o modelo de rede de elementos de capacitâncias nó-a-nó e cada nó representa uma volta do enrolamento. O símbolo C_{ij} representa a capacitância entre as voltas i e j e C_{i0} fornece a capacitância da volta i à referência (terra).

O relacionamento entre as tensões e correntes nos nós e a capacitância nó-a-nó pode ser representada pela matriz admitância $N \times N$, mostrado na Matriz 4.11, em que a capacitância entre volta e núcleo e entre bobina e outros condutores são ignoradas [37].

$$[H] \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1N} \\ Y_{N1} & Y_{NN} & Y_{N2} & \dots & Y_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{N1} & Y_{N2} & \dots & \dots & Y_{N,N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

Para uma volta de bobina, a existência de condutores próximos ou seus próprios giros de bobina afetará sua distribuição de carga. Portanto, a suposição de que $C_{i,i+k} = C_{i+j,i+j+k}$ ($i, j = 1 \dots N$ e $k = 0 \dots N-1$) geralmente, não é válido. Se um indutor e seus objetos circundantes são simétricos em relação ao seu plano horizontal central (perpendicular ao eixo do indutor), os cálculos para sua capacitância entre volta-a-volta (entre enrolamentos) podem ser reduzidos à metade. Portanto, o cálculo da capa-

citância entre-enrolamento através do Método de Elementos Finitos (FEM) bidimensional eletrostático assimétrico é muito rápido [124].

A capacitância parasita do circuito (autocapacitância) foi obtida através de cálculo analítico conforme os estudos de [44, 37].

4.4 TCAF COMO DETECTOR DE TRANSITÓRIOS RÁPIDOS

Uma das vantagens de se trabalhar com sensores magnéticos é que podem ser aplicados em ambientes severos (e.g. situações corrosivas) pois as pontas de prova e DUT podem ser revestidos com materiais inertes e que não são afetados pelos campos magnéticos [7]. Entretanto, em virtude de aplicações em campo, mesmo que seja realizada a blindagem do sensor, sinais indesejados de EMI são irradiados por acoplamento indutivo no sensor [23]. O HFCT funciona com o princípio do acoplamento eletromagnético, de forma que ao conectá-lo em torno do condutor, os sinais elétricos sejam acoplados.

A sensibilidade do HFCT depende principalmente das características de impedância de transferência e é definida como [125]:

$$\Omega = \frac{V_o}{I_i} \quad (4.12)$$

Em que V_o é a tensão de saída do TCAF para 50Ω , em mV, e I_i é a corrente de entrada, em mA. A impedância de transferência será utilizada na modelagem do sensor através do diagrama de Bode, a ser modelado na Seção 5.3.

4.5 CARACTERÍSTICAS DE SENSORES, DESEMPENHO E APLICAÇÕES

As características de desempenho de sensores podem ser classificadas em [126]:

- Função de transferência: A função de transferência (descrita no presente estudo como impedância de transferência, quando o diagrama Bode está traçado em termos de magnitude) mostra a relação funcional entre o sinal de entrada físico e o sinal de saída elétrica. Normalmente, essa relação é representada como um gráfico mostrando a relação entre o sinal de entrada e de saída, e os detalhes

dessa relação podem constituir uma descrição completa das características do sensor.

- **Sensibilidade:** A sensibilidade é definida em termos da relação entre o sinal físico de entrada e o sinal elétrico de saída. Geralmente é a razão entre uma pequena mudança no sinal elétrico e uma pequena mudança no sinal físico. Para o sensor do presente estudo, é caracterizado como mV/mA.
- **Intervalo ou Faixa Dinâmica:** A faixa de sinais físicos de entrada que podem ser convertidos em sinais elétricos pelo sensor é a faixa dinâmica ou amplitude. Espera-se que sinais fora deste intervalo causem imprecisões inaceitavelmente grandes. Este intervalo é caracterizado como valores na faixa de *roll-off* do diagrama de Bode (faixa de frequência abaixo de -3 dB e acima de -3 dB).
- **Precisão:** incerteza é geralmente definida como o maior erro esperado entre os sinais de saída reais e ideais. No presente estudo, a precisão foi obtida através da avaliação de performance por meio de erro médio quadrático e correlação cruzada.
- **Histerese:** Alguns sensores não retornam ao mesmo valor de saída quando o estímulo de entrada é alternado para cima ou para baixo. Uma das limitações do presente estudo, além do desprezo pela potência dissipada e efeito *skin*, foi a histerese, uma vez que os valores de corrente de entrada são da ordem de 10^{-3} .
- **Linearidade:** O desvio máximo de uma função de transferência linear sobre o intervalo dinâmico especificado. No presente estudo é representado pela resposta do sensor na frequência de ressonância (w_0).
- **Ruído:** Todos os sensores produzem algum ruído de saída além do sinal de saída. Em alguns casos, o ruído do sensor é menor que o ruído do próximo elemento na eletrônica, ou menor que as flutuações no sinal físico, caso em que não é importante. Existem muitos outros casos em que o ruído do sensor limita o desempenho do sistema com base no sensor. O ruído é geralmente distribuído pelo espectro de frequência. Muitas fontes de ruído comuns produzem uma distribuição de ruído branco, o que significa que a densidade de ruído espectral é a mesma em todas as frequências. No presente estudo, utilizou-se AWGN para caracterização de ruído de fundo (ruído do ambiente de medição).
- **Resolução:** A resolução de um sensor é definida como a flutuação mínima de sinal detectável. Como as flutuações são fenômenos temporais, existe alguma relação entre a escala de tempo para a flutuação e a amplitude mínima detectável. Portanto, a definição de resolução deve incluir algumas informações sobre a natureza da medição que está sendo realizada. Outra limitação do presente estudo

é o de não levar em conta a resolução do sensor, uma vez que não é abrangido como objetivo.

- **Largura de Banda:** Todos os sensores têm tempos de resposta finitos para uma mudança instantânea no sinal físico. Além disso, muitos sensores têm tempos de decaimento, o que representaria o tempo após uma mudança de passo no sinal físico para a saída do sensor decair para o seu valor original. O recíproco desses tempos corresponde às frequências de corte superior e inferior, respectivamente. A largura de banda de um sensor é a faixa de frequência entre essas duas frequências. No presente estudo, é representado pela faixa de operação da função de transferência entre -3 dB.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste Capítulo descreveram-se: o funcionamento do TCAF baseado no esquema elétrico equivalente; os efeitos parasitas de autoindutância e autocapacitância que limitam a operação do circuito em frequências muito altas e muito baixas (detalhadas nos próximos Capítulos); sua aplicação como sensor de correntes em transitórios rápidos; por fim, abordaram-se características de sensoriamento, que auxiliam no entendimento de funcionamento do sensor e na análise do mesmo, conforme descrito na Seção 5.3).

Portanto, os Capítulos 3 e 4 fornecem um respaldo técnico-científico ao desenvolvimento dos métodos utilizados para chegar-se à validação da hipótese. Dessa forma no próximo Capítulo tais métodos são detalhados, juntamente com os materiais utilizados e os resultados iniciais de geração de sinal e modelagem de TCAF.

5 METODOLOGIA PROPOSTA

No presente Capítulo são abordados os métodos, materiais, resultados iniciais de geração de sinal e modelagem da Função de Transferência do TCAF de referência (modelo PAD). Os resultados obtidos neste Capítulo foram utilizados como *setup* de simulação para aplicação, nos modelos de TCAF, de dois tipos sinais de descarga parcial: 1. Puro; 2. Com AWGN.

Neste Capítulo também é descrita a modelagem do modelo PAD e sua simulação de resposta no domínio do tempo e do Método do Lugar das Raízes, a fim de fornecer os parâmetros construtivos, elétricos e de resposta de referência.

5.1 MÉTODOS E MATERIAIS UTILIZADOS

O presente estudo foi dividido e desenvolvido linearmente com base em três etapas, conforme apresentado na Figura 25.

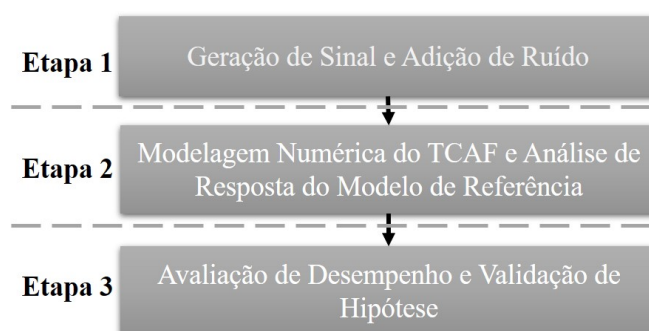


Figura 25: Etapas da metodologia.

As descrições das etapas são:

- **Etapa 1 (Capítulo 5, Seção 5.1)** compreende: os métodos de geração de sinal de descargas parciais, modelado como um circuito R-C (resistor - capacitor) em série; e aplicação de ruído característico de ambiente através de AWGN (ruído gaussiano branco aditivo). O desenvolvimento desta etapa baseou-se prioritariamente nos estudos de [57, 52, 46, 127] para a geração de ruído proveniente de circuito derivativo R-C, enquanto a utilização de ruído característico ambiente foi baseado em estudos desenvolvidos pelo autor durante o programa de pós-graduação: [23, 15], além dos estudos de [43, 105, 1, 100, 93, 4, 128];

- **Etapa 2 (Capítulo 5, Seção 5.2)** descreve: o método utilizado na modelagem de sensor indutivo, baseada em função de transferência e em Leis de Eletromagnetismo; a criação de modelo de referência (Grupo de Controle), denominado PAD; a análise de resposta em frequência, temporal (ao pulso, impulso e sinal aplicado) e Lugar das Raízes. A obtenção da função de transferência foi baseada em [52, 55, 44, 57, 129, 10, 112, 111, 40], a enquanto as respostas em frequência, no tempo e Lugar das Raízes foram analisadas baseando-se em [61, 44, 45, 47, 37, 129, 53, 69, 54, 130];
- **Etapa 3 (Capítulo 6)** demonstra: a criação de modelos do Grupo Experimental (através de diferentes funções de transferência) baseados na variação de parâmetros construtivos e elétricos; a avaliação de desempenho em relação ao Grupo de Controle, utilizando-se os métodos de Erro Médio Quadrático e Coeficiente de Correlação Cruzada; e validação da hipótese inicial, i.e. a alteração de parâmetros elétricos e construtivos ocasionam na melhoraria ou deterioração da resposta ao sinal de entrada aplicado sob diversas condições de SNR. Nesta etapa foram utilizados os estudos de [71, 131, 4, 93].

Estas etapas foram inteiramente desenvolvidas em plataformas de ferramentas computacionais através de computador pessoal e o algoritmo de simulação e análise de desempenho pode ser observado no Apêndice C, "Algoritmo de Simulação e Avaliação de Desempenho". Assim, lista-se a descrição de requisitos utilizados:

- **Processamento e Computação:** Computador Pessoal (PC) DELL Intel[®] Core[™] i7-6700 K CPU @ 4,00 GHz , 4,01 GHz, x64. Sistema operacional Windows 10 Professional.
- **Simulação:** utilizou-se o ambiente computacional numérico multi-paradigma MATLAB v. 8.5.0.197613 (R2015a) para a simulação, alterações e avaliação de parâmetros relacionados ao desenvolvimento de TCAF, a fim de simular o circuito completo de medição de descargas parciais, inserir ruído característico de medição online e obter a saída obtida com o TCAF de parâmetros propostos, bem como a validação de desempenho entre modelos.

Através das observações realizadas após pesquisa exaustiva e estudo de trabalhos indexados em bases de Periódicos da Capes - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior, e.g. IEEEExplore, SpringerLink, ScienceDirect, Google Scholar e Wiley, verificou-se que a simulação de TCAF submetido a ruído eletromagnético característico de medição de campo de descargas parciais não está claramente sedimentado e não foram encontrados estudos utilizando esta proposta. Além disso, a

utilização do Método do Lugar das Raízes (MLR) para a análise de comportamento de modelos de Transformador de Corrente de Alta Frequência também é uma proposta acadêmica inovadora em modelagem numérica e simulação de circuitos elétricos e sistemas energéticos.

Portanto, nas próximas Seções deste Capítulo são apresentadas: A Seção 5.2, que descreve a geração de sinal e aplicação de ruído característico, tendo como resultado o sinal não ruidoso e dez tipos de sinais ruidosos (diferentes níveis de SNR) que deverão ser aplicados como sinal de entrada aos modelos de TCAF. A Seção 5.3, de modelagem de TCAF utilizando-se o domínio s (frequência complexa) e as Leis de Ampère, Faraday e Lenz e a análise de resposta ao sinal aplicado.

5.2 GERAÇÃO DE SINAL DE DESCARGAS PARCIAIS E ADIÇÃO DE RUÍDO CARACTERÍSTICO

Nesta Seção encontra-se a Etapa 1 da metodologia do estudo, conforme apresentado previamente na Figura 25 e trata da geração e simulação de descargas parciais e da caracterização do ruído de campo. O ruído característico será adicionado ao sinal de descargas parciais simulado para replicação das condições ambientes de medição online.

Apesar dos resultados práticos de medições de DP em equipamento sob teste sejam a principal forma de investigação e discussão do fenômeno de DP, um modelo de DP pode reduzir tempo de experimentos práticos que podem ser realizados durante horas ou dias e que predizem o tempo de duração do sistema de isolamento sem a necessidade de executar longos ensaios de tempo de vida de dielétricos [39]. A medição do fenômeno de descargas parciais realizado em laboratório (*offline*) pode ser simulada em ferramenta computacional [39, 132, 122, 38, 133, 25, 42, 134]. Verifica-se nos estudos que a ferramenta mais utilizada para simulação é o Simulink, do software Matlab, e a forma de onda da descarga obtida em simulação demonstra-se bastante similar àquela obtida em medições experimentais sobre as mesmas condições.

Por outro lado, as medições de descargas parciais realizada em campo (*on-line*), situação em que o equipamento não pode ser desconectado para medição, não possui reprodução em simulação devido às condições intrínsecas de diversas fontes de ruído eletromagnético - provenientes de transmissões de rádio, componentes eletrônicos de potência, ruído aleatório de chaveamento, descargas atmosféricas, arcos elétricos, harmônicos e interferências de conexões ao aterramento [43] - e das descargas parciais localizadas em outros equipamentos além do equipamento sob teste. Apesar disso, alguns estudos propõem a medição e análise de ruído de fundo característico de

ambientes de campo, como descrito em [43, 135, 136] a fim de se replicar as condições de medição de campo. Verifica-se, portanto, que o ruído eletromagnético caracterizado pelos estudos pode ser injetado em simulação utilizando como forma de avaliação de desempenho do TCAF.

5.2.1 Sinal de Descargas Parciais Gerado

Conforme descreve [81], na prática, as condições geométricas dos defeitos de isolamento são quase sempre desconhecidas, impossibilitando os cálculos quantitativos de campo. Geralmente, as considerações principais são restritas a um simples circuito equivalente resistivo-capacitivo. Dessa forma, o sinal de descarga parcial pode ser replicado utilizando-se um circuito elétrico R-C de calibrador para instrumentos de medição, conforme o esquema funcional ilustrado na Figura 26.

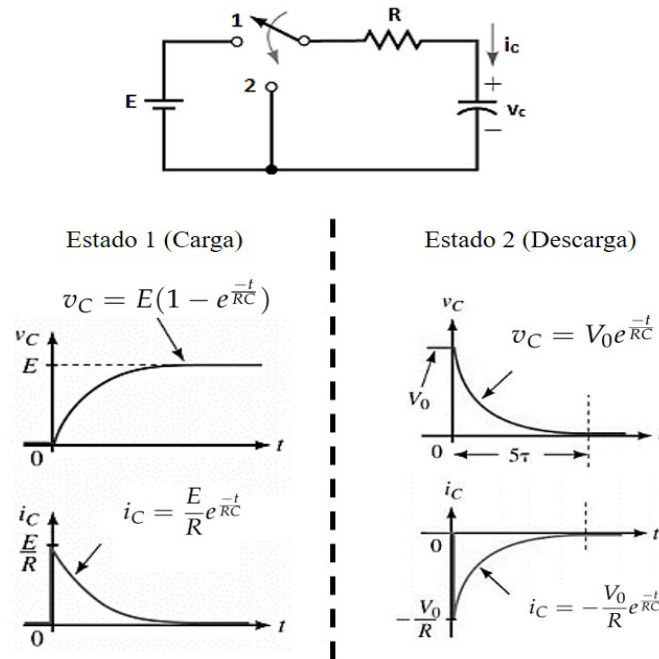


Figura 26: Circuito derivativo RC de carga e descarga de capacitor.

Pulsos de corrente podem ser gerados através de um circuito calibrador, que consiste em um gerador de pulsos de degrau com tensão de intensidade U_0 em série com um capacitor C_0 , a fim de produzir pulsos de cargas de intensidade dada por, $q_0 = U_0.C_0$. Os parâmetros que caracterizam o degrau de tensão unipolar de intensidade U_0 devem satisfazer as condições dadas na Tabela 5.

Então, foi gerado um circuito derivativo R-C caracterizado por ser um filtro passa-alta passivo de primeira ordem, baseado em [57, 127], conforme mostrado na Figura 26. No estado de posição da chave S em 1 (vide Figura 1), as condições iniciais para o estado 1 é a de tensão no capacitor nula $V_C=0$ e chegando exponencialmente a E

Tabela 5: Parâmetros de caracterização de pulso de DP em calibradores [36].

Parâmetro	Valor
Tempo de Subida	$t_r \leq 60 \text{ ns}$
Tempo de estado estacionário	$t_s \leq 200 \text{ ns}$
Duração do degrau de tensão	$t_d \geq 5 \mu \text{ s}$
Desvio da intensidade do degrau de tensão U_0 entre t_s e t_d	$\Delta U \leq 0,03 U_0$

e a corrente no circuito I_c instantaneamente é elevada ao pico $I_c=E/R$ e decai exponencialmente a 0. Nas condições de estado estacionário para o capacitor sob carga ocorre a interrupção de carregamento após os valores de corrente ($I_c=E/R$) e tensão (E) chegarem ao valor final, respectivamente, instante em que opera como um circuito aberto e a função matemática que rege o comportamento de carga do capacitor no circuito é:

$$V_C = E.(1 - e^{\frac{-t}{RC}}) \quad (5.1)$$

Após a comutação da chave S , para o estado dois (posição de S em 2), implica no descarregamento do capacitor, e as condições iniciais são $V_c=E$ e $I_c=0$. A tensão no capacitor decai exponencialmente a 0 e a corrente é elevada exponencialmente a $I_c= -E/R$ (vide Figura 26).

$$V_C = V_0 e^{\frac{-t}{RC}} \quad (5.2)$$

Enquanto que o valor de corrente no circuito R-C série é:

$$i_C = \frac{V_0}{R} e^{\frac{-t}{RC}} \quad (5.3)$$

Assim, utilizou-se a resposta transitória de descarga do circuito RC-Derivativo (diferenciador) - uma vez que a corrente do circuito também pode ser obtida através da variação da carga capacitiva no tempo, demonstrado na Figura 27a. A constante de tempo que rege o tempo de carga e descarga do capacitor é dada por $\tau = R.C$ e o transitório de corrente (carga e descarga) é uma função exponencial dada por $e^{\frac{-t}{\tau}}$. Uma vez que τ aumente, a função diminui, ao passo que é nula quando τ tende a infinito e na prática, o transitório dura 5τ (vide Figura 27b.). O estado de carregamento para fins de análise de pulsos de descargas parciais é irrelevante para o presente estudo, pois não tem significado prático uma vez que considera apenas os efeitos nocivos causados pelas descargas elétricas em defeitos nos isolamentos.

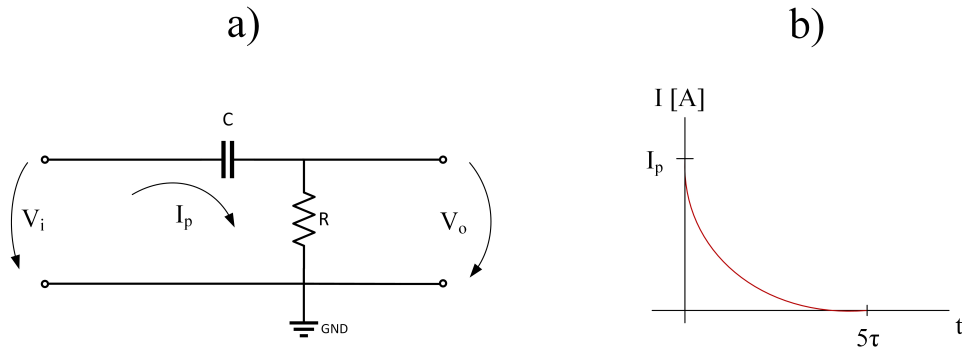


Figura 27: Circuito derivativo RC.

Conforme [57] admitiu-se que $R = 50 \Omega$, $C = 20 \text{ nF}$ e tensão aplicada de 1000 mV. Devido a natureza de simulação de descarga de capacitor, não foi possível obter as características de pulso T_f , T_r e T_d , uma vez que não foi possível aplicar um degrau unitário ao sinal de descarga RC, a fim de se preservar a função de descarga capacitiva e devido ao sinal ser simulado.

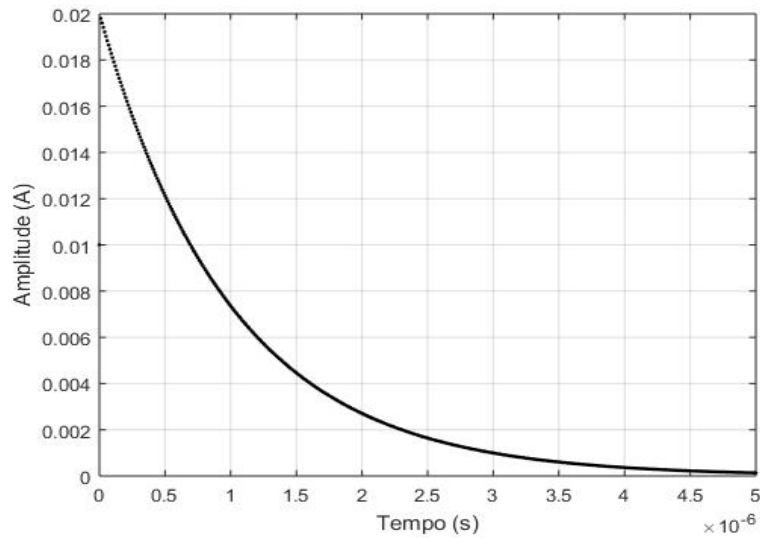


Figura 28: Sinal de descarga do circuito RC utilizado como descarga parcial.

Verificou-se que o pico de $I_c = 20 \text{ mA}$ e tempo de descarga de $5 \mu\text{s}$ (5τ), conforme mostrado na Figura 28, condizente com os limites de largura de pulso de DP fornecido na IEC 60270, apresentados na Tabela 5.

5.2.2 Adição de Ruído Eletromagnético Característico

O modelo para geração de ruído eletromagnético a fim de se replicar as condições de medição de campo segue o esquema representado na Figura 29, em que se tem o sinal $s(i)$ de entrada somado ao ruído $r(i)$ e produzindo um sinal ruidoso $g(i)$.

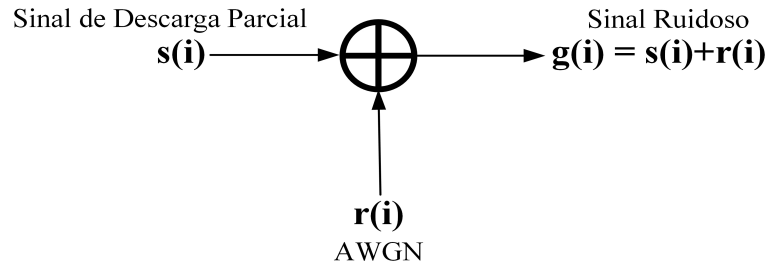


Figura 29: Sinal resultante de PD com AWGN.

O ruído $r(i)$ é do tipo ruído Gaussiano branco aditivo (AGWN) escolhido baseado nos estudos de [71, 105, 43, 23]. O AWGN é utilizado como modelo de canal baseado no Teorema do Limite Central, que descreve que quando variáveis aleatórias independentes são adicionadas num sinal, sua soma normalizada tende a possuir uma distribuição normal. Embora produza uma adição linear de ruído de banda larga com densidade espectral de potência constante e distribuição de amplitude Gaussiana, fornece modelos matemáticos simples e tratáveis que são úteis para obter informações sobre o comportamento subjacente de um sistema antes que esses outros fenômenos sejam considerados. Portanto, para ser reconhecido, os pulsos de DP devem ter intensidade e recorrência suficientes para serem detectados como algo que não seja apenas ruído aleatório.

Foi utilizado então a função $awgn(in, snr)$ que adiciona um ruído gaussiano branco ao vetor de sinal de entrada e assume-se que a potência do sinal esteja em 0 dBW. Sabendo que a relação sinal-ruído (SNR) é dada por [71],

$$SNR(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^N |s(i)|^2}{\sum_{i=1}^N |r(i)|^2} \right) \quad (5.4)$$

Em que $s(i)$ representa o sinal original de DP, $r(i)$ denota o ruído (AWGN) e i representa o índice de tempo discreto.

Exemplos de $g(i)$ foram gerados utilizando-se a curva de descarga do capacitor com AWGN em 3 dB, 10 dB, 20 dB e 60 dB e são mostrados na Figura 30. Deve-se notar que cada diagrama possui dois sinais: a linha de maior contraste, menor variância e no meio do sinal indica o sinal de entrada, enquanto o sinal ruidoso é o de menor contraste e maior variância.

Como a avaliação do sinal de entrada versus o nível de ruído imposto pelo ambiente e circuito, os pulsos aplicados foram de dois tipos: 1. **Sem ruído**: caracterizado por não possuir AWGN; 2. **Níveis diversificados de ruído**: aplicação de AWGN ao pulso de DP com os níveis de SNR entre -60 dB a 60 dB (explanados na Seção 5.2.2). Dessa forma os pulsos foram categorizados conforme apresentado na Tabela 6, em que

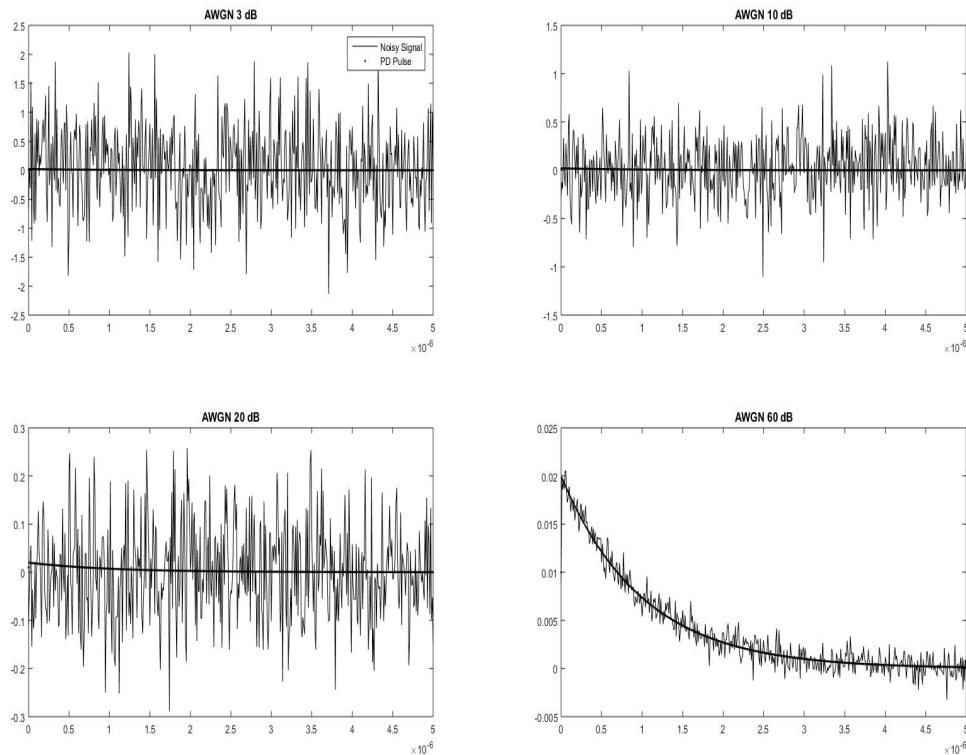


Figura 30: Exemplo de sinais contaminados por ruído branco gaussiano com diversos níveis de SNR.

PD1 corresponde a aplicação de ruído AWGN com SNR em -60 dB, i.e. uma relação de ganho (A_v) de 10^{-3} entre o sinal gerado no circuito RC e o ruído aplicado e PD10 com AWGN em 60 dB e relação de 1000.

Tabela 6: Descrição dos sinais gerados e seus rótulos.

Rótulo	AWGN (dB)	A_v
PD1	-60	0.001
PD2	-40	0.010
PD3	-20	0.100
PD4	-6	0.501
PD5	-3	0,708
PD6	3	1,414
PD7	6	1,995
PD8	20	10,000
PD9	40	100,000
PD10	60	1000,000

Portanto, o parâmetro de controle de nível de ruído é a relação sinal ruído (SNR) em dB. Nesse caso, os valores de sinais com ruído aditivo foram utilizados como sinais de entrada do sistemas de modelos do Grupo de Referência e de Controle, conforme

descrito na Seção 6.1, a fim de se avaliar o desempenho dos modelos para posterior comparação (Seção 6.1.3).

5.3 MODELAGEM NUMÉRICA DO TCAF E ANÁLISE DE RESPOSTA DO MODELO DE REFERÊNCIA

Nesta Seção encontra-se a Etapa 2 da metodologia do estudo, ilustrado na Figura 25. A modelagem do sensor indutivo (HFCT) foi baseada no esquema elétrico equivalente ilustrado na Figura 23, o qual possui resposta influenciada pelos parâmetros elétricos e efeitos parasitas inerentes a aspectos construtivos.

Os transformadores de corrente sensores indutivos de corrente para aplicações em descargas parciais podem ser representados matematicamente como: 1. sensores de corrente [57, 129]; 2. filtro de segunda ordem do tipo passa-faixa [54].

As características em Alta Frequência (HF) de um circuito sensor de corrente indutivo podem ser descritas em dois modelos [45, 44, 117]: 1. Modelo de linha de transmissão; 2. Modelo de parâmetros agrupados. No presente estudo será utilizado a modelagem por parâmetros agrupados, conforme apresentado na Figura 23b. Os parâmetros construtivos foram obtidos conforme o estudo de [37, 53, 46, 44], cuja geometria da bobina segue o esquema mostrado. A construção do sensor baseia-se em : 1. Características dependentes da geometria do sensor; 2. Circuito equivalente e operação em alta frequência.

Salienta-se que [52] produziu um estudo semelhante, levando a mesma Função de Transferência, no entanto, tal estudo não levou em conta a resposta do circuito para sinais ruidosos de descargas parciais. A simulação da resposta do sensor para pulsos ruidosos (aplicações em situações de campo) é portanto, a maior contribuição do presente estudo.

Apesar de ser considerado como futuro estudo na influência da resposta a um sinal transitório, a modelagem da capacitância parasita e indutância de fuga não são objetivos do presente trabalho pois atuam indiretamente através da variação dos parâmetros elétricos. Ao leitor interessado, sugere-se a busca nas referências [63, 137, 37, 46, 56, 138, 58]. Entretanto, utilizaram-se os modelos analíticos de [44] para obtenção de valores associados a efeitos parasitas.

Portanto, nas próximas seções serão apresentados os aspectos construtivos do TCAF para a parametrização do sensor e posterior obtenção do circuito equivalente (Seção 5.3.1), conseqüentemente, os cálculos de parâmetros elétricos associados (Seção 5.3.2). Os dados obtidos nessas seções foram utilizados para a construção da Função de Transferência e geração de modelo de referência, descritas na Seção 5.3.3, e na análise da resposta ao sinal aplicado ao modelo, explanada na Seção 5.3.4. O algoritmo utilizado na modelagem, simulação e obtenção de resposta está descrito no Apêndice C, "Algoritmo de Simulação e Avaliação de Desempenho".

5.3.1 Aspectos Construtivos Baseados na Geometria

A resposta elétrica do sensor do modelo de HFCT é baseada nos aspectos construtivos e elétricos, dados por: geometria, número de voltas, material do núcleo ferromagnético e resistência de carga (terminal) [45]. Portanto, as características dependentes da geometria do sensor são resistência de enrolamento secundário, capacitância parasita e indutância de fuga [46]. Os parâmetros de geometria física do sensor, representados na Figura 31, dizem respeito a uma bobina toroidal envolta num núcleo de alta permeabilidade relativa.

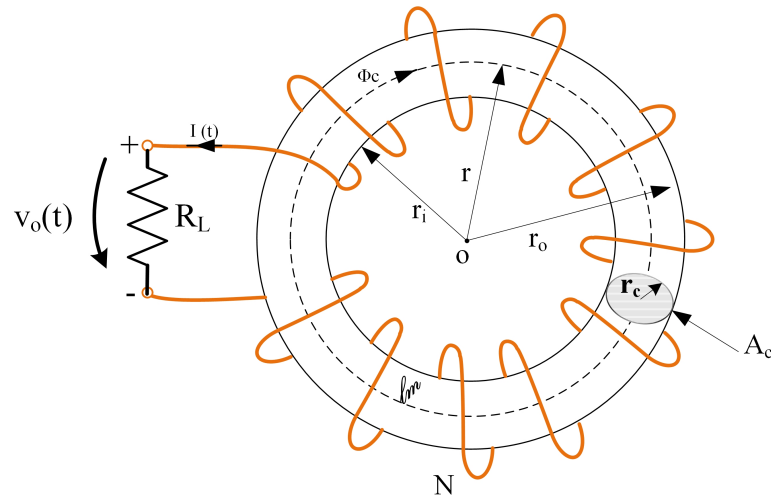


Figura 31: Área de seção transversal de toroide [111].

Em que R_L é a resistência terminal de carga, r_i é o raio interno, r_o é o raio externo, r é o raio do sensor (raios concêntricos no ponto O), r_c é o raio do núcleo, N é o número de voltas da bobina (circuito secundário) do sensor, A_c é área de seção transversal, l_m é a trajetória do fluxo magnético (Φ_c), $I(t)$ é a corrente do circuito secundário e $V_o(t)$ é a tensão de saída do circuito, no qual é obtido o sinal de saída do sensor e acoplado a um dispositivo de medição (e.g. osciloscópio).

Os cálculos construtivos foram baseados em [111], o cálculo de parâmetros elétricos foram baseados em [44, 46, 45] e a escolha da especificação dos parâmetros foi baseada em [37, 54, 52].

Considerou-se os parâmetros como aqueles apresentados na Tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros construtivos utilizados na modelagem.

Parâmetro	Valor	Especificação
d_o	0.1 [m]	Diâmetro Externo
r_o	0,05 [m]	Raio Externo
d_i	0.065 [m]	Diâmetro Interno
r_i	0,0325 [m]	Raio Interno
N_p	1	Número de Voltas do Circuito Primário
N_s	10	Número de Voltas do Circuito Secundário
d_w	0,0005 [m]	Diâmetro do Fio
r_w	0,00025 [m]	Raio do Fio
A_c	$2,4053.10^{-4} [m^2]$	Área do Núcleo
r_c	0,0088 [m]	Raio do Núcleo
dr_c	0,0175 [m]	Diâmetro do Núcleo
r	0,0575 [m]	Raio do Sensor
l_m	0,3613 [m]	Trajetória do Fluxo
A_w	$2,4053.10^{-4} [m^2]$	Área de Seção Transversal da Bobina
l_c	0,0550 [m]	Comprimento de Única Volta
p_w	0,0088 [m]	Passo de Volta da Bobina

O raio do sensor, é estimado como,

$$r = \frac{r_i + r_o}{2} \quad (5.5)$$

O comprimento da trajetória de fluxo (descrita como l na Figura 32) é dado por,

$$l_m = 2.\pi.r \quad (5.6)$$

O raio do núcleo é dado por,

$$r_c = \frac{r_o - r_i}{2} \quad (5.7)$$

O diâmetro é expresso como $drc = 2.rc$ [m], a área de seção transversal do núcleo é $A_c = \pi.r_c^2$ [m²], o comprimento do enrolamento $p_w = rc$ [m] (utilizou-se o comprimento do enrolamento como o mesmo comprimento de r_c). A área de seção transversal do fio da bobina é $A_w = \pi.r_c^2$ [m²], o comprimento de única bobina é $l_c = 2.\pi.r_c$ [m] e o comprimento da bobina completa é $l_w = l_c.N$ [N.m] (volta.metro). De posse dos valores iniciais de construção geométrica, os parâmetros elétricos podem ser estimados e obtidos.

5.3.2 Parâmetros Elétricos

O circuito elétrico do TCAF foi analisado através de parâmetros agrupados originado na Figura 23 e reduzido ao esquema elétrico apresentado na Figura 32 conforme

utilizado em [45, 47, 117].

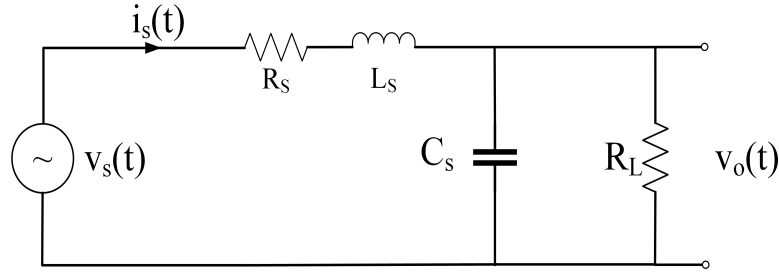


Figura 32: Circuito reduzido do TCAF.

Os parâmetros elétricos utilizados estão apresentados na Tabela 8. A resistividade do cobre é $\rho = 1.68 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, a resistência do enrolamento do circuito secundário é $R_s = \rho \cdot l_w / A_w \Omega$.

Tabela 8: Parâmetros elétricos especificados para o sensor.

Parâmetro	Valor	Especificação
R_L	$50[\Omega]$	Resistência de Carga
ρ	$1,6800 \cdot 10^{-8}[\Omega \cdot m]$	Resistividade do Cobre
μ_r	2000	Permeabilidade Relativa
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7}[H/m]$	Permeabilidade do Vácuo
μ	$0.0025[H/m]$	Permeabilidade Absoluta
ϵ_0	$8.8540 \cdot 10^{-12}[F/m]$	Permissividade Elétrica no Vácuo
ϵ_r	1	Permissividade Elétrica Relativa
ϵ	$8.8540 \cdot 10^{-12}[F/m]$	Permissividade Absoluta

A tensão no secundário do sensor é expressa como,

$$v_s(t) = -M_c \cdot \frac{di_p(t)}{dt} \quad (5.8)$$

A indutância mútua é dada por [52, 53],

$$M_c = \frac{N_s^2 m_0 m_r A_c}{l_m} \quad (5.9)$$

Em que N_s é o número de voltas do secundário, i.e. enrolamento do sensor. Na indutância de fuga (também denominada de autoindutância) utilizou-se o método de bobina circular de [44] para indutância de volta única e para $rw \ll rc$

$$L_{loop} = \mu_0 r_c \log_{10} \left[\left(\frac{8 \cdot r_c}{r_w} \right) - 2 \right] \quad (5.10)$$

A indutância de fuga resultante para toda a bobina é,

$$L_s = N_s^2 \cdot L_{loop} \quad (5.11)$$

Uma vez que a aplicação é em alta frequência, deve ser estimado o valor da capacitância parasita (autocapacitância) do enrolamento secundário. O efeito parasita foi estimado utilizando-se a abordagem analítica de [44], em que: $e_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$, $e_r = 1$, $e = e_0 e_r$, portanto:

$$C_s = \frac{lw \cdot \pi \cdot e}{\operatorname{acosh}\left(\frac{pw}{2 \cdot rw}\right)} \quad (5.12)$$

Apesar da autoindutância e autocapacitância serem intrínsecos ao sensor, exigindo o cálculo da rede capacitiva e cálculo experimental das dimensões do sensor, conforme demonstrado por [46, 45, 44], o presente estudo está restrito ao cálculo analítico da capacitância parasita e indutância de fuga, uma vez que o desenvolvimento do cálculo de tais parâmetros não é o objetivo inicial do presente estudo e será levado em consideração em futuros estudos. Apesar disso, os valores encontrados condizem aos obtidos por [53, 37, 68].

5.3.3 Função de Transferência

Para a obtenção da função de transferência utilizou-se a técnica análise de circuito no domínio da frequência complexa s ($s = \sigma + j\omega$) através da Transformada de Laplace, conforme também descrito em [52, 10, 127, 129, 57], a qual é expressa pela integral unilateral ($0 \leq t < \infty$) e assumindo-se $f(t)$ é a função sob análise e que $f(t) = 0 \forall t < 0$,

$$L[f(s)] = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (5.13)$$

A técnica por Transformada de Laplace implica que as características terminais dos elementos dos circuitos possam ser obtidas por expressões algébricas no domínio s . Com isso, o relacionamento $v(t) = Ri(t)$ torna-se $V(s) = RI(s)$.

Dessa forma, por meio da Transformada de Laplace, pode-se obter as impedâncias correspondente a cada elemento elétrico, seja indutor ou capacitor, conforme descritos na Tabela 9.

Utilizando-se os valores de impedância descritos, o circuito Figura 32 podendo ser modelado conforme o circuito da Figura 33 no domínio s . Nota-se que R_{eq1} e R_{eq2} são resistências equivalentes proveniente de associações resistivas em série (entre R_s e sL_s) e em paralelo (entre $1/sC_s$ e R_L), respectivamente e cuja resistência equivalente total é R_{eq} (associação série entre R_{eq1} e R_{eq2}).

Tabela 9: Tabela de conversão entre o domínio de tempo e em s de elementos elétricos reativos, baseada em [10].

Elemento	Domínio t	Domínio s	Impedância
Capacitor	$v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(x)dx + v(0)$	$V(s) = \frac{I(s)}{sC} + \frac{v(0)}{s}$	$\frac{1}{Cs}$
	$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}$	$I(s) = sCV(s) - Cv(0)$	
Indutor	$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}$	$V(s) = sLI(s) - sLi(0)$	Ls
	$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v(x)dx + i(0)$	$I(s) = \frac{V(s)}{sL} + \frac{i(0)}{s}$	

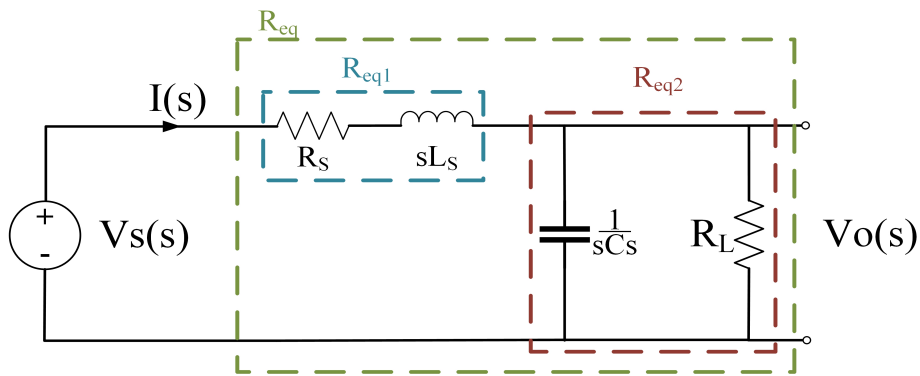


Figura 33: Circuito adaptado para o domínio s.

Sabendo que $R_{eq1} = R_s + sL_s$ e $R_{eq2} = 1/C_s // R_L$, i.e.

$$R_{eq2} = \frac{\frac{1}{sC_s} R_L}{\frac{1}{sC_s} + R_L} = \frac{R_L}{sC_s R_L + 1} \quad (5.14)$$

Por meio do método de divisor de tensão, sabe-se que,

$$V_o(s) = V_s(s) \left(\frac{R_{eq2}}{R_{eq1} + R_{eq2}} \right) \quad (5.15)$$

E que,

$$R_{eq} = R_{eq1} + R_{eq2} = R_s + sL + \frac{R_L}{sC R_L + 1} \quad (5.16)$$

Portanto, a impedância de entrada resulta em:

$$R_{eq} = \frac{s^2 L C R_L + s(C R_L R_s + L) + R_s + R_L}{s C R_L + 1} \quad (5.17)$$

Utilizando a Equação 5.17 em 5.15, tem-se que,

$$V_o(s) = V_s(s) \frac{R_L}{sCR_L + 1} \cdot \frac{sCR_L + 1}{s^2LCR_L + s(CR_LR_s + L) + R_s + R_L} \quad (5.18)$$

Portanto,

$$V_o(s) = V_s(s) \frac{R_L}{s^2LCR_L + s(CR_LR_s + L) + R_s + R_L} \quad (5.19)$$

Sabendo que a diferença de potencial no secundário é diretamente proporcional ao número de voltas no circuito secundário e ao enlace de fluxo (Φ).

$$V_s = -N_s \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.20)$$

E que, sabendo que o fluxo é a relação da força eletromotriz é dada pela relutância magnética,

$$\Phi = \frac{MMF}{R_m} \quad (5.21)$$

E que a força eletromotriz é diferença de tensão entre os circuitos primário e secundário, em que N é o número de voltas do enrolamento e I é a corrente,

$$MMF = N_p I_p - N_s I_s \quad (5.22)$$

e,

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_r A_c} \quad (5.23)$$

Substituindo-se 5.21, 5.22 e 5.23 em 5.20, tem-se que,

$$V_s = -N_s \frac{\mu_0 \mu_r A_c}{l_m} \cdot \frac{dN_p I_p - N_s I_s}{dt} \quad (5.24)$$

Sabendo que a Transformada de Laplace sobre a equação 5.24, tem-se que,

$$L \left[\frac{dvs(t)}{dt} \right] = \int_0^{+\infty} -N_s \frac{\mu_0 \mu_r A_c}{l_m} \cdot \frac{dN_p I_p - N_s I_s}{dt} \cdot e^{-st} \quad (5.25)$$

Então, retirando da integração as variáveis não dependentes,

$$L \left[\frac{dvs(t)}{dt} \right] = -N_s \frac{\mu_0 \mu_r A_c}{l_m} \cdot \int_0^{+\infty} \frac{dN_p I_p - N_s I_s}{dt} \cdot e^{-st} \quad (5.26)$$

Sabendo que,

$$L \left[\frac{d^n f(t)}{dt^n} \right] = s^n F(s) - s^{n-1} f(0) - \dots - s^0 f^{n-1}(0) \quad (5.27)$$

Então, descrevendo apenas o termo de integração da equação 5.27 e desprezando-se $f(0)^{n-1}$ (condições iniciais nulas), chega-se a,

$$\int_0^{+\infty} \left(\frac{dN_p I_p - N_s I_s}{dt} \right) \cdot e^{-st} dt = -s \cdot \frac{dN_p I_p - N_s I_s}{dt} \cdot e^{-st} \Big|_0^{+\infty} \quad (5.28)$$

Então,

$$= -s \cdot \frac{dN_p I_p(+\infty) - N_s I_s(+\infty)}{dt} \cdot e^{+\infty} + s \cdot \frac{dN_p I_p(0) - N_s I_s(0)}{dt} \cdot e^0 \quad (5.29)$$

Sabendo que $e^{+\infty} = 0$ e considerando a corrente nula no secundário, i.e. $I_s(0)=0$, chega-se a,

$$= s \cdot N_p I_p(s) \quad (5.30)$$

As equações 5.29 e 5.30 demonstram que o sistema é válido para sinais de transição rápida (objeto de estudo do presente trabalho), uma vez que há uma transformação física de sinal de entrada em degrau de corrente para impulsos. Isso significa que o sistema sob modelagem opera apenas sob transitórios rápidos e uma corrente constante (sinal DC) no sinal de entrada produziria um sinal nulo na saída (considerando a derivada do sinal de entrada). Dessa forma, utilizando-se 5.30 em 5.26, tem-se que,

$$L \left[\frac{dvs(t)}{dt} \right] = -N_s \frac{\mu_0 \mu_r A_c}{l_m} \cdot s \cdot N_p I_p(s) \quad (5.31)$$

Aplicando a equação 5.31 em 5.19, tem-se a Função de Transferência completa do sensor, dada por,

$$V_o(s) = -M_c \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \cdot I_p(s) \cdot \frac{R_L}{s^2 L C R_L + s(C R_L R_s + L) + R_s + R_L} \quad (5.32)$$

Sabendo que a Função de Transferência (FT) é a relação entre saída ($V_o(s)$) e entrada de um processo ($I_p(s)$), tem-se que,

$$F(s) = -s M_c \left(\frac{N_p}{N_s} \right) \frac{R_L}{s^2 C_s R_L (L_s + M_c) + s(C_s R_L R_s + L_s + M_c) + R_s + R_L} \quad (5.33)$$

Portanto, deve-se atentar para três circunstâncias sobre $F(s)$: 1. o sinal negativo; 2. a frequência complexa (s) no numerador; e 3. a soma $L_s + M_c$ no denominador. O sinal negativo refere-se a Lei de Lenz, explanada na Seção "Medição de Campos Eletromagnéticos" (Capítulo 3). O " s " é devido a Transformada de Laplace sobre uma função derivativa de primeira ordem (vide Equação 5.8), no caso $V_s(s)$, que produz a resposta genérica expressa na Equação 5.27. A terceira circunstância ($L_s + M_c$) resulta do acoplamento magnético entre a indutância de fuga do secundário e a indutância mútua entre o circuito primário e secundário (indutâncias em série), que se somam e influenciam o denominador da FT.

Foi observado que: esta FT é a mesma encontrada por [52]; este método também foi utilizado em [44, 129] para obtenção da função de transferência característica de sensor indutivo; e, conforme [57], os valores das raízes estão coerentes pois a FT de um sensor de corrente adequado deve possuir polos e zeros negativos, ou irá resultar em uma divergente imprópria.

A solução algébrica das equações de circuito no domínio da frequência complexa é expressa em função racional de s , dado por [10],

$$F(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (5.34)$$

Em que as raízes (zeros) do polinômio $P(s)$ (i.e. $-z_1, z_2, \dots, -z_m$), são valores de s para $F(s) = 0$, enquanto as raízes (polos) do denominador $Q(s)$ são os valores em que $F(s)$ torna-se infinito.

Para análise da resposta no tempo do circuito, utilizou-se a fórmula genérica ($G(s)$) para reescrita em termos de polinômio quadrático da equação característica, conforme expresso na Equação 5.35 [44],

$$G(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.35)$$

Os polos podem ser obtidos conforme equação 5.36, e indicam as frequências naturais, i.e. as frequências de resposta não forçada da rede de circuito.

$$s_{1,2} = \frac{-2\zeta\omega_0 \pm \sqrt{(2\zeta\omega_0)^2 - 4.1.\omega_0^2}}{2} \quad (5.36)$$

Em que ω_0 é a frequência natural não amortecida, i.e. frequência em que o sistema entra em ressonância em que a parte imaginária da impedância torna-se nula ($F(j\omega_0) = 0$) e, conseqüentemente, o valor da impedância puramente real, i.e. as reatâncias indutivas e capacitivas são opostas mas de mesmo valor, o que resulta em

impedância puramente resistiva. E ζ é o coeficiente de amortecimento do sistema - que informa o qual amortecido o sinal de saída será com relação ao sinal de entrada.

Reescrevendo-se 5.33 em termos da Equação 5.35, tem-se que,

$$F(s) = \frac{\frac{-sMcNp.R_L}{CsR_L.(Ls+Mc).Ns}}{s^2 + s \left(\frac{CsR_LR_s+Ls+Mc}{CsR_L.(Ls+Mc)} \right) + \frac{R_s+R_L}{CsR_L.(Ls+Mc)}} \quad (5.37)$$

Portanto, a partir da Equação 5.37 e considerando o polinômio de segunda ordem da Equação 5.35 e que $R_L \gg R_s$ pode-se obter a frequência de ressonância (w_0) em *rad/s*, dada por,

$$w_0 = \sqrt{\frac{R_L}{Cs.R_L.(Ls + Mc)}} \quad (5.38)$$

E coeficiente de amortecimento (ζ), dado por,

$$\zeta = \frac{(CsR_LR_s + Ls + Mc) \sqrt{CsR_L(Ls + Mc)}}{2.CsR_L(Ls + Mc) \sqrt{R_L}} \quad (5.39)$$

Os valores de w_0 e ζ fornecem dados para análise de comportamento do sistema uma vez que [10]:

- $\zeta > 1$, as raízes da equação característica s_1 e s_2 são reais e diferentes, fornecem uma **resposta superamortecida** da rede do circuito em análise e o sistema se comporta como o produto de dois polos de primeira ordem.
- $\zeta < 1$, as raízes da equação característica s_1 e s_2 são números complexos e determinam uma **resposta subamortecida** do sistema.
- $\zeta = 1$, as raízes são reais e iguais e fornecem uma **resposta criticamente amortecida** do sistema.

Outro parâmetro de análise de circuito do tipo filtro Passa-Banda é o fator de qualidade (Q), que diz respeito a seletividade de frequência e largura de banda e seu cálculo é demonstrado na Equação 5.40. Um alto Q indica uma largura de banda curta, enquanto um baixo Q indica uma alta banda de passagem.

$$Q = \frac{w_0}{BW} \quad (5.40)$$

Em que w_0 é a frequência de ressonância dada por $w_0 = \sqrt{w_1 w_2}$ [54] ou obtida através da equação característica na Equação 5.35.

Finalmente, possuindo os parâmetros característicos de comportamento da Função de Transferência de PAD, pode-se obter a resposta deste modelo.

5.3.4 Resposta do Modelo de Referência PAD (Grupo de Controle)

Os parâmetros especificados e calculados obtidos após utilizar os parâmetros especificados ($R_L = 50$, $\mu_r = 2000$ e $N = 10$, conforme Tabelas 7 e 8) para o modelo de referência PAD, estão apresentados na Tabela 10,

Tabela 10: Parâmetros elétricos calculados no modelo PAD.

Parâmetro	Valor	Especificação
R_s	$3,8400.10^{-5}[\Omega]$	Resistência do Enrolamento Secundário
C_s	$4,3022.10^{-12}[F]$	Capacitância Parasita do Circuito
L_s	$3,9967.10^{-6}[H]$	Indutância de Fuga do Secundário
M_c	$1,6732.10^{-4}[H]$	Indutância Mútua
ζ	63,104	Coefficiente de Amortecimento
ω_{n1}	$1,83.10^6[Hz]$	Frequência Natural
ω_{n2}	$2,92.10^9[Hz]$	Frequência Natural
z	0	Zero de F(s)
BW	$3,16.10^{10}[rad/s]$	Largura de Banda
Q	0,0012	Fator de Qualidade
w_0	$3,68.10^7 [rad/s]$	Frequência de Ressonância
s_1	$-2,92.10^5$	Polo 1 de F(s)
s_2	$-4,652,92.10^9$	Polo 2 de F(s)

Através destes valores, a Função de Transferência do modelo PAD pode ser construída e é dada por,

$$F(s) = \frac{-0,0008366s}{3,685^{-14}s^2 + 0,0001713s + 50} \quad (5.41)$$

Assim, convertendo-se 5.33 em 5.37, a fim de se demonstrar a obtenção dos valores do coeficiente de amortecimento, polos, zeros e frequência de ressonância, chega-se a,

$$F(s) = \frac{-2,27.10^{10}s}{s^2 + 4.649.10^9s + 1.357.10^{15}} \quad (5.42)$$

Nesta FT obtida, verifica-se que $n = 2$ e $m = 1$ ou $n > m$, i.e. $P(s)/Q(s)$ é uma função racional de s . Fazendo $P(s) = 0$, verifica-se que o zero é $z = 0$ e fazendo $Q(s) = 0$ e utilizando-se a fórmula de Bhaskara para a extração das raízes de segunda

ordem, os polos são $s_1 = -4,65 \cdot 10^9$ e $s_2 = -2,92 \cdot 10^5$ (vide Tabela 10). A frequência de ressonância é $\omega_0 = 3,68 \cdot 10^7 [rad/s]$ (conforme Equação 5.38) e $\zeta = 63,104$ (obtido através da Equação 5.39).

Para a obtenção da resposta do sensor, considerou-se a resposta em frequência e no domínio do tempo. A resposta em frequência do modelo de referência calculado (vide Equação 5.41) foi obtida através da curva de Bode (Figura 34) que permite a análise de dados de magnitude (em dB) e fase (em graus) no domínio da frequência. Utilizando-se a função *bode(sys)* do Matlab, foi possível obter a resposta em frequência de um modelo de sistema dinâmico. Verifica-se que o ganho chega a 13,8 dB e que na frequência de ressonância tem-se um deslocamento de fase de 180° , conforme Lei de Lenz (vide Equação 3.7).

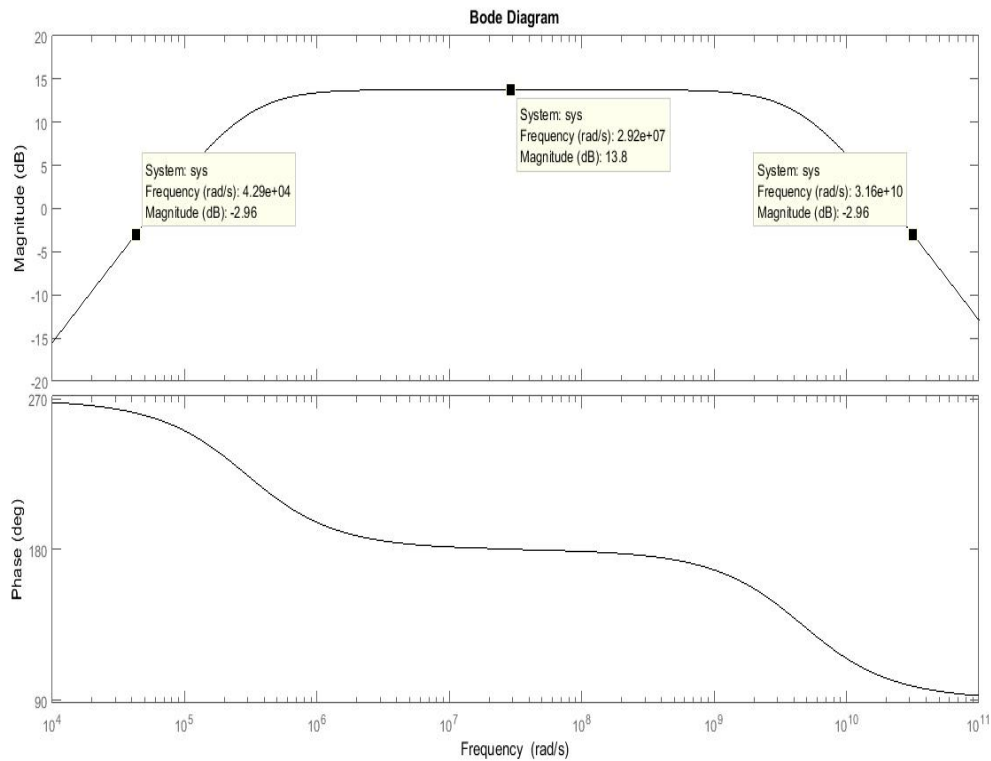


Figura 34: Resposta em frequência do sensor.

Em termos de impedância de transferência (valor absoluto no diagrama de Bode), ao invés de dB, verifica-se que o valor é de 4,88 mV/mA, conforme apresentado na Figura 35.

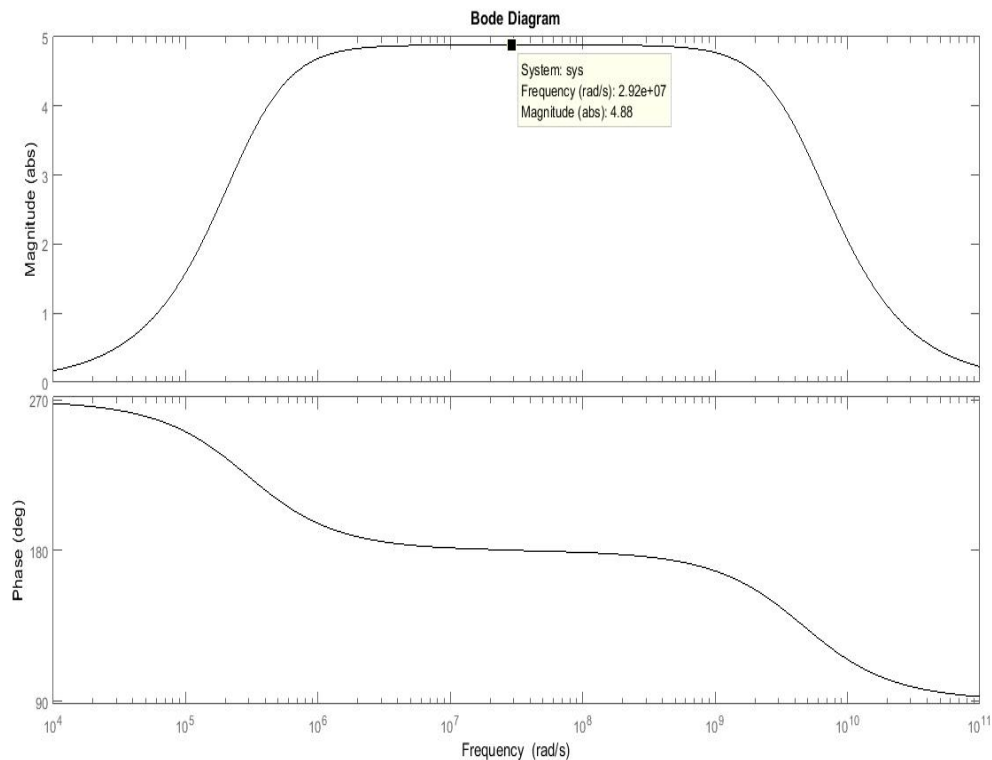


Figura 35: Impedância de transferência (V/I) em função da frequência do sensor.

O valor em absoluto (Impedância de Transferência, i.e. tensão de saída versus corrente de entrada) obtido alterando-se o parâmetro *dB* para *abs* nas opções de traçado do diagrama de Bode no MATLAB através do código:

```
1 h = bodeplot(sys, '-k');
2 p = getoptions(h);
3 p.FreqUnits = 'rad/s';
4 p.MagUnits='abs';
5 setoptions(h,p);
```

Ou a partir da equação $db = 20 \cdot \log(V_{out}/I_{in})$. Os traçados dos diagramas de impedância de transferência em função da frequência dos modelos dos grupos de Controle e Experimental podem ser observados na Figura 59.

Fazendo $(F(w)=1/\sqrt{2})$, tem-se as frequências de corte superior (w_{cs}) e inferior (w_{ci}), em -3 dB, e a largura de banda (BW), sendo $BW = w_{cs} - w_{ci}$. Por praticidade, uma vez que os diagramas de Bode dos modelos de TCAF estavam disponíveis, os valores de w_{cs} e w_{ci} aproximados foram obtidos diretamente do traçado da Figura 34, utilizando-se a ferramenta "Data Cursor" no diagrama do Matlab. Sabendo-se que a banda de passagem para um TCAF é relativamente ampla, admitiu-se que $w_{cs} \gg$

w_{ci} e, conseqüentemente $BW = w_{cs}$. Portanto, do diagrama, $BW = 3,16 \cdot 10^{10} [\text{rad/s}]$. Utilizando-se a relação dada na Equação 5.40, chega-se a $Q=0,0012$.

A limitação de frequência da resposta do sensor indutivo é imposta por diversos parâmetros, sendo que os principais são os componentes reativos que estão presentes na construção e características elétricas, uma vez que uma bobina é um arranjo de capacitância (devido a associação de espiras) e indutância, que formam auto-capacitância e auto-indutância, respectivamente. Em baixas frequências ($f \leq 3\text{kHz}$), a capacitância possui alta reatância enquanto a reatância indutiva é quase nula, portanto é um fator limitante da frequência inferior de meia potência. Por outro lado, em altas frequências ($f \geq 3\text{MHz}$), a autoindutância implica na limitação da frequência superior de meia potência. Em médias frequências, i.e. entre as frequências de corte inferior e superior, o circuito opera sobre a frequência de ressonância.

Considerando que na análise e desenvolvimento de projeto de sistemas de controle é necessário possuir uma base de comparação do desempenho de vários desses sistemas a sinais particulares de entrada, além do diagrama de Bode em domínio da frequência, utilizou-se as funções degrau e impulso unitários (domínio do tempo) e o Método do Lugar das Raízes (MLR) para análise de polos e zeros da Função de Transferência e determinação do comportamento dinâmico do sistema. No caso do domínio do tempo, utilizou-se a resposta ao pulso unitário, que permite avaliar a resposta de um modelo de sistema dinâmico arbitrário e a duração da simulação é determinada de forma automática, conforme os polos e zeros do sistema. Para tanto, utilizou-se a a função *step* do Matlab, que retornou o diagrama da Figura 36. Verifica-se que o tempo de estabelecimento do sistema é de $20 \mu\text{s}$ e a amplitude é de aproximadamente cinco vezes o valor de entrada, conforme descrito na explanação do diagrama de Bode, no parágrafo prévio à Figura 34.

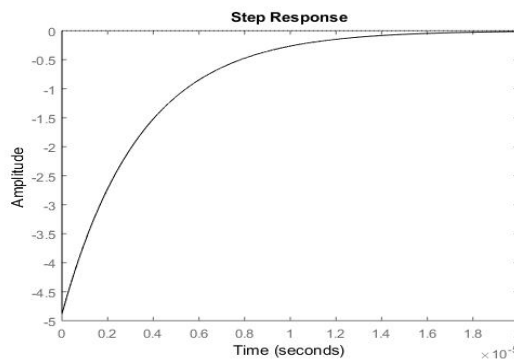


Figura 36: Resposta ao degrau unitário.

Equivalentemente, a resposta ao impulso unitário, que permite obter a resposta ao impulso - entrada de delta de Dirac $\delta(t)$ a um modelo de sistema dinâmico. Assim, utilizou-se a função *impulse(sys)* do Matlab que forneceu o diagrama de resposta ao

impulso mostrado na Figura 37 e, da mesma forma que a função *pulse(sys)* o tempo de duração da simulação é baseado nos zeros e polos do sistema. Esta análise é interessante pelo fato das descargas parciais serem modeladas como transitórios rápidos. Observa-se que o sistema comporta-se de modo equivalente à resposta ao degrau mas ganho na ordem de 10^{10} e tempo de estabelecimento de 1,4 ns, i.e. possui uma resposta adequada para pulsos na ordem de ns com alto ganho.

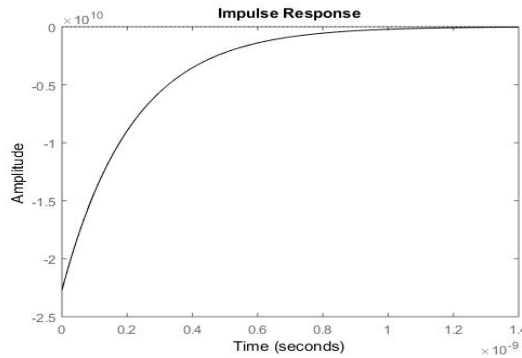


Figura 37: Resposta ao impulso unitário.

Observando-se os diagramas das Figuras 36 e 37, resposta ao degrau e impulso unitários, respectivamente, verifica-se que o sistema produz uma resposta superamortecida, o que pode ser validado através do valor do coeficiente de amortecimento $\zeta > 1$ (vide Tabela 10).

Adicionalmente, o Método do Lugar das Raízes (MLR) - técnica de lugar das raízes a fim de se avaliar o comportamento dos polos do modelo de TCAF em malha fechada e sua estabilidade, foi utilizado através da função *rlocus*, que retorna o lugar das raízes de um modelo de malha aberta do tipo SISO (*single input-single output*) e permite obter as trajetórias de polo de modelos de malha fechada em função do ganho de realimentação, i.e. permite estudar os efeitos da variação de ganho de realimentação sobre localização de polos de malha fechada, permitindo a análise de informações mais detalhadas sobre resposta em frequência e no tempo. O diagrama obtido para o modelo de TCAF (Equação 5.41) está representado na Figura 38.

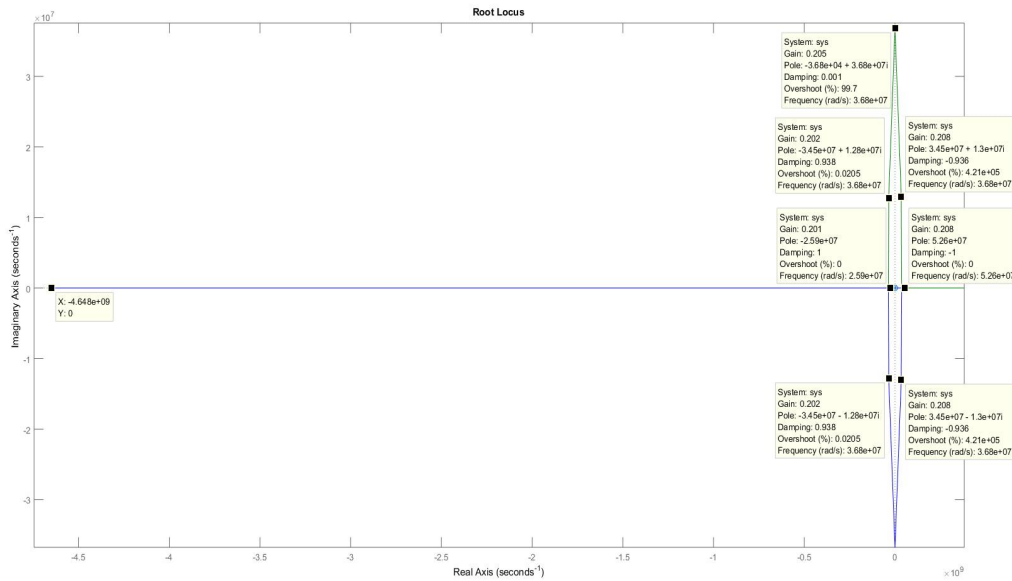


Figura 38: Lugar das raízes do sensor.

Através do Lugar das Raízes foi possível validar os valores encontrados e calculados (vide Tabela 10), tanto de polos quanto da frequência de ressonância (em que apresenta o maior ganho de resposta). Verifica-se que a resposta torna-se oscilatória entre as frequências $2,59 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$ (estável, $\zeta = 1$) e $5,26 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$ (instável, $\zeta < 0$), a partir do ganho de 0,202 e com ganho máximo de 0,205 na frequência de ressonância ($3,68 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$), sem perder a estabilidade. A partir de um ganho de 0,208, o sistema torna-se instável.

Em termos de variação de parâmetros elétricos circuito do TCAF, a instabilidade é resultante do incremento do ganho, que é resultante da Equação 5.37,

$$K = \frac{McNp.R_L}{CsR_L.(Ls + Mc).Ns} = \frac{N_s^2 m_0 m_r A_c . R_L}{CsR_L.(Ls + Mc).Ns.I_m} = \frac{N_s m_0 m_r A_c}{Cs.(Ls + Mc).I_m} \quad (5.43)$$

Ou seja, a estabilidade está relacionada ao valor de indutância mútua, bem como número de voltas do circuito secundário (tal como um transformador elevador de tensão) e permeabilidade relativa do material, além de ser inversamente proporcional ao comprimento do caminho do fluxo magnético e efeitos parasitas. Este comportamento condiz com o funcionamento do circuito de TCAF, tal como descrito no Capítulo 4.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo forneceu a descrição da metodologia utilizada na geração sinal gerado e ruído aditivo a ser utilizado com sinal de entrada aos modelos de sensores (vide Seção 5.2), assim como o desenvolvimento e obtenção da função de transferência característica do TCAF. O sinal foi gerado por circuito derivativo R-C, que produziu uma curva de descarga de corrente de amplitude inicial de 20 mA e duração de 5 μs , a qual foi descrito neste estudo como sinal não ruidoso (PD). Neste sinal, posteriormente, foi adicionado o ruído característico de campo determinado por AWGN, e acarreto na geração de dez sinais diferentes (rotulados PD1 a PD10), a serem utilizados como sinal de entrada para análise e validação realizada no próximo Capítulo.

O modelo inicial de referência do sensor indutivo de corrente, rotulado como PAD, foi criado a partir da modelagem descrita na seção (vide Seção 5.3). Foi verificado que o sensor possui um ganho bastante alto de 13,8 dB, proporcionado pela resistência de carga, que fornece uma tensão de saída proporcional à corrente de entrada ($V_o = R_L \cdot I_2$) e pela permeabilidade relativa do material de $\mu_r = 2000$, e uma resposta defasada em 180 ° na frequência de ressonância (vide Equação 5.42), o que está condizente com as Leis de Eletromagnetismo. As respostas produzidas pelo modelo de referência foram analisadas no domínio do tempo, frequência e Lugar das Raízes foram discutidas e analisadas. Verificou-se que o sistema é caracterizado por ter $\zeta = 63,104$, ocasionando em uma resposta superamortecida, validada pela resposta ao impulso e degrau (Figuras 36 e 37). Este comportamento foi também obtido por meio da MLR que demonstrou que o sistema perde instabilidade com ganho de 0,208 (considerando a análise utilizando-se a Equação 5.41).

No próximo Capítulo, os sinais de DP gerados e modelos experimentais de TCAF criados são utilizados para análise de desempenho e validação de hipótese.

6 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO E VALIDAÇÃO DE HIPÓTESE

A avaliação de desempenho seguiu o esquema representado na Figura 39, que mostra um sistema simples em malha aberta de resposta $z(i)$ a um fenômeno $g(i)$ (sinal de entrada, vide Figura 29) aplicado a sistema $F(s)$, que representa a Função de Transferência do sensor modelado.

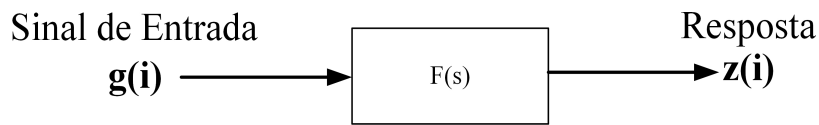


Figura 39: Esquema de resposta do sensor ao sinal aplicado.

Conforme apresentado na Figura anterior, a relação dentre sinal de entrada e resposta é dada conforme a Equação 6.1 (vide Figura 29),

$$g(i) = s(i) + r(i) \quad (6.1)$$

Portanto, a resposta ao sinal ($z(i)$) aplicada por de ser descrita em função do sinal aplicado, i.e. sinal puro ou sinal com AWGN,

$$z(i) = F(g(i)) \quad (6.2)$$

Dessa forma, o presente capítulo é dividido em duas partes: Seção 6.1, que descreve a resposta ao sinal aplicado nos modelos de TCAF do Grupo Experimental (denominados N30, RL250, mur2300 e RLNmur) e a comparação de resposta com relação Grupo de Controle (modelo PAD); e Seção 6.2, que apresenta uma comparação e discussão dos dados obtidos sobre desempenho dos modelos ao sinal sob diferentes níveis de SNR e a validação da hipótese (vide Seção 1, penúltimo parágrafo antes de "Motivação").

6.1 RESPOSTA AO SINAL DE DESCARGA PARCIAL

A avaliação de resposta aos pulsos de descargas parciais foi feita comparando-se os dados provenientes de dois grupos de modelos de simulações: 1. **Grupo de Controle**: obtenção da resposta do sensor mantendo-se os parâmetros construtivos origi-

nais ("padrões") (descritos na Seção 5.3.2); 2. **Grupo Experimental**: obtenção de resposta através da variação dos parâmetros elétricos do sensor. Em ambos os grupos, a resposta em frequência, resposta ao impulso, resposta em degrau e o lugar das raízes também foram obtidos para fins de comparação de desempenho.

Posteriormente aplicados aos modelos de TCAF com parâmetros alterados. As respostas foram obtidas através da função *lsim* do Matlab, o erro médio quadrático foi obtido utilizando-se a função *immse* e para a correlação cruzada, utilizou-se a função *xcorr*.

6.1.1 Grupo de Controle

O modelo do Grupo de Controle foi denominado **PAD** - sem variação dos parâmetros elétricos, i.e. $\mu_r = 2000$, $N = 10$ e $R_L = 50$ (vide Seção 5.3.4) e sua função de transferência, polos, zeros, lugar das raízes e resposta ao impulso e degrau unitários foram apresentadas no Capítulo 5.3, "Modelagem Numérica do TCAF e Análise de Resposta do Modelo de Referência".

Foram aplicados ao modelo dois tipos de sinais: sinal de descarga puro (vide Figura 40) e os sinais ruidosos PD1 a PD10 (vide Figuras 41 e 42). O primeiro sinal aplicado ao modelo é o sinal de descarga parcial puro, representado em cinza, enquanto que a resposta é traçada em azul, representado na Figura 40. Observa-se que o valor de saída é o oposto do sinal de entrada (Lei de Lenz) e pelo fato do sistema conseguir a estabilidade em $20 \mu s$, o sistema ainda ainda está alcançando estabilidade em $5 \mu s$ (tempo do sinal de entrada). Observa-se, também que o sistema possui um ganho de cinco vezes ao sinal de entrada, conforme observado na resposta ao degrau unitário demonstrado na Seção 5.3.4.

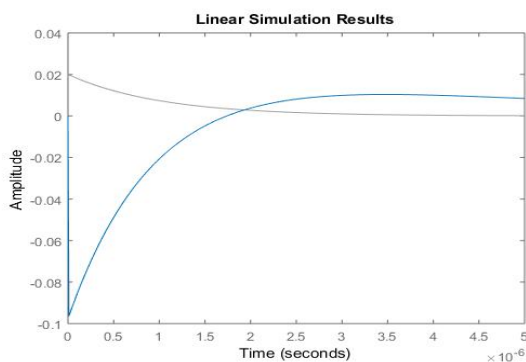


Figura 40: Resposta ao sinal de DP não ruidoso pelo modelo PAD.

As respostas aos sinais ruidosos encontram-se nas Figuras 41 e 42. Verifica-se que a medida que o SNR vai subindo até 60 dB o sinal de resposta vai obtendo a

curva característica do sinal puro de descargas parciais (vide Figura 28) embora invertido devido a aplicação da Lei de Lenz ao sensor de corrente. Além disso, entre PD1 a PD9 a resposta do modelo não apresenta fiel similaridade ao sinal de entrada aplicado. Em PD 10 (Figura 42), no entanto, apesar de possuir variância característica proporcionada pelo ruído aditivo, o valor de resposta começa a se assemelhar ao sinal de entrada. Outra característica de resposta ao sinal de entrada é que até PD8, o sinal de resposta possui alta amplitude assim como o sinal de entrada. Em PD9 e PD10, o sinal começa a se assemelhar ao sinal de descarga parcial gerado (vide Figura 28) com defasagem de 180° .

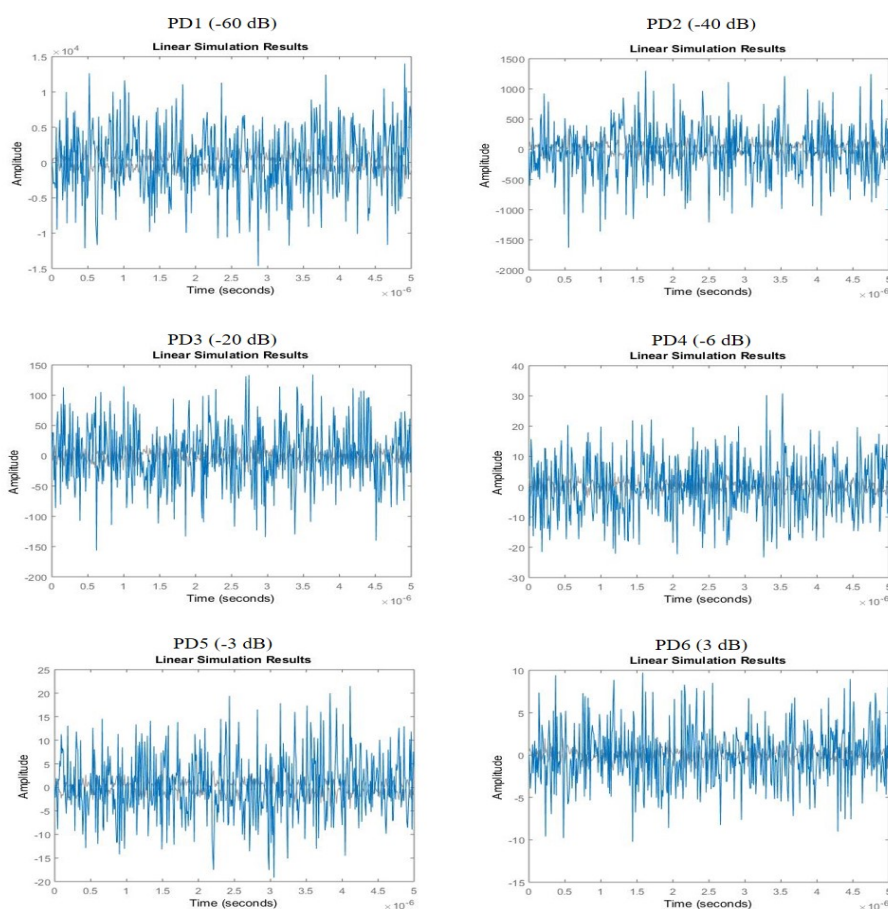


Figura 41: Resposta aos sinais PD1 a PD6 pelo modelo PAD.

É observado ainda que a intensidade do sinal de resposta alcança valores próximos a $-1,5 \cdot 10^4$ V e -10 V devido a alta intensidade de ruído (baixo SNR), nos diagramas de respostas aos sinais PD1 e PD6, respectivamente. Em PD10, sob AWGN de 60 DB, o valor de corrente alcança aproximadamente - 0,1 V, o que é correspondente ao valor de 4,9 mV/mA da impedância de transferência na frequência de ressonância, conforme indica o diagrama de Bode (vide Figura 34). Ou seja, como o valor absoluto de ganho é próximo a 5, se o valor de entrada é 0,02 A, o sinal de saída deve ser - 0,1 V.

A análise das respostas aos sinais de DP descrita anteriormente se estende, tam-

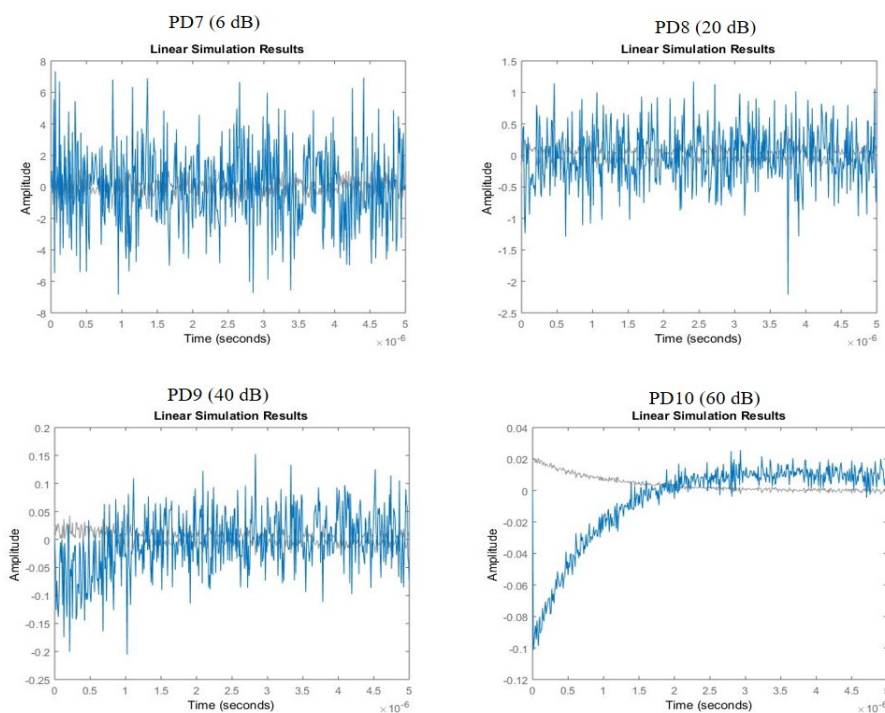


Figura 42: Resposta aos sinais PD7 a PD10 pelo modelo PAD.

bém, aos modelos experimentais descritos na próxima Seção. Pois apresentam comportamentos semelhantes uma vez que dizem respeito a um sensor de corrente indutivo.

6.1.2 Grupo Experimental

O Grupo Experimental é formado por quatro modelos e teve como referência os parâmetros construtivos (número de voltas do secundário) e elétricos (resistência de carga e permeabilidade magnética) do Grupo de Controle. Em três modelos experimentais apenas um parâmetro foi alterado, enquanto em um deles todos os parâmetros foram alterados, conforme apresentado na Tabela 11.

Tabela 11: Descrição da especificação de parâmetros de referência (Grupo de Controle) e alterados (Grupo Experimental).

Grupo	Modelo	Especificação
Controle	PAD	$R_L = 50, N_s = 10, \mu_r = 2000$
Experimental	N30	$R_L = 50, N_s = 30, \mu_r = 2000$
Experimental	RL250	$R_L = 250, N_s = 10, \mu_r = 2000$
Experimental	mur2300	$R_L = 50, N_s = 10, \mu_r = 2300$
Experimental	RLNmur	$R_L = 150, N_s = 20, \mu_r = 2100$

Na alteração dos parâmetros, a dimensão do núcleo (r_i, r_o, r, r_c) foi mantida mas foram alterados o número de voltas (o que consequentemente altera a capacitância pa-

rasita e indutância de fuga), a resistência de carga e a alteração do núcleo (resultando na variação da indutância mútua e valores dependentes, conforme expresso na Seção 5.3.2). Ressalta-se que os diagramas de Bode obtidos para cada modelo pode ser observado no Apêndice A, "Diagramas de Bode do Grupo Experimental".

6.1.2.1 Elevação do Número de voltas

Através dos parâmetros especificados e calculados obtidos após utilizar os parâmetros especificados ($R_L = 50$, $\mu_r = 2000$ e $N = 30$, conforme Tabelas 7 e 8, nas Seções 5.3.1 e 5.3.2, respectivamente) para o modelo experimental N30, a FT obtida para o modelo N30 foi,

$$F(s) = \frac{-0,00251s}{9,95 \cdot 10^{-13}s^2 + 0,001542s + 50} \quad (6.3)$$

Os parâmetros obtidos, após análise da FT do modelo N30, estão apresentados na Tabela 12. Neste modelo, ocorre a alteração do parâmetro construtivo relativo a elevação do número de volta, o que causa uma variação direta em parâmetros reativos elétricos referente à indutância mútua e efeitos parasitas (resistência do secundário, indutância de fuga e capacitância parasita) e, conseqüentemente na variação do ganho, frequência de ressonância, frequências naturais e polos.

Tabela 12: Parâmetros elétricos resultantes do modelo N30.

Parâmetro	Valor	Especificação
R_s	$11,520 \cdot 10^{-5} [\Omega]$	Resistência do Enrolamento Secundário
C_s	$12,907 \cdot 10^{-12} [F]$	Capacitância Parasita do Circuito
L_s	$35,970 \cdot 10^{-6} [H]$	Indutância de Fuga do Secundário
M_c	$15,000 \cdot 10^{-4} [H]$	Indutância Mútua
ζ	109,30	Coefficiente de Amortecimento
ω_{n1}	$2,03 \cdot 10^5 [Hz]$	Frequência Natural
ω_{n2}	$9,74 \cdot 10^9 [Hz]$	Frequência Natural
z	0	Zero de $F(s)$
BW	$3,07 \cdot 10^9 [rad/s]$	Largura de Banda
Q	0,0023	Fator de Qualidade
w_0	$7,09 \cdot 10^6 [rad/s]$	Frequência de Ressonância
s_1	$-3,24 \cdot 10^4$	Polo 1 de $F(s)$
s_2	$-1,55 \cdot 10^9$	Polo 2 de $F(s)$

A resposta deste modelo de sensor no domínio do tempo e o comportamento dos polos é apresentada na Figura 43. Observa-se no diagrama superior esquerdo, que diz respeito a resposta ao degrau unitário, que o tempo de estabelecimento $180 \mu s$ e o ganho foi de aproximadamente 1,6 do valor do sinal de entrada para condições iniciais.

No caso da resposta ao impulso (diagrama superior direito) que o ganho foi da ordem de 10^9 e o tempo de estabelecimento foi de 4 ns. Tal atraso na resposta é atribuído ao aumento das características reativas do circuito C_S e L_S com relação do modelo PAD, conforme apresentado na Tabela 12 de parâmetros elétricos. No diagrama de Bode deste modelo (vide Seção A, verifica-se que o ganho na frequência de ressonância foi de 4,23 dB, o que corresponde a 1,63 mV/mA como impedância de transferência (em termos de ganho absoluto no diagrama de Bode).

Ainda conforme a Figura 43, o traçado do lugar das raízes indica a estabilidade do sistema atribuído às raízes no semiplano esquerdo e a menor amplitude de ganho e menor frequência de ressonância com relação ao modelo PAD.

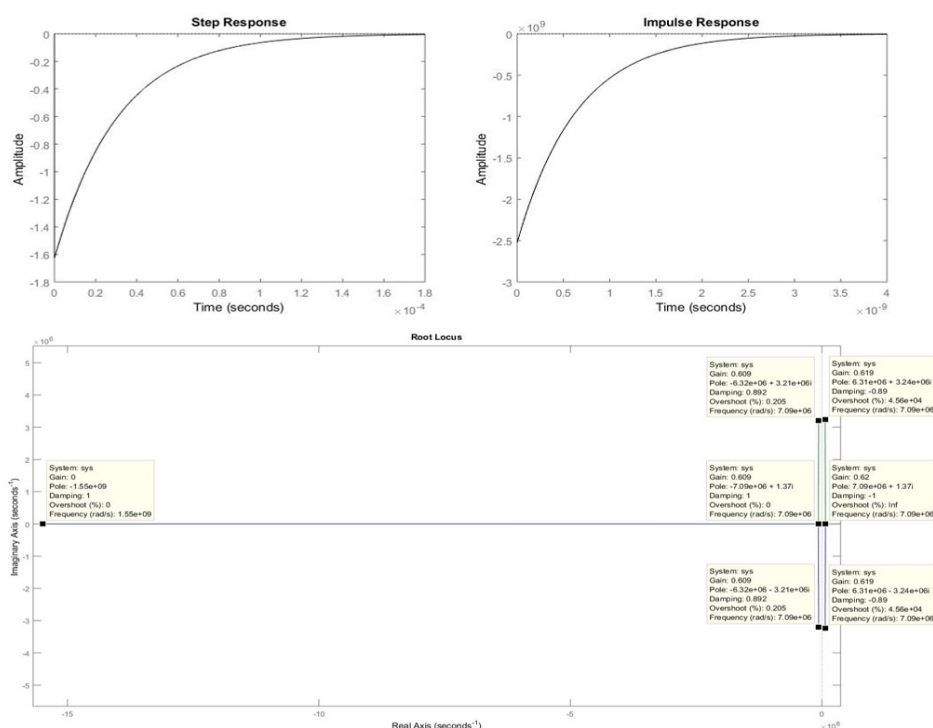


Figura 43: Resposta no domínio do tempo (superior) e traçado do MLR (inferior) do modelo N30 ao pulso de DP não ruidoso.

A resposta do sensor ao pulso não ruidoso é mostrada na Figura 44. Assim como em PAD, o valor da resposta do modelo N30 assemelha-se à resposta ao degrau unitário, com diminuição na amplitude de saída devido ao aumento no amortecimento do sistema, elevando-se de 63,104 para 109,30. Verifica-se, também, que a largura de banda torna-se mais ampla devido o aumento o deslocamento superior e inferior das frequências naturais.

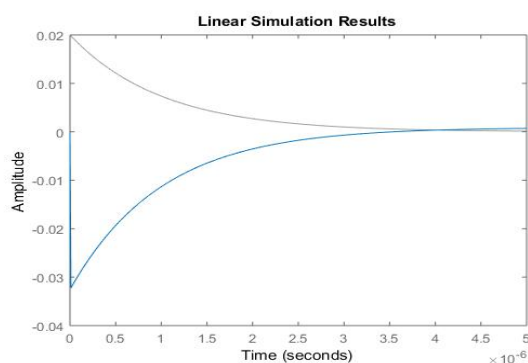


Figura 44: Resposta ao sinal puro de descargas parciais aplicado ao modelo N30.

As respostas do modelo N30 aos sinais ruidosos PD1 a PD6 são as da Figura 45. Observa-se que em -60 dB o sinal de saída se aproxima a -5.10^3 V, enquanto que em 3dB é próximo a -3 V.

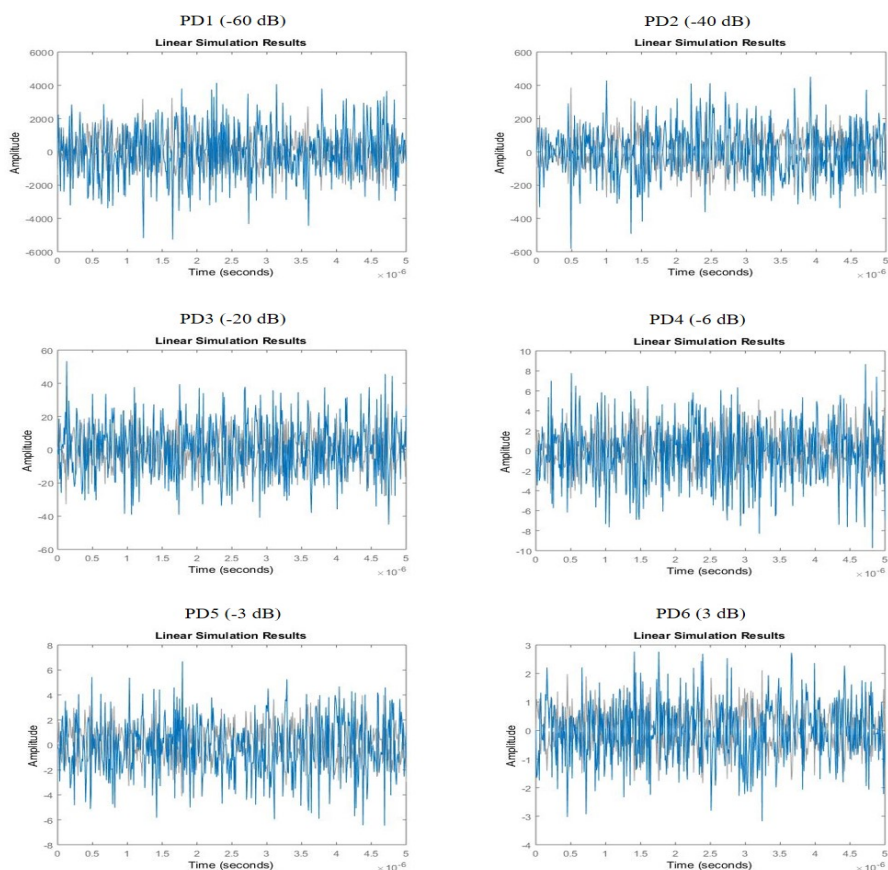


Figura 45: Resposta de N30 aos sinais ruidosos PD1 a PD6.

As respostas do sensor aos pulsos PD7 a PD10 são as da Figura 46. Assim como no modelo PAD à medida que o AWGN se aproxima de 60 dB o sinal de resposta torna-se mais semelhante ao sinal de descarga gerado pelo circuito RC derivativo.

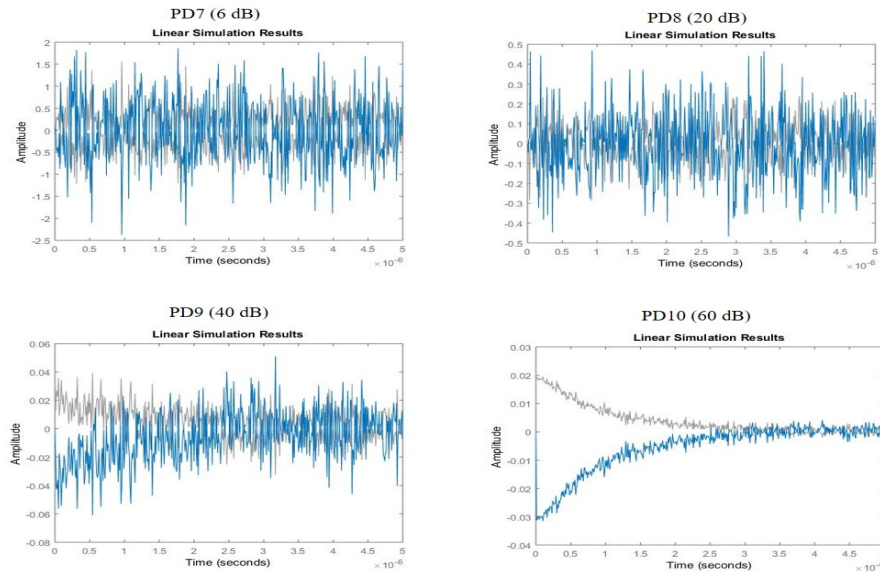


Figura 46: Resposta de N30 aos sinais PD7 a PD10.

Com relação à resposta do modelo PAD, verifica-se que N30 apresenta uma maior similaridade e menor variâncias para a resposta ao sinal PD9 e PD10, devido ao menor ganho. É visto que em PD10 o sinal é aproximadamente 1,5 superior ao sinal de entrada, o que é compatível com o valor de impedância de transferência correspondente ao ganho de 4,23 dB (conforme Apêndice A) na frequência de ressonância.

6.1.2.2 Elevação da Resistência de Carga

Utilizando-se os parâmetros especificados e calculados obtidos após utilizar os parâmetros especificados ($R_L = 250$, $\mu_r = 2000$ e $N = 10$, conforme Tabelas 7 e 8) para o modelo experimental RL250, a FT obtida para o modelo RL250 foi,

$$F(s) = \frac{-0,004183s}{1,843 \cdot 10^{-13}s^2 + 0,0001713s + 250} \quad (6.4)$$

Os parâmetros obtidos após estudo da FT estão apresentados na Tabela 13. Diferentemente do modelo N30, o modelo RL250 possui alteração direta no parâmetro elétrico da resistência de carga, i.e. parâmetro elétrico não reativo. Consequentemente o ganho será elevado devido aumento da tensão de saída ($V_{out} = R \cdot I_2$) e a seletividade de banda torna-se maior devido o deslocamento dos polos e frequências naturais.

Tabela 13: Parâmetros elétricos resultantes do modelo RL250.

Parâmetro	Valor	Especificação
R_s	$3,8400 \cdot 10^{-5} [\Omega]$	Resistência do Enrolamento Secundário
C_s	$4,3022 \cdot 10^{-12} [F]$	Capacitância Parasita do Circuito
L_s	$3,9967 \cdot 10^{-6} [H]$	Indutância de Fuga do Secundário
M_c	$1,6732 \cdot 10^{-4} [H]$	Indutância Mútua
ζ	12,621	Coefficiente de Amortecimento
ω_{n1}	$9,17 \cdot 10^6 [Hz]$	Frequência Natural
ω_{n2}	$5,83 \cdot 10^9 [Hz]$	Frequência Natural
z	0	Zero de F(s)
BW	$3,41 \cdot 10^{10} [rad/s]$	Largura de Banda
Q	0,0011	Fator de Qualidade
w_0	$3,68 \cdot 10^7 [rad/s]$	Frequência de Ressonância
s_1	$-1,46 \cdot 10^6$	Polo 1 de F(s)
s_2	$-9,28 \cdot 10^8$	Polo 2 de F(s)

A resposta deste modelo de sensor no domínio do tempo e o comportamento dos polos é apresentado na Figura 47. Verifica-se uma diminuição para $4 \mu s$ do tempo de estabelecimento e um aumento de aproximadamente 25 vezes o valor de entrada (em condições iniciais) na resposta ao degrau devido ao decréscimo no coeficiente de amortecimento para 12,621, com relação ao modelo PAD. Observa-se que a frequência de ressonância manteve-se em $3,68 \cdot 10^7$.

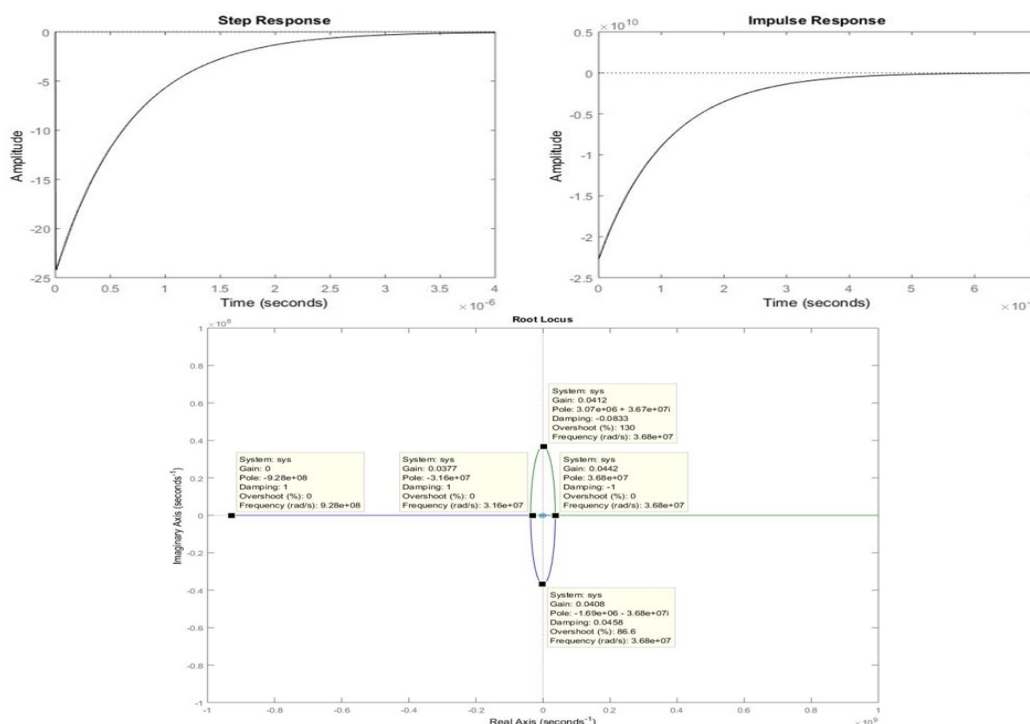


Figura 47: Resposta do modelo RL250 no domínio do tempo (superior) e MLR (inferior).

A resposta do sensor ao sinal puro (sem adição de ruído) é mostrado na Figura 48. É bastante característica a ondulação de *overshoot* do sistema devido ao decréscimo do valor de amortecimento, que se aproxima a um sistema criticamente amortecido ($\zeta = 1$).

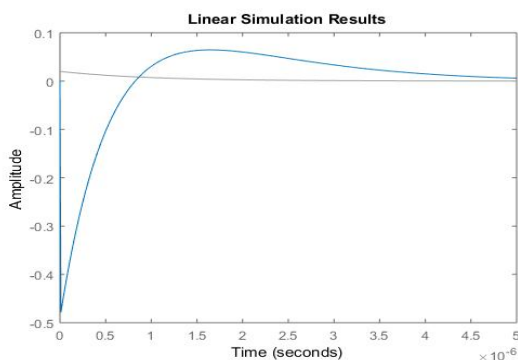


Figura 48: Resposta de RL250 ao sinal de DP não ruidoso.

As respostas do sensor aos sinais ruidosos PD1 a PD6 são as da Figura 49. Observa-se que em PD1 a amplitude do sinal de saída alcança valores próximos a -5.10^3 V, devido ao SNR extremamente baixo, e próximo a -3 V em PD6.

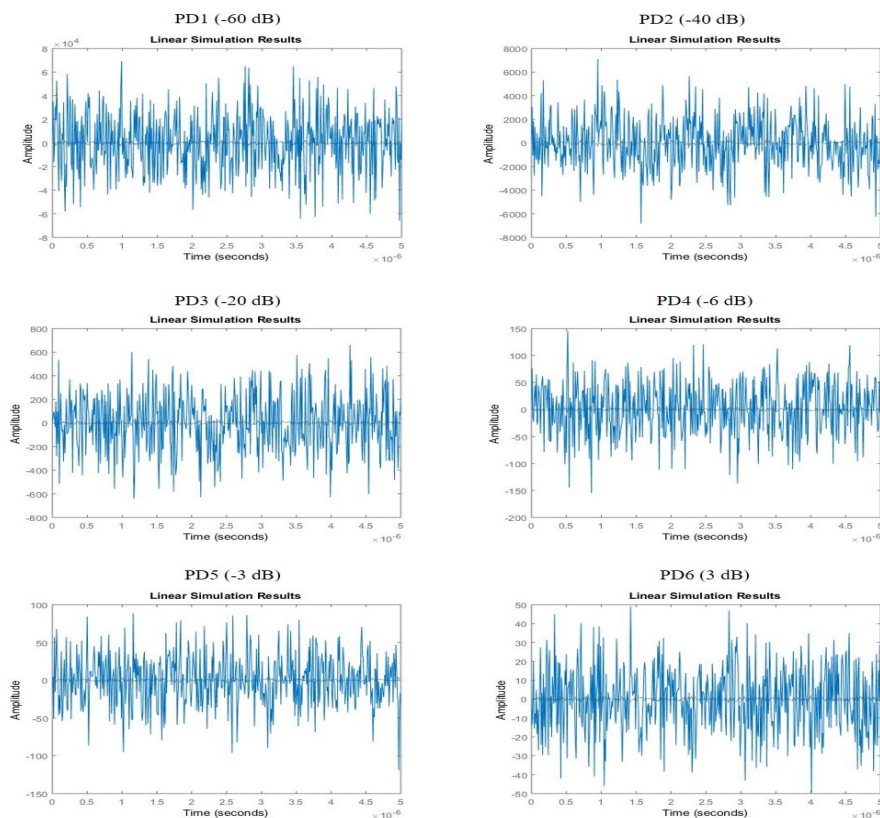


Figura 49: Resposta de RL250 aos sinais PD1 a PD6.

As respostas do sensor aos sinais PD7 a PD10 são mostradas na Figura 50. Nesse caso, quanto maior o SNR, mais próximo o sinal de saída é assemelha à resposta ao sinal puro aplicado (vide Figura 48). É observado que em PD10, o valor de saída é próximo a -0,5 V, o que corresponde a 25 mV/mA conforme mostrado no diagrama de impedância de transferência (vide Figura 59).

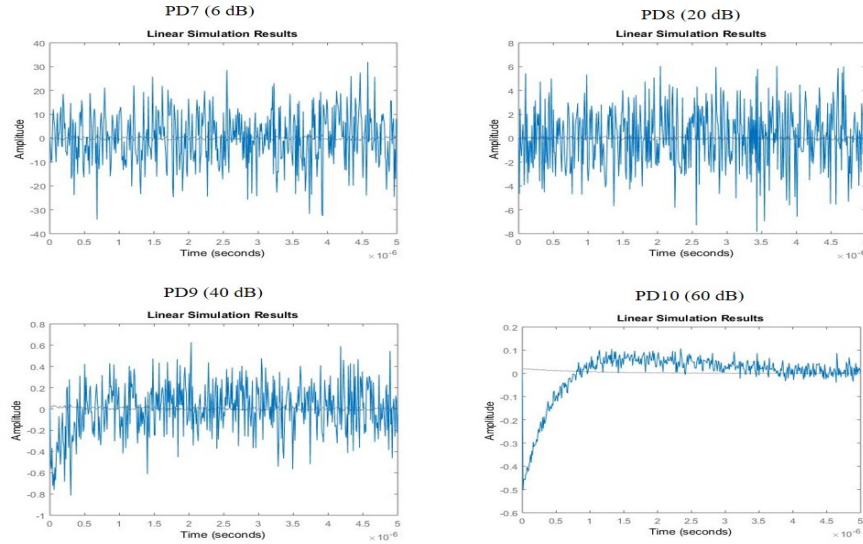


Figura 50: Resposta de RL250 aos sinais PD7 a PD10.

6.1.2.3 Alteração do Núcleo

Os parâmetros especificados para este modelo foram: $R_L = 50$, $\mu_r = 2300$ e $N = 10$, conforme Tabelas 7 e 8). O valor da permeabilidade relativa foi alterado para $\mu_r = 2300$, tomando-se por base o catálogo de materiais de ferrite para sensores do fabricante [114].

A FT obtida para o modelo mur2300 foi,

$$F(s) = \frac{-0,0009621s}{4,225 \cdot 10^{-14}s^2 + 0,0001964s + 50} \quad (6.5)$$

Dessa forma, os parâmetros especificados e calculados obtidos após utilizar os parâmetros especificados anteriormente, estão apresentados na Tabela 14.

Tabela 14: Parâmetros elétricos resultantes do modelo mur2300.

Parâmetro	Valor	Especificação
R_s	$3,8400 \cdot 10^{-5} [\Omega]$	Resistência do Enrolamento Secundário
C_s	$4,3022 \cdot 10^{-12} [F]$	Capacitância Parasita do Circuito
L_s	$3,9967 \cdot 10^{-6} [H]$	Indutância de Fuga do Secundário
M_c	$1,9242 \cdot 10^{-4} [H]$	Indutância Mútua
ζ	67,569	Coefficiente de Amortecimento
ω_{n1}	$1,60 \cdot 10^6 [Hz]$	Frequência Natural
ω_{n2}	$2,92 \cdot 10^{10} [Hz]$	Frequência Natural
z	0	Zero de F(s)
BW	$3,11 \cdot 10^{10} [rad/s]$	Largura de Banda
Q	0,0011	Fator de Qualidade
w_0	$3,44 \cdot 10^7 [rad/s]$	Frequência de Ressonância
s_1	$-2,55 \cdot 10^5$	Polo 1 de F(s)
s_2	$-4,65 \cdot 10^9$	Polo 2 de F(s)

A resposta deste modelo de sensor no domínio do tempo e o comportamento dos polos no MLR é apresentado na Figura 51. Verifica-se que o tempo de estabelecimento na resposta ao degrau foi de $25 \mu s$ e a amplitude foi de aproximadamente cinco vezes o valor de entrada para as condições iniciais. O tempo de estabelecimento para a resposta ao impulso foi de $1,4 ns$ e o módulo do ganho foi da ordem 10^{10} do valor de entrada. A frequência de ressonância chegou a $3,44 \cdot 10^7 rad/s$, assim como mostrado na Tabela 14.

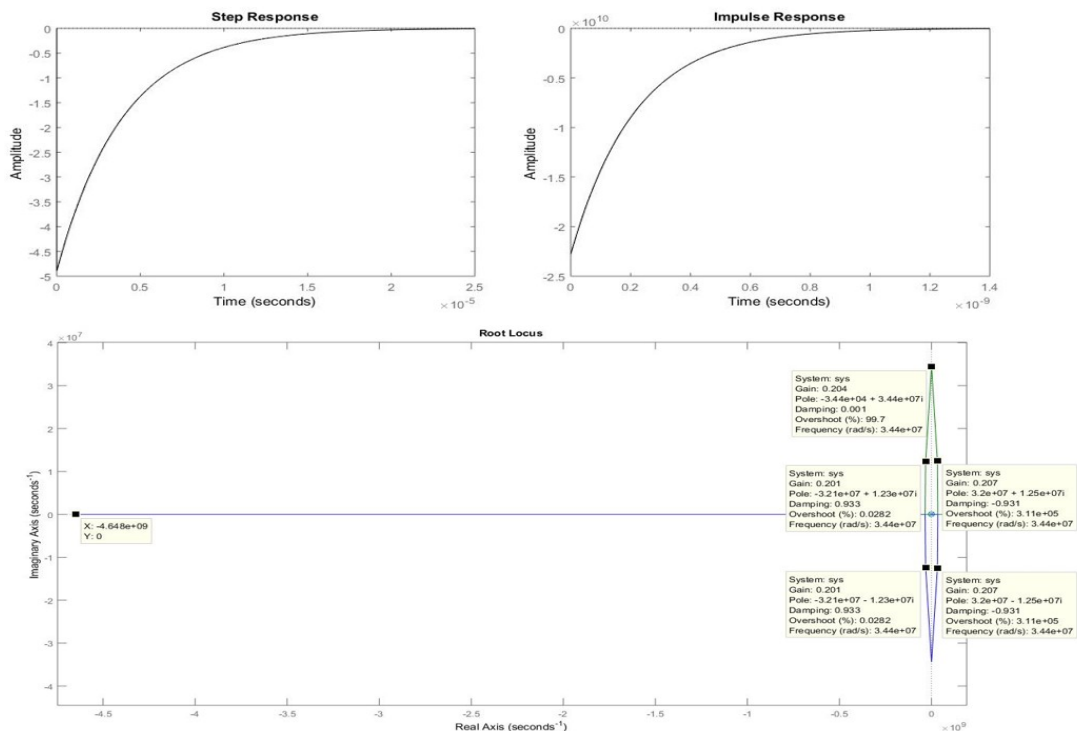


Figura 51: Resposta do modelo mur2300 no domínio do tempo (diagramas superiores) e MLR (diagrama inferior).

Utilizando-se do diagrama de Bode (Apêndice A), observa-se que o ganho do sistema é 13,8 dB, i.e. 4,9 mV/mA de impedância de transferência na frequência de ressonância. Tal valor de impedância de transferência reflete-se na resposta do sensor ao sinal de DP puro aplicado, em que, conforme apresentado na Figura 52, o módulo do valor de saída (- 0,1 V) é aproximadamente cinco vezes o valor de entrada (0,02 A).

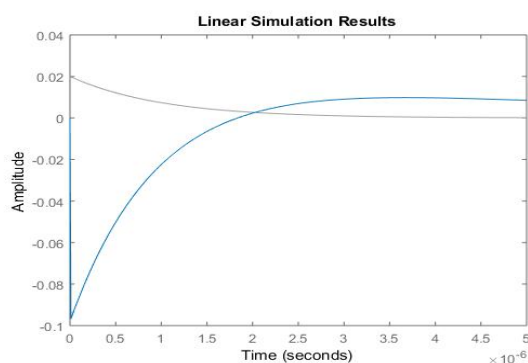


Figura 52: Resposta de mur2300 ao sinal de DP não ruidoso.

As respostas do sensor aos sinais PD1 a PD6 são as da Figura 53. Verifica-se que em PD1 o sinal atinge aproximadamente $-1,5 \cdot 10^4$ A de amplitude de corrente, enquanto que em PD6 alcança -10 A.

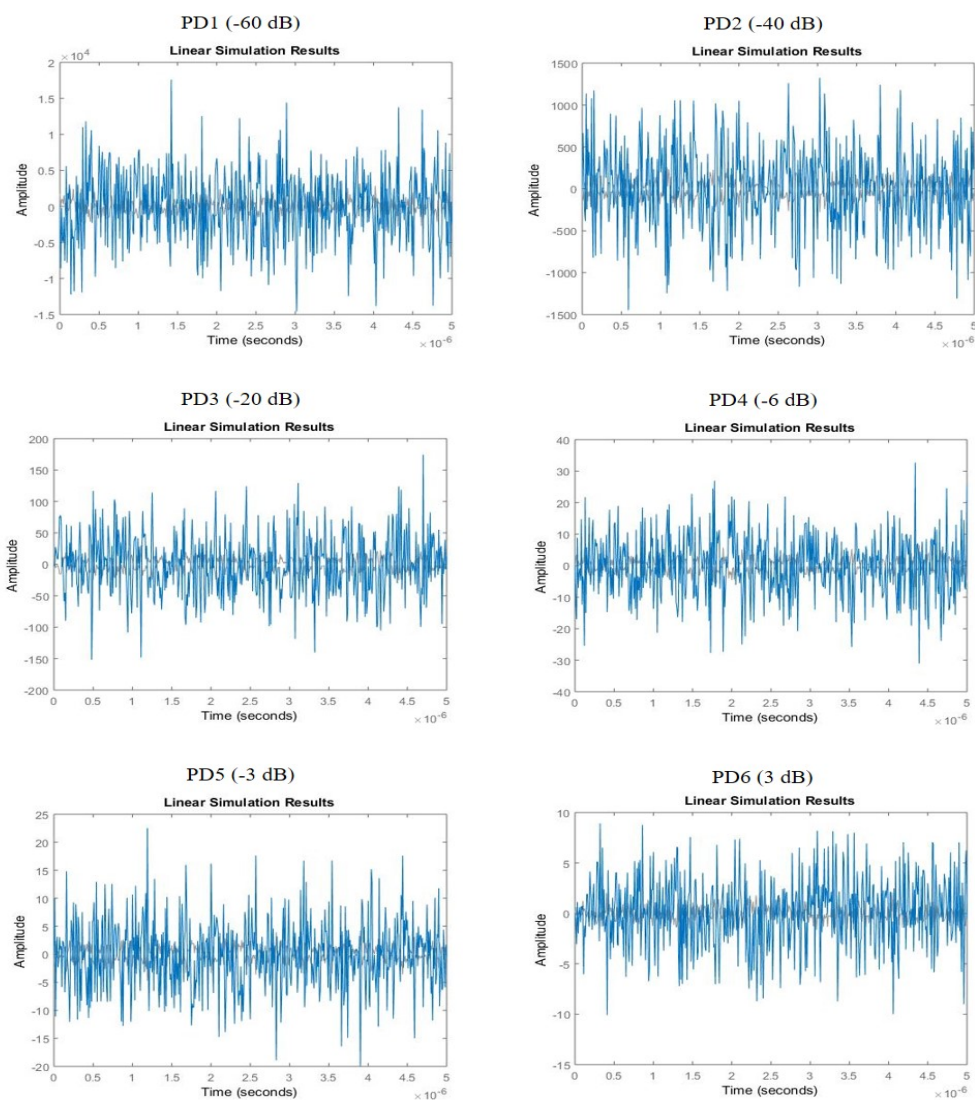


Figura 53: Resposta de mur2300 aos pulsos PD1 a PD6.

As respostas do sensor aos pulsos PD7 a PD10 são apresentadas na Figura 54. Assim como em modelos anteriores, à medida que o SNR aumenta, a similaridade entre o módulo dos sinais de tensão de saída torna-se maior com relação ao sinal de corrente de entrada. Para 60 dB, o sinal de saída alcança cinco vezes o valor do sinal de entrada devido ao valor absoluto da impedância de transferência, de intensidade de 5 mV/mA (vide Figura 59).

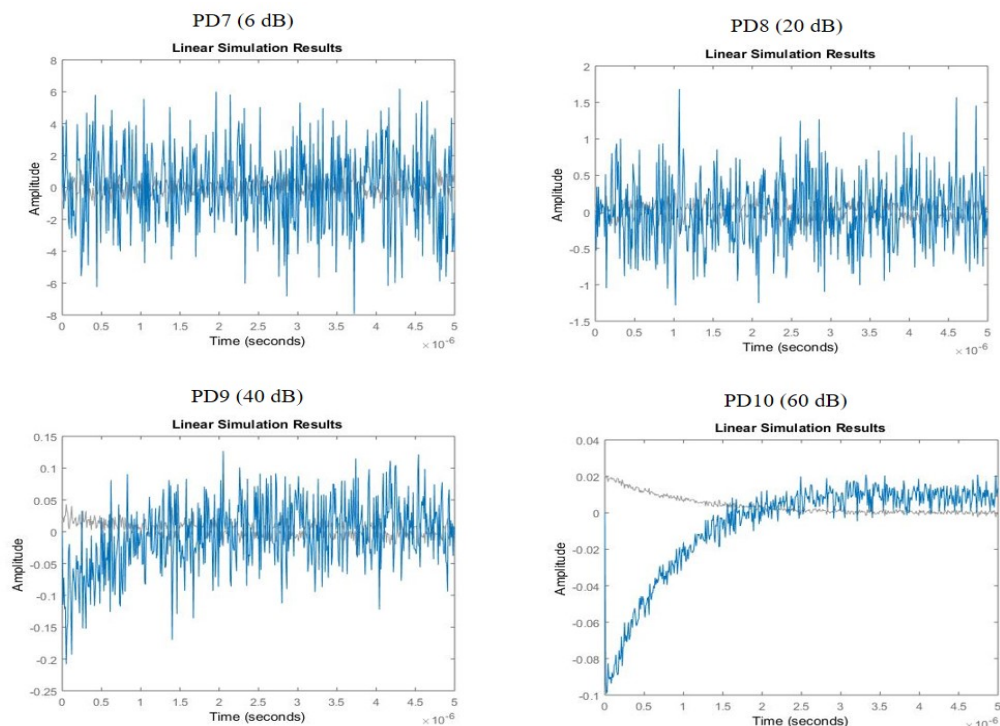


Figura 54: Resposta de mur2300 aos sinais PD7 a PD10.

6.1.2.4 Alteração de Todos os Parâmetros

Neste modelo os parâmetros elétricos e construtivos foram alterados para: $R_L = 150$, $\mu_r = 2100$ e $N = 20$, conforme Tabelas 7 e 8. A função de transferência obtida após a utilização daqueles parâmetros é,

$$F(s) = \frac{-0,005271s}{9,277 \cdot 10^{-13}s^2 + 0,0007187s + 150} \quad (6.6)$$

Após a análise desta FT, foi possível calcular os parâmetros relacionados à resposta em frequência do sensor, em que os valores encontra-se na Tabela 15.

Tabela 15: Parâmetros elétricos resultantes do modelo RLNmur.

Parâmetro	Valor	Especificação
R_s	$7,6800.10^{-5}[\Omega]$	Resistência do Enrolamento Secundário
C_s	$8,6045.10^{-12}[F]$	Capacitância Parasita do Circuito
L_s	$15,9870.10^{-6}[H]$	Indutância de Fuga do Secundário
M_c	$7,0276.10^{-4}[H]$	Indutância Mútua
ζ	30,465	Coefficiente de Amortecimento
ω_{n1}	$1,31.10^6[Hz]$	Frequência Natural
ω_{n2}	$4,87.10^9[Hz]$	Frequência Natural
z	0	Zero de F(s)
BW	$8,28.10^9[rad/s]$	Largura de Banda
Q	0,0015	Fator de Qualidade
w_0	$1,27.10^7[rad/s]$	Frequência de Ressonância
s_1	$-2,09.10^5$	Polo 1 de F(s)
s_2	$-7,75.10^8$	Polo 2 de F(s)

A resposta deste modelo de sensor no domínio do tempo e o comportamento dos polos é apresentado na Figura 55.

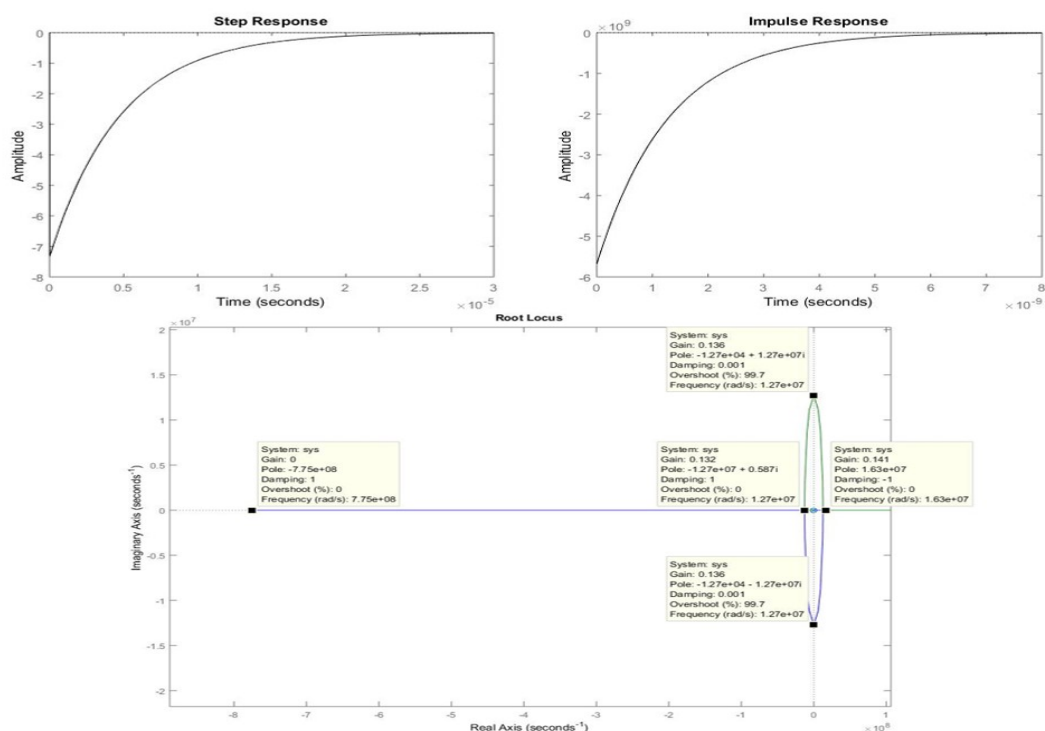


Figura 55: Resposta do sensor RLNmur no domínio do tempo (diagramas superiores) e MLR (diagrama inferior).

A resposta do modelo de sensor ao pulso não ruidoso é mostrado na Figura 56. Conforme o diagrama de resposta ao degrau unitário (diagrama superior esquerdo), o modelo apresenta $30 \mu s$ de tempo de estabelecimento com amplitude próxima a sete

vezes o sinal unitário do degrau em condição inicial. O valor de intensidade próximo a sete é condizente ao valor da impedância de entrada de 7,33 mV/mA (vide Figura 59) e em conformidade ao ganho de 17,3 dB no diagrama de Bode (vide Apêndice A). Com relação ao sinal de resposta ao impulso unitário, o tempo de estabelecimento do sinal de resposta é da ordem de 10^{-9} enquanto que a intensidade é de cerca de $-5,5 \cdot 10^9$, em condições iniciais, do sinal de entrada aplicado.

Utilizado-se da explanação prévia é possível observar que o sinal de saída invertido é 7,33 do valor de entrada, i.e. como o sinal de entrada em condições iniciais é 0,02 A, o sinal de saída é de aproximadamente 0,14 mV (vide Figura fig:PDRLNmur).

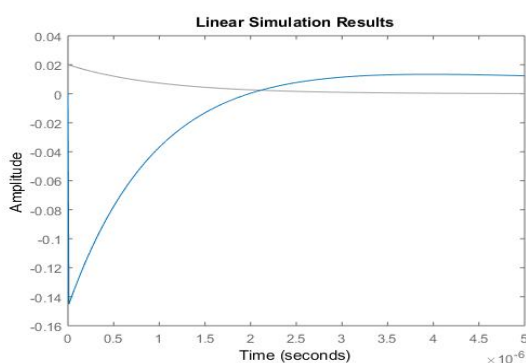


Figura 56: Resposta do modelo RLNmur ao sinal de DP não ruidoso.

As respostas do sensor aos pulsos PD1 a PD6 estão apresentadas da Figura 57. Verifica-se que em PD1, o valor de intensidade chega a cerca de $-2,5 \cdot 10^4$ V e PD6 possui intensidade de -15 V devido ao alto SNR.

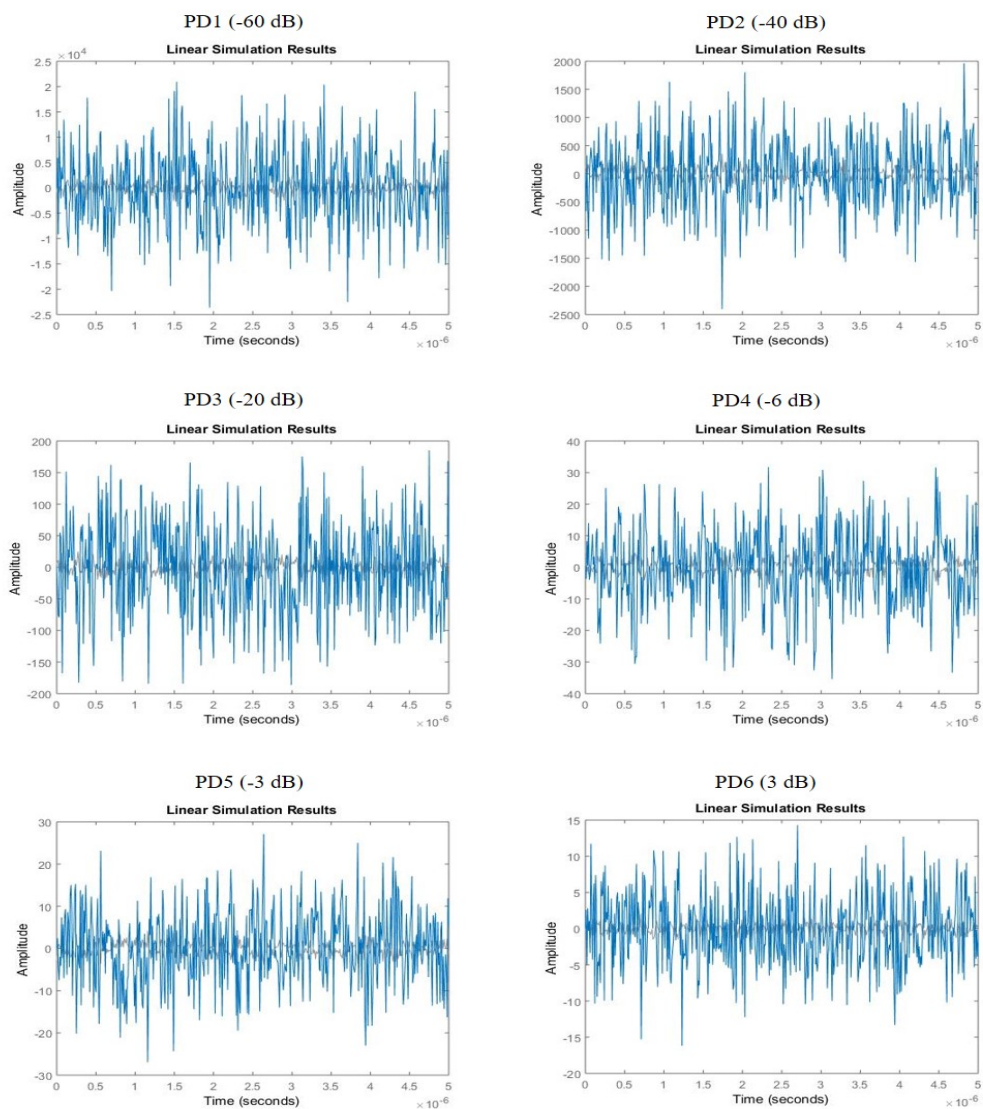


Figura 57: Resposta do modelo RLNmur aos sinais ruidosos PD1 a PD6.

As respostas do sensor aos sinais PD6 a PD7 são as da Figura 58. Verifica-se que a resposta do modelo RLNmur para 60 dB fornece um ganho absoluto de 7,33, conforme observado na resposta ao degrau unitário (Figura 55) e no diagrama de impedância de transferência (Figura 59).

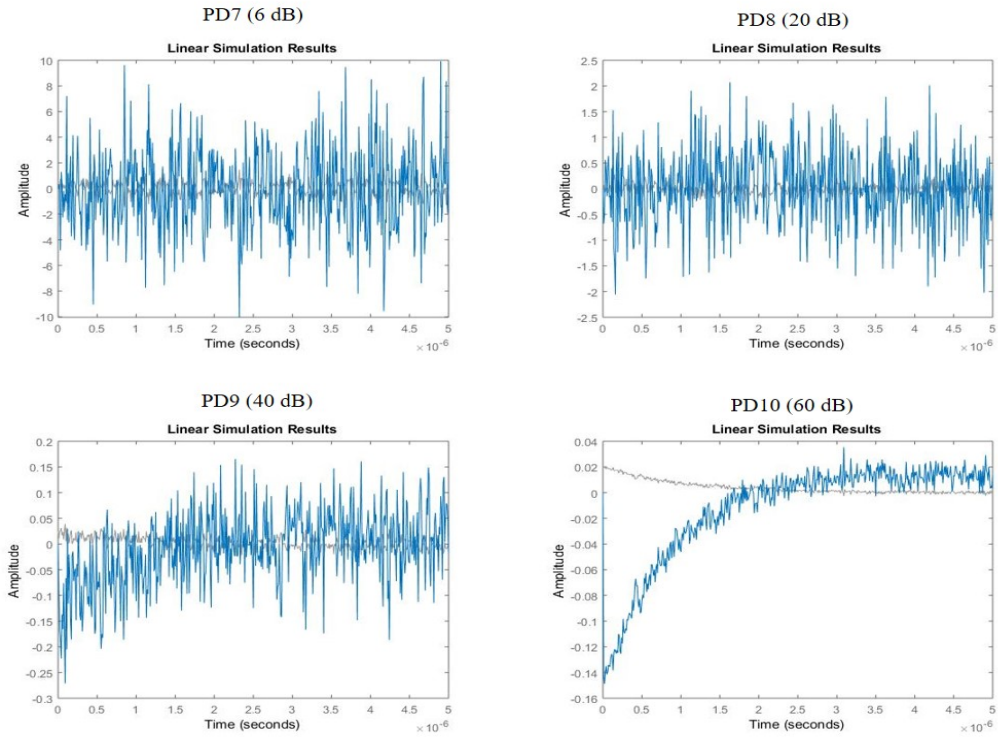


Figura 58: Resposta do modelo RLNmur aos sinais ruidosos PD7 a PD10.

6.1.3 Comparação entre os Comportamentos das Funções de Transferência

Em altas frequências, os parâmetros dependentes da frequência do circuito equivalente para pequenos sinais, a capacitância parasita ($X_C = 1/(2\pi.f.C)$) e a indutância do circuito ($X_L = 2\pi.f.L$) definem a resposta do sistema. Em frequências médias, tem-se que,

$$Pout_{med} = \frac{Vo^2}{Ro} = \frac{|Av_{med}.Vi|^2}{Ro} \quad (6.7)$$

Nas frequências de corte (ou meia potência), tem-se,

$$Pout_{corte} = \frac{|0,707.Av_{med}.Vi|^2}{Ro} = 0.5.Pout_{med} \quad (6.8)$$

I.e. o sinal de saída fornece a metade do sinal de entrada. Em termos de dB,

$$Pot_{corte} = 10.\log_{10} 0.5 = -3,01dB \quad (6.9)$$

Ou,

$$Pot_{corte} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) = -3,01dB \quad (6.10)$$

Portanto, uma análise de diagrama de Bode pode ser efetiva na obtenção de resposta entre as frequências de corte (-3 dB). Assim, as curvas de respostas, em magnitude absoluta (mV/mA) e fase (°), dos modelos dos grupos de controle e experimental no domínio da frequência são apresentadas na Figura 59. A magnitude absoluta, também é denominada de Impedância de Transferência para sensores de corrente indutivo, denotada por Z (V/I) ou T_r (V/I), uma vez que a relação entre saída e entrada fornece o valor de impedância.

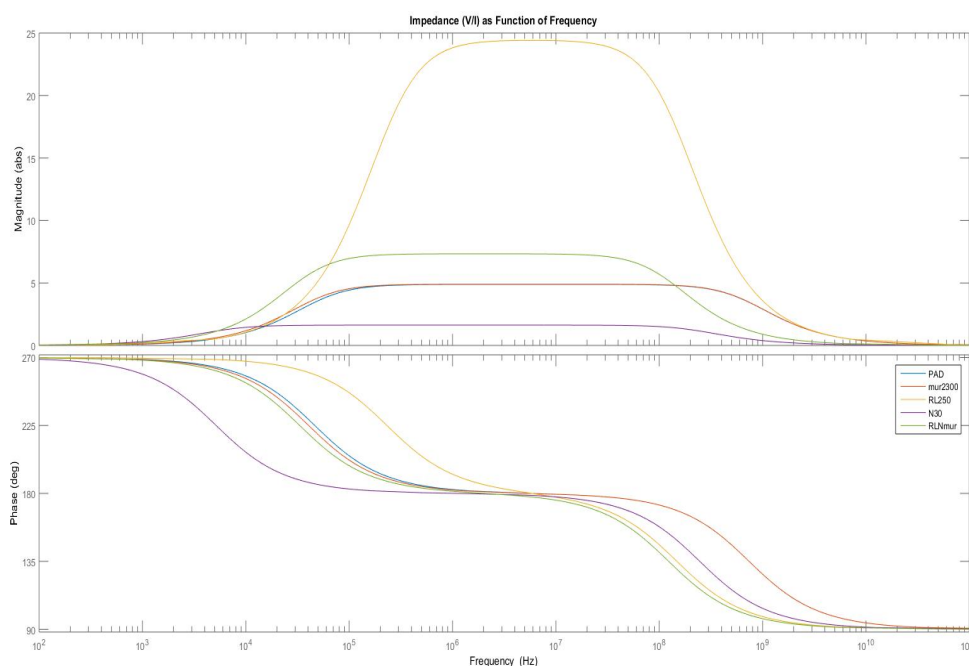


Figura 59: Impedância de transferência (mV/mA) em função da frequência dos modelos de TCAF em função da frequência.

Verifica-se que todos os modelos se assemelham no comportamento de resposta seja em frequência ou fase, uma vez que dizem respeito a mesma característica de FT (comportamento como filtro passa-faixa). Entretanto, é bem expressivo a variação de ganho, seletividade da largura de banda e a variação de fase para cada modelo. Observando a resposta de RL250 verifica-se que magnitude chega próximo a 25 mV/mA, enquanto os outros modelos encontram-se abaixo de 10 mV/mA. Conforme descrito na Seção 5.3.4, a elevação da resistência de carga implica na tensão de saída maior, uma vez que tensão de saída é proporcional à corrente de entrada ($V = R \cdot I$). A mesma

situação foi observada em RLN_{mur}, em que a resistência de carga é $R_L=150\ \Omega$, resultando em magnitude igual a 7,33 mV/mA. O estreitamento da largura de banda de RL250 se deve ao menor fator de qualidade obtido ($Q=0,0011$), semelhante ao encontrado em RLN_{mur}, devido a frequência de ressonância ser um valor próximo à BW. Juntamente com o alta magnitude de resposta em frequência, também foi verificado que $\zeta = 12,621$, o equivalente a 11,55% do valor obtido para N30. Essa diminuição de amortecimento poder ser observada comparando-se os diagramas das Figuras 48 e 44.

Verifica-se também que ocorre uma diminuição considerável da magnitude e o aumento da largura de banda ($Q=0,0023$) com o aumento do número de enrolamentos do circuito secundário (modelo N30). Neste modelo ocorre um adiantamento de fase com relação a frequência. Além disso, constatou-se que o aumento da permeabilidade magnética relativa não levou a uma alteração considerável de resposta em magnitude e fase. Isso é atribuído ao baixo aumento do valor de μ_r (elevação em 15 % do valor de PAD).

As respostas dos modelos dos Grupos de Controle e Experimental são condizente aos valores encontrados por [52, 139, 140], com exceção do modelo RL250 que possui alto valor de resistência de carga. Os estudos do estado da arte descrevem que o valor da resistência de carga deve ser de $50\ \Omega$, conforme indica [53], devido ao acoplamento resistivo com os instrumentos de medição, a fim de eliminar perdas. No presente estudo utilizou-se uma variação para até $250\ \Omega$ de modo a verificarem-se alterações de resposta ao sinal de entrada e avaliação de desempenho sob condições ruidosas. Deve-se observar que para transformadores de corrente utilizados para fins de faturamento, medição e controle resultante da medição de altas amplitudes de correntes, o valor da os valores de impedância de transferência podem chegar a 40 mV/mA, como demonstrado no estudo de [57].

Com relação ao Método do Lugar das Raízes, observa-se que todos os modelos são estáveis e que além da variação de intensidade de polos, verifica-se também a variação de resposta dos modelos (frequência de ressonância e ganho) embora mesmo comportamento (modelagem como sensor de corrente) devido a variação de polos, conforme o detalhe (*zoom in* na região de origem) do diagrama de resposta dos modelos no método Lugar das Raízes ilustrado na Figura 60.

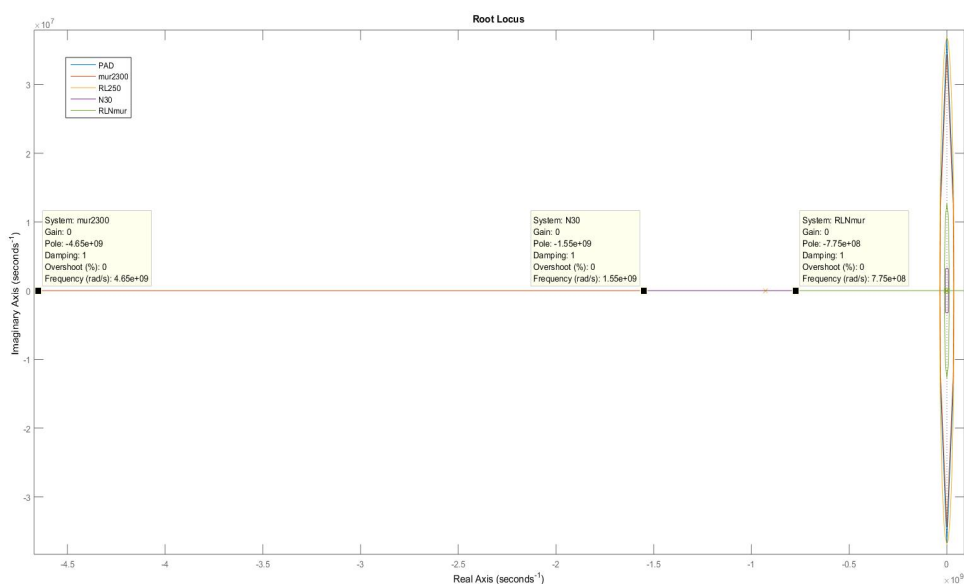


Figura 60: MLR dos modelos de TCAF.

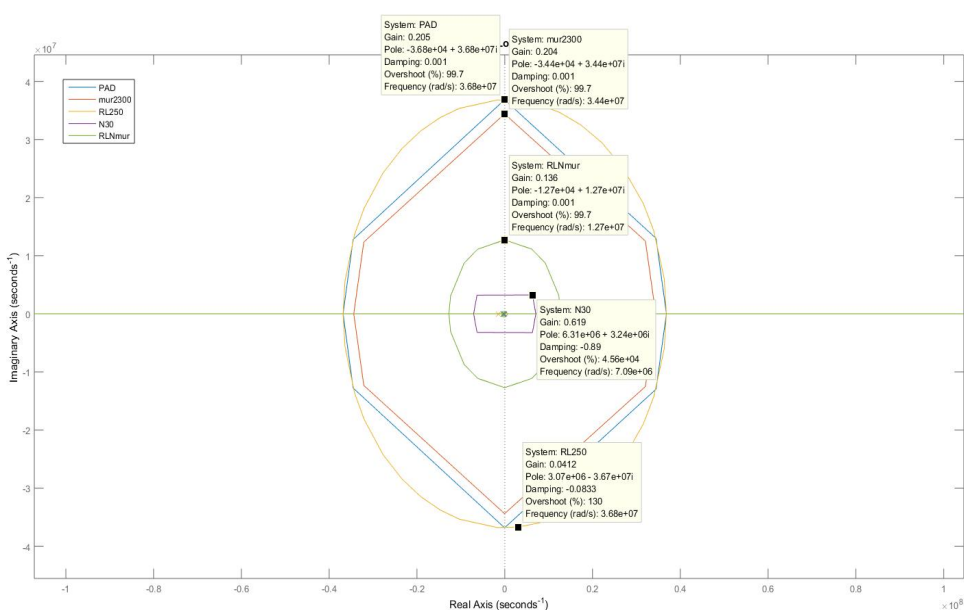


Figura 61: MLR dos modelos de TCAF com ênfase na frequência de ressonância e ganho.

O MLR nas Figuras 60 e 61 dizem respeito ao mesmo traçado, com a diferença que na Figura 61 tem-se a ênfase na frequência de ressonância e ganho dos sistemas, i.e. é um zoom in do diagrama da Figura 60. Estes diagramas permitem observar que as variações ocorreram principalmente devido a mudança de polos e variação de ganho máximo até a instabilidade.

O resumo de todos os parâmetros básicos calculados para os modelos PAD, N30, RL250, mur2300 e RLNmur encontram-se na Tabela 16.

Tabela 16: Valores de parâmetros elétricos calculados e obtidos para os modelos.

Modelo	Especificação	Polos	Zero	Q	ζ	w_0	BW
PAD	$R_L = 50, N=10, \mu_r = 2000$	$s_1 = -2,92 \cdot 10^5$ $s_2 = -4,65 \cdot 10^9$	0	0,0012	6,3104E+01	3,68E+07 [rad/s]	3,16E+10 [rad/s]
N30	$R_L = 50, N=30, \mu_r = 2000$	$s_1 = -3,24 \cdot 10^4$ $s_2 = -1,55 \cdot 10^9$	0	0,0023	1,0930E+02	7,09E+06 [rad/s]	3,07E+09 [rad/s]
RL250	$R_L = 250, N=10, \mu_r = 2000$	$s_1 = -1,46 \cdot 10^6$ $s_2 = -9,28 \cdot 10^8$	0	0,0011	1,2621E+01	3,68E+07 [rad/s]	3,41E+10 [rad/s]
mur2300	$R_L = 50, N=10, \mu_r = 2300$	$s_1 = -2,55 \cdot 10^5$ $s_2 = -4,65 \cdot 10^9$	0	0,0011	6,7569E+01	3,44E+07 [rad/s]	3,11E+10 [rad/s]
RLNmur	$R_L = 150, N=20, \mu_r = 2100$	$s_1 = -2,09 \cdot 10^5$ $s_2 = -7,75 \cdot 10^8$	0	0,0015	3,0465E+01	1,27E+07 [rad/s]	8,28E+09 [rad/s]

6.2 ANÁLISE DOS DADOS OBTIDOS NAS SIMULAÇÕES E VALIDAÇÃO DE HIPÓTESE

As métricas de avaliação de análise de dados são o erro médio quadrático (MSE) [43, 28, 93, 101, 28, 6, 128] e o coeficiente de correlação cruzada [71, 4] entre sinais obtidos ($z(i)$) e o sinal de entrada $g(i)$. Ressalta-se que $g(i)$ pode assumir um de dois tipos de sinais resultantes a adição (ou não) de ruído gaussiano branco a $s(i)$, i.e. sinal ruidoso ou sinal não ruidoso.

O erro médio quadrático (MSE) é dado por [71],

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |z(i) - s(i)|^2 \quad (6.11)$$

O MSE geralmente é utilizado para avaliar o grau de distorção causada no processo de remoção de ruído de um sinal. Nesse caso, foi utilizada a função *immse*(X, Y) do Matlab [141], que permite calcular o erro médio quadrático entre as matrizes X and Y , de mesma dimensão e classe.

O coeficiente de correlação cruzada (ρ_{sz}) é expresso por [71],

$$\rho_{sz}(n) = \sum_{i=0}^{N-n-1} s(i)z(i+n) \quad (6.12)$$

O coeficiente de correlação cruzada entre sinais avalia a dissimilaridade na forma entre sinais; um fator zero de correlação cruzada indica total assimetria enquanto um fator igual a 1 indica uma completa simetria entre dois sinais [105]. Nesse caso, utilizou-se a função *xcorr*(X, Y) do Matlab [142], que retorna a correlação entre duas sequências ($z(i)$ e $s(i)$ para o presente estudo) de tempo discreto. Como tal função retorna um vetor, as sequências foram normalizadas de tal forma que a autocorrelação para atraso zero seja igual 1.

$$\hat{R}_{zs,coef}(m) = \frac{1}{\sqrt{\hat{R}_{zz}(0)\hat{R}_{ss}(0)}} \hat{R}_{zs}(m) \quad (6.13)$$

Foi especificado zero como máximo atraso, o que significa que a função retorna apenas um valor - para situações em que é especificado o máximo atraso (maxlag), a função retorna a sequência entre -maxlag e maxlag. O resultado de *xcorr* pode ser interpretado como uma estimativa da correlação entre duas sequências aleatórias ou correlação determinística entre dois sinais determinísticos.

De forma a se verificar se as funções das métricas de avaliação de desempenho retornavam os valores esperados, fez-se o erro médio quadrático e a correlação cruzada (autocorrelação) entre a variável de corrente de entrada $I2$. Portanto para o cálculo de MSE, utilizou-se,

```
error=immse(I2', I2')
```

A ferramenta computacional retornou:

```
error = 0
```

Para a correlação cruzada, utilizou-se:

```
XC=xcorr(I2, I2, 0, 'coeff')
```

O software retornou:

```
XC = 1.0000
```

Os valores retornados informam que não houve erro ($error = 0$) e que não há dissimilaridade entre os sinais ($XC = 1$).

A primeira análise diz respeito ao erro entre $z(i)$ e $s(i)$, i.e. $g(i)$ sem AWGN ao sinal aplicado, de acordo com as Figuras 40 (PAD), 52 (mur2300), 48 (RL250), 44 (N30) e 56 (RLNmur). Os valores de MSE entre os sinais estão descritos na Tabela 17.

Tabela 17: Erro médio quadrático entre resposta dos modelos e sinal de entrada.

TCAF	MSE
PAD	$4.4258 \cdot 10^{-4}$
mur2300	$1.4569 \cdot 10^{-5}$
RL250	$8.8000 \cdot 10^{-3}$
N30	$4.5462 \cdot 10^{-4}$
RLNmur	$1.2000 \cdot 10^{-3}$

O diagrama de representação dos valores é o expresso na Figura 62.

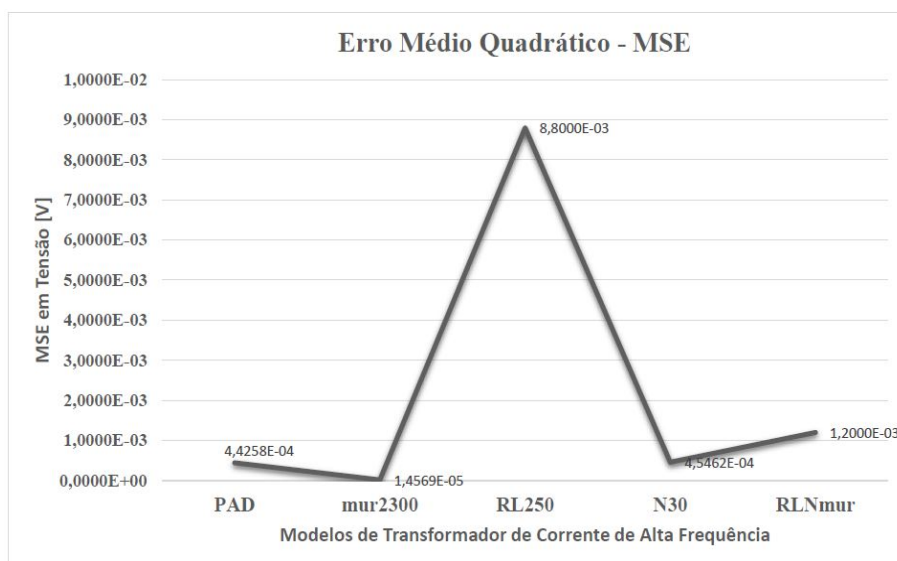


Figura 62: Erro médio quadrático da resposta ao sinal não ruidoso dos modelos.

Verifica-se que o erro sobre a variação da resistência de carga é muito maior devido a sensibilidade aumentada do sensor (próximo a 25 mV/mA), uma vez que a queda de tensão sobre o R_L é maior, e pelo menor Q (assim como mur2300), o que limita a resposta em frequência. Por outro lado, aumentando-se o número de enrolamentos, eleva-se a similaridade entre o sinal de entrada (sinal de descargas parciais) e o de saída (resposta do sensor), haja vista que a indutância mútua é a maior dentre os modelos, $M_c = 1,5mH$, enquanto no modelo PAD a indutância mútua é $M_c = 0,17mH$, i.e. a elevação em 20 do número de voltas do enrolamento acarreta no aumento de 8,82 vezes do valor de M_c (vide Equação 5.9).

Aplicando-se o AWGN ao pulso de DP, o MSE é tal que pode ser expresso conforme a Figura 63. Como os valores estão dentro de uma ampla faixa de amplitude, utilizou-se a escala logarítmica no eixo das ordenadas. Observa-se na Figura que a mesma relação anterior para pulso não ruidoso é conservada e, portanto, RL250 fornece um erro maior enquanto a N30 fornece o menor MSE. Nota-se que a partir de PD8 (SNR= 6 dB) o MSE se mantém abaixo de 1 para N30, enquanto se obtém MSE<1 para todos os modelos quando SNR=40 dB. Ou seja, no presente estudo, utilizando-se o modelo N30, o sinal de descargas parciais adquirido deve ser, no mínimo, 2 duas vezes o sinal de entrada e 100 vezes para que todos os sensores alcancem um erro aceitável de medição.

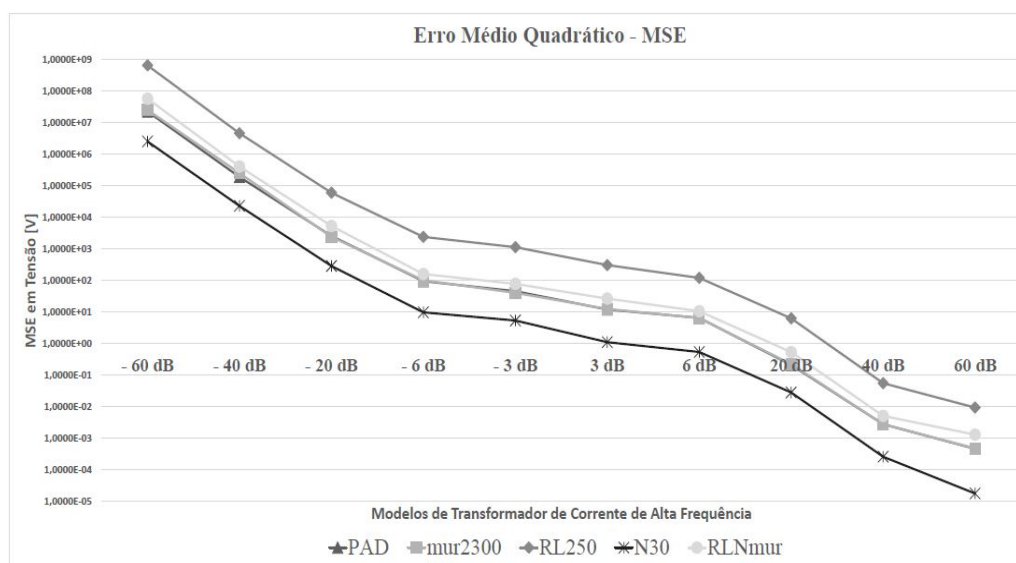


Figura 63: Erro médio quadrático entre resposta dos modelos e sinal de entrada com AWGN.

De forma complementar, utilizou-se a correlação cruzada entre o sinal de entrada ao sensor e a saída, conforme apresentado na Figura 64. Verifica-se que até PD8 (SNR= 20 dB), os valores dos sinais de saída possuem uma variância significativa em relação a zero. A partir de PD9 (SNR = 40 dB), todos os parâmetros elétricos influenciam de forma aproximada (aproximadamente linearmente) com relação a similaridade ao sinal de entrada - semelhante ao comportamento de MSE.

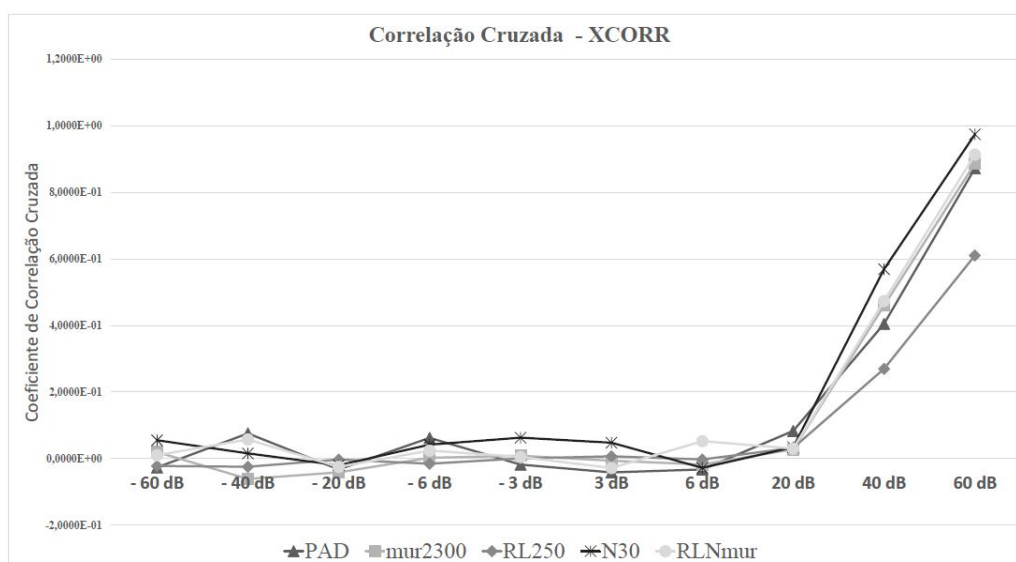


Figura 64: Correlação cruzada entre resposta dos modelos e sinal de entradas.

Portanto, considerando as faixas de ruído AWGN aplicadas, a função de transferência modelada para HFCT possui bom desempenho para um SNR acima de PD9 (40 dB), em que os valores de coeficiente de correlação cruzada é superior a 0,5 (e.g. 0,5692 para N30, Tabela 18) e erro médio quadrático na ordem de 10^{-4} (e.g. 0,00026122

para N30). Todos os valores de MSE (com exceção do sinal sem AWGN) e XCORR obtidos para PAD, mur2300, RL250, N30, e RLNmur podem ser observados na Tabela 18, no Apêndice B.

Afirmando-se de outra maneira, constata-se que para realizar medições de campo, o sensor deve ter um número de voltas elevado, mantendo-se os efeitos parasitas bastante baixos (o que é difícil de se alcançar experimentalmente, conforme análise nos estudos referenciados). Portanto, utilizando-se do argumento do estudo experimental realizado previamente pelo autor e publicado no periódico científico *International Journal of Emerging Electric Power System*, DOI:10.1515/ijeeps-2017-0160 [23], não é possível descrever características de sinal de descargas parciais num ambiente extremamente ruidoso, já que natureza estocástica e aleatória e baixa amplitude do sinal de descargas parciais combina-se com o de EMI. Portanto, além da do pré-processamento através da alteração das características do circuito elétrico e parâmetros construtivos, i.e. em hardware, para obtenção de sinal de resposta com menor erro e maior correlação com o sinal de entrada, faz-se necessário realizar o processamento de digital de sinal e reconhecimento de padrões para obter as assinaturas de descargas parciais em ambiente de medição com baixo SNR.

Dessa forma, a hipótese de melhoria ou deterioração de reposta do sinal de sensor indutivo pode ser validada, em que N30 forneceu valores mais adequados, de resposta ao sinal ruidoso, sobre os demais modelos.

7 CONCLUSÃO

O presente estudo abordou a modelagem e simulação de sensor de corrente, especificamente o transformadores de corrente de alta frequência (TCAF), aplicados a descargas parciais sob forte influência de ruído de fundo (caracterizado como medição online), podendo ser aplicado, também ao estudo de outros tipos de transitórios rápidos de corrente. Dessa forma, este trabalho buscou: investigar teoricamente o ruído eletromagnético de medição em campo, baseando-se no estado da arte; modelar os parâmetros construtivos do TCAF para o sensor esteja menos susceptível ao ruído, a fim de otimizar a medição de pulsos de descargas parciais; e validar os parâmetros ótimos sob influência do ruído caracterizado, por meio de simulação computacional.

A hipótese levantada no início do Capítulo 1, de que a alteração dos parâmetros construtivos e elétricos do sensor poderia levar a uma rejeição do ruído de medição de campo foi validada e concluiu-se que é possível otimizar as características elétricas do sensor de modo a obter a melhor resposta em frequência para aplicação em medição on-line de descarga parcial. Isso foi possível mediante o uso de diferentes modelos de TCAF, baseados em dois grupos (Controle e Experimental) e utilizando-se métricas de avaliação de desempenho (erro quadrático médio e correlação cruzada).

Para tanto, foi gerado um sinal modelado através de um circuito derivativo R-C, de modo a simular um pulso de descarga parcial, de tal modo que a curva de descarga do capacitor foi utilizada como sinal entrada em modelo de TCAF. A tal pulso foi adicionado ruído gaussiano branco aditivo (AWGN), sob 10 níveis de SNR (-60 dB, -40 dB, -20 dB, -6 dB, -3 dB, 3 dB, 6 dB, 20 dB, 40 dB e 60 dB.), classificados como PD1 a PD10, para utilização posterior na análise e validação de desempenho do sensor. A avaliação dos parâmetros elétricos e construtivos foi realizada baseada na categorização de cinco modelos de TCAF referente aos grupos de controle (modelo PAD) e Experimental (modelos N30, mur2300, RL250 e RLNmur).

Ao observar o comportamento da resposta do sensor, verificou-se que diferentes modelos de HFCT (diferentes funções de transferência) têm o mesmo comportamento, mas diferentemente das respostas e a resposta do sensor pode ser alterada com base em parâmetros construtivos e elétricos, o que motivou a avaliação de desempenho de cada modelo de TCAF sob sinal ruidoso e não ruidoso de DP. Verificou-se que o aumento da resistência de carga acarreta na maior magnitude de ganho em resposta em frequência e diminuição da largura de banda, entretanto, também fornece o maior erro de medição (avaliado por meio da correlação cruzada e do erro médio quadrático). Por outro lado, o aumento do número de voltas permite obter um sinal com a menor

dissimilaridade, apesar da diminuição da magnitude de resposta em frequência.

Portanto, este estudo levantou outras duas hipóteses a serem investigadas em estudos futuros e como potenciais propostas para tese de doutorado:

- **Hipótese 1 (Relacionada a *Machine Learning*):** uma vez que alterações em parâmetros elétricos e construtivos resultam em menor erro e maior correlação cruzada, através do uso de técnicas de aprendizado de máquina (*machine learning*) é possível otimizar os parâmetros elétricos para obtenção de características ideais de magnitude e fase na resposta em frequência para rejeição de ruído característico de campo (medição online);
- **Hipótese 2 (Relacionada a Processamento Digital de Sinal):** as características parasitas do sensor, i.e. capacitância parasita (capacitância entre enrolamento e entre enrolamento e núcleo) e indutância de fuga da bobina do enrolamento secundário, podem dificultar a reconstrução do sinal devido injeção de ruído de origem estocástica e inerente às características construtivas do sensor e diminuindo o SNR do sinal reconstruído.

Nos objetivos elencados na Seção 1.2, o objetivo geral foi concluído com sucesso por meio de avaliação de desempenho de sensores de corrente (TCAF) submetidos a condições diversificadas de ruído. Quanto aos objetivos específicos: o estudo detalhado do estado-da-arte sobre transformadores de corrente de alta frequência e EMI em medições online de descargas parciais foi alcançado; diversas referências foram analisadas e foram feitas simulações baseadas nessas referências; os modelos de TCAF propostos para testes foram validados; a caracterização da fonte de ruído eletromagnético foi feita por meio da função AWGN com diversos níveis de SNR; A caracterização de fontes de ruído eletromagnético em campo foi claramente descrita nas bibliografias que realizaram testes em campo analisadas e em estudos desenvolvidos durante a dissertação [23, 143], embasando o uso de AWGN para fins de medição de ruído de campo. A avaliação de desempenho foi bem sucedida e baseou-se na verificação de erro de medição (MSE) e similaridade (XCORR) entre sinais de resposta com sinais de entrada, sendo possível a investigar a resposta ao sinal de entrada detalhadamente para cada modelo de sensor.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Além das hipóteses anteriormente descritas, sugere-se uma revisão bibliográfica sobre sensores inteligentes (smart sensors) e sensoriamento remoto, de modo avaliar a possibilidade de se realizar manutenção mais eficiente - i.e. maior agilidade na

tomada de decisões, disseminação de eventualidades no sistema de monitoramento e alerta e menor tempo empregado em medições - de equipamentos elétricos do SEP, através do emprego de tecnologias e interfaces de comunicação. Em um país de dimensões continentais, tais como o Brasil, a eficiência de comunicação entre centrais de operação e manutenção das concessionárias de energia elétrica é primordial para se manter os índices de Indicadores Coletivos de Continuidade e Indicadores Individuais de Continuidade em valores com valores satisfatórios.

Pode-se partir do princípio do estudo de certas tecnologias já empregadas em manutenção preventiva, preditiva, corretiva e baseada em condição, tais como,

- *PLC - Power Line Communication*: embora ainda não esteja integrada aos sistemas de transmissão, distribuição, geração e consumo de energia elétrica no Brasil, a PLC atualmente é bastante disseminada no sistemas de energia elétrica em diversos países. Conforme o relatório de desempenho das concessionárias de outros países, a projeção do indicador de eficiência de atendimento a ocorrência dado pelo número de faltas/tempo de atendimento (faltas e frequência e quantidade de interrupções) indica uma reta descendente, o que demonstra uma queda no número de ocorrências e na diminuição do tempo de atendimento. Isso é um importante parâmetro e mede o índice de desempenho da concessionária de energia elétrica. Portanto, tomando-se os indicadores de outros países como base, sugere-se utilizar esta interface de comunicação como forma de realizar gerenciamento remoto de manutenção.
- *Smart Metering*: através da integração de medição com sistemas de comunicação, é possível obter um controle maior sobre os ativos de energia elétrica. Integração com internet das coisas.
- *WSN - Wireless Sensor Network*: através do uso de WSN, em que equipamentos prioritários sejam cada nó da rede, é possível estabelecer a comunicação entre a medição em tempo real da medição de descargas parciais e encaminhar ao sistema de monitoramento da subestação, central geradora ou concessionária de energia elétrica [144].

No que diz respeito a utilização de sensoriamento remotos e comunicação, já existem propostas de utilização de comunicação por fibra ótica para contornar o problema de imunidade à EMI, conforme encontrado em catálogos do fabricantes tais como em [145]. Além disso, conforme apontado na hipótese 1, é possível obter parâmetros elétricos e construtivos ótimos, de forma a diminuir o MSE e aumentar a XCORR. E, somando-se a técnicas de processamento de digital de sinal (para realizar denoising do sinal, i.e. mitigar e, ou, eliminar o componente $r(i)$ da equação $g(i) = s(i) + r(i)$) e

de reconhecimento de padrão (a fim de se reconhecer assinaturas de padrões de descargas parciais e isolar $s(i)$), em teoria, seria possível contornar o problema de EMI completamente.

Portanto, sugere-se que sejam aliadas técnicas de processamento digital de sinal, de reconhecimento de padrões e de aprendizado de máquina, de modo a obter uma manutenção preventiva e preditiva constante e eficiente, aliada a interfaces de comunicação para realização de sensoriamento remoto em Sistemas Elétricos de Potência, a fim de se conservar ativos de energia elétrica.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Haykin, *Communication Systems*, 4th ed. Wiley, 2011. Citado 6 vezes nas páginas , 50, 51, 52, 53 e 76.
- [2] Y. Luo, Z. Li, and H. Wang, *A review of online partial discharge measurement of large generators*. MDPI, 2017, vol. 10, no. 1694. Citado 4 vezes nas páginas , 26, 48 e 49.
- [3] IEC, “IEC 60270- High-voltage test techniques – Partial discharge measurements Techniques,” Tech. Rep. 40, 2015. Citado 9 vezes nas páginas , 22, 23, 26, 33, 42, 46, 47 e 56.
- [4] L. Satish and B. Nazneen, “Wavelet-based Denoising of Partial Discharge Signals Buried in Excessive Noise and Interference,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 10, no. 2, pp. 354–367, 2003. Citado 6 vezes nas páginas , 48, 49, 76, 77 e 126.
- [5] H. Zhang, T. R. Blackburn, B. T. Phung, and D. Sen, “A novel wavelet transform technique for on-line partial discharge measurements part 2: On-site Noise Rejection Application,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, no. 1, pp. 15–22, 2007. Citado 2 vezes nas páginas e 48.
- [6] S. Sriram, S. Nitin, K. M. Prabhu, and M. J. Bastiaans, “Signal denoising techniques for partial discharge measurements,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 12, no. 6, pp. 1182–1191, 2005. Citado 3 vezes nas páginas , 48 e 126.
- [7] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*, 4th ed. Springer-Verlag, 2010, vol. 1, no. c. Citado 4 vezes nas páginas , 49, 63 e 73.
- [8] A. Rich, “Shielding and Guarding: How to Exclude Interference-Type Noise, What to Do and Why to Do it - A Rational Approach,” *Analog Dialogue*, vol. 17, no. 1, pp. 8–13, 1983. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-17/number-1/articles/volume17-number1.pdf> Citado 2 vezes nas páginas e 49.
- [9] D. Povh, O. Völcker, G. Bizjak, and P. Zunko, “Calculation of Transient Phenomena,” in *International Joint Power Conference on Planning, Operation, and Control in Electric Power Systems*. IEEE/NTUA Athens Power Tech Conference, 1993, pp. 738–743. Citado 2 vezes nas páginas e 50.

- [10] J. D. Irwin, *Basic Engineering Circuit Analysis*, 9th ed. Wiley, 2008. Citado 6 vezes nas páginas , 77, 89, 90, 93 e 94.
- [11] Siemens, “Siemens Energy Sector: Power Engineering Guide,” Tech. Rep., 2014. [Online]. Available: siemens.com/energy Citado na página 20.
- [12] R. Leao, “GTD – Geração , Transmissão e Distribuição de Energia Elétrica,” Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Tech. Rep., 2009. [Online]. Available: www.dee.ufc.br/~rleao Citado na página 20.
- [13] L. L. Grigsby, *Electric Power Engineering Handbook*, 2nd ed. Taylor & Francis Group, 2006. Citado na página 20.
- [14] H. J. Loschi, J. León, Y. Iano, E. R. Filho, F. D. Conte, T. C. Lustosa, and P. O. Freitas, “Energy Efficiency in Smart Grid: A Prospective Study on Energy Management Systems,” *Smart Grid and Renewable Energy*, vol. 06, no. 08, pp. 250–259, 2015. [Online]. Available: <http://www.scirp.org/journal/PaperDownload.aspx?DOI=10.4236/sgre.2015.68021> Citado na página 20.
- [15] D. A. do Nascimento, Y. Iano, H. J. Loschi, V. d. J. S. Oliveira, M. Montagner, and C. Bertolassi, “Prospective Review on the Sustainable Materials and Activities Applied to Brazilian Electrical Sector,” *Global Journal of Researches in Engineering: F Electrical and Electronics Engineering*, vol. 18, no. 3, pp. 1–15, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 20, 35 e 76.
- [16] A. I. Tarmizi, M. D. Rotaru, and J. K. Sykulski, “Electromagnetic compatibility studies within smart grid automated substations,” *Proceedings of the Universities Power Engineering Conference*, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 47.
- [17] Brazilian Electricity Regulatory Agency, “Analysis Report of the Transmission system Forced Shutdowns. Edition 2016.” ANEEL, Brasilia, Tech. Rep., 2016. [Online]. Available: <http://www.aneel.gov.br/documents/656808/0/Relat{ó}rio+de+An{á}lise++Desligamentos+For{ç}ados++Edi{ç}{~{a}}o+2016/2efb3df3-89ba-41cf-b4cf-aa275ed4ce05> Citado na página 21.
- [18] —, “Analysis Report of the Transmission system Forced Shutdowns. Edition 2018.” ANEEL, Brasilia, Tech. Rep., 2018. [Online]. Available: <http://www.aneel.gov.br/documents/656808/0/Relat{ó}rio+de+An{á}lise+de+Desligamentos+For{ç}ados+do+Sistema+de+Transmiss{~{a}}o++Edi{ç}{~{a}}o+2017/7a991934-f7b4-5835-07e1-4349bd513f96> Citado 2 vezes nas páginas 21 e 24.

- [19] H. P. Amorim, A. T. D. Carvalho, T. B. Rodrigues, J. B. S. Borges, and C. F. F. C. De Cunha, "Experience with on-line insulation diagnostics of surge arresters by PD measurement in the field," in *Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Dielectrics, ICD 2016*, vol. 1. IEEE, 2016, pp. 472–475. Citado 3 vezes nas páginas 22, 27 e 32.
- [20] N. D. Jacob and W. M. McDermid, "Experience with partial discharge measurements on instrument transformers in high voltage laboratory acceptance tests," in *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference*. IEEE, 2012, pp. 1–4. Citado 5 vezes nas páginas 22, 25, 26, 39 e 54.
- [21] P. H. F. Morshuis, "Degradation of solid dielectrics due to internal partial discharge: Some thoughts on progress made and where to go now," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 12, no. 5, pp. 905–913, 2005. Citado 3 vezes nas páginas 22, 39 e 55.
- [22] J. A. Ardila-Rey, M. V. Rojas-Moreno, J. M. Martínez-Tarifa, and G. Robles, "Inductive sensor performance in partial discharges and noise separation by means of spectral power ratios," *Sensors (Switzerland)*, vol. 14, no. 2, pp. 3408–3427, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 22, 39 e 54.
- [23] D. Aguiar do Nascimento, Y. Iano, H. J. Loschi, L. A. de Sousa Ferreira, J. A. D. Rossi, and C. Duarte Pessoa, "Evaluation of Partial Discharge Signatures Using Inductive Coupling at On-Site Measuring for Instrument Transformers," *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 0, no. 0, pp. 1–19, 2018. [Online]. Available: <https://www.degruyter.com/view/j/ijeeps.2018.19.issue-1/ijeeps-2017-0160/ijeeps-2017-0160.xml> Citado 15 vezes nas páginas 22, 23, 26, 27, 31, 32, 49, 53, 55, 56, 73, 76, 82, 130 e 132.
- [24] G. C. Montanari and A. Cavallini, "Insulation condition assessment of power equipments in electrical assets based on on-line monitoring of partial discharges," in *2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*. IEEE, 2007, pp. 7–12. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 54.
- [25] D. Kumar and R. Singh, "Simulation of Partial Discharge for Different Insulation Material Using MATLAB," in *International Journal for Scientific Research & Development*, vol. 3, no. 04, 2015, pp. 660–663. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 78.
- [26] M. Muhr and R. Schwarz, "Partial discharge measurement as a Diagnostic Tool for HV-Equipments," in *2006 IEEE 8th International Conference on Properties and applications of Dielectric Materials*, 2006, pp. 195–198. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4062640> Citado 2 vezes nas páginas 22 e 54.

- [27] A. Cavallini, G. C. Montanari, A. Contin, and F. Puletti, "A New Approach to the Diagnosis of Solid Insulation Systems Based on PD Signal Inference," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 19, no. 2, pp. 23–30, 2003. Citado na página 22.
- [28] G. R. Prabu and S. Chandrasekar, "Classification of Single PD Sources of HV Transformer Insulation Faults using PRPD Pattern Features and ANN Approach," *Asian Journal of Research in Social Sciences and Humanities*, vol. 6, no. 8, pp. 1935–1952, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 126.
- [29] IEC, "IEC TS 62478 - High voltage test techniques – Measurement of partial discharges by electromagnetic and acoustic methods," IEC, Tech. Rep., 2016. Citado 3 vezes nas páginas 22, 33 e 56.
- [30] F. Álvarez, F. Garnacho, J. Ortego, and M. Á. Sánchez-Urán, "Application of HFCT and UHF sensors in on-line partial discharge measurements for insulation diagnosis of high voltage equipment," *Sensors (Switzerland)*, vol. 15, no. 4, pp. 7360–7387, 2015. Citado 7 vezes nas páginas 22, 23, 27, 54, 55, 56 e 68.
- [31] E. Gulski, W. Koltunowicz, T. Ariaans, G. Behrmann, R. Jongen, F. Garnacho, S. Kornhuber, S. Ohtsuka, F. Petzold, M. Sanchez-Uran, K. Siodla, and S. Tenbohlen, "Guidelines for partial discharge detection using conventional (IEC 60270) and unconventional methods," Cigré, Tech. Rep. 288, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 22, 23 e 54.
- [32] A. Elfaraskoury, M. Mokhtar, M. Mehanna, and O. Gouda, "Conventional and Un-Conventional Partial Discharge Detection Methods in High Voltage XLPE Cable Accessories," *Advances in Electrical Engineering Systems (AEES)*, vol. 1, no. 4, pp. 170–176, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 22, 23, 54, 55 e 56.
- [33] L. B. O. Giaccheta, "Medição de Descargas Parciais e Novos Métodos de Análise, "Measurement of Partial Discharges and New Methods of Analysis"." in XV ERIAC- Décimo Quinto Encontro Regional Íbero-Americano do CIGRÈ. Itaipu Binacional, "Fifteenth Regional Ibero-American Regional CIGRÈ."., OMICRON. Foz do Iguaçu: XV ERIAC, 2013, pp. 1–26. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 55.
- [34] M. Krüger, "Partial Discharge Measurement: Pattern Recognition," OMICRON, Tech. Rep., 2015. Citado na página 22.
- [35] Y. Z. Arief, W. A. Izzati, and Z. Adzis, "Modeling of Partial Discharge Mechanisms in Solid Dielectric Material," *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*, vol. 1, no. 4, pp. 315–320, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 45.

- [36] ABNT, “ABNT NBR 60270 IEC - High-voltage test techniques — Partial discharge measurements,” Brazilian National Standards Organization, Tech. Rep., 2017. Citado 3 vezes nas páginas 23, 47 e 80.
- [37] Y. Ye, D. Liang, M. Tang, and X. Liu, “Design and Optimization of High Frequency Current Transformer Sensor,” in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2014, pp. 1–5. Citado 11 vezes nas páginas 23, 29, 33, 69, 71, 72, 73, 77, 85, 86 e 89.
- [38] P. Sharma and A. Bhanddakkar, “Simulation Model of Partial Discharge in Power Equipment,” *International Journal of Electrical & Electronics Research*, vol. 3, no. 1, pp. 149–155, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 78.
- [39] T. S. Negm, M. Refaey, and A. A. H. Eldin, “Modeling and Simulation of Internal Partial Discharges in Solid Dielectrics Under Variable Applied Frequencies,” in *2016 Eighteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. IEEE, 2016, pp. 1–6. Citado 5 vezes nas páginas 23, 34, 40, 69 e 78.
- [40] S. Ziegler, R. C. Woodward, H. H.-C. Iu, and L. J. Borle, “Current Sensing Techniques: A Review,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 4, pp. 354–376, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 23, 66, 67, 69, 70 e 77.
- [41] D. A. Tziouvaras, P. McLaren, G. Alexander, D. Dawson, J. Esztergalyos, C. Fromen, M. Glinkowski, I. Hasenwinkle, M. Kezunovic, L. Kojovic, B. Kotheimer, R. Kuffel, J. Nordstrom, and S. Zocholl, “Mathematical models for current, voltage, and coupling capacitor voltage transformers,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 62–72, 2000. Citado na página 25.
- [42] S. Gopinath and K. Sathiyasekar, “Simulation of partial discharges in solid dielectric material: A study on PD magnitudes to the parallel and perpendicular axis of a cylindrical cavity,” *International Journal of Engineering and Technology*, vol. 6, no. 4, pp. 1786–1792, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 78.
- [43] W. J. K. Raymond, H. A. Illias, and A. H. A. Bakar, “Classification of Partial Discharge Measured under Different Levels of Noise Contamination,” *PLoS ONE*, vol. 12, no. 1, pp. 1–20, 2017. Citado 10 vezes nas páginas 26, 31, 49, 53, 54, 76, 78, 79, 82 e 126.
- [44] L. Kütt, “Analysis and Development of Inductive Current Sensor for Power Line On-Line Measurements of Fast Transients,” PhD Thesis, Tallinn University of Technology, 2012. Citado 15 vezes nas páginas 26, 30, 33, 53, 57, 58, 66, 71, 73, 77, 85, 86, 88, 89 e 93.

- [45] M. Shafiq, L. Kutt, M. Lehtonen, T. Nieminen, and M. Hashmi, "Parameters identification and modeling of high-frequency current transducer for partial discharge measurements," *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no. 3, pp. 1081–1091, 2013. Citado 7 vezes nas páginas 26, 29, 77, 85, 86, 88 e 89.
- [46] M. Shafiq, G. A. Hussain, L. Kütt, and M. Lehtonen, "Effect of geometrical parameters on high frequency performance of Rogowski coil for partial discharge measurements," *Measurement*, vol. 49, no. 1, pp. 126–137, 2014. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.measurement.2013.11.048> Citado 6 vezes nas páginas 26, 33, 76, 85, 86 e 89.
- [47] M. H. Samimi, A. Mahari, M. A. Farahnakian, and H. Mohseni, "The rogowski coil principles and applications: A review," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 651–658, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 26, 67, 77 e 88.
- [48] M. N. Rohani, C. C. Yii, M. Isa, S. I. Hassan, A. Mukhtaruddin, N. A. Yusof, and B. Ismail, "Evaluation of Rogowski coil sensor performance using EMTP-ATP software," *2016 3rd International Conference on Electronic Design, ICED 2016*, pp. 446–451, 2017. Citado na página 26.
- [49] E. Lemke, E. Galski, W. Hauschild, R. Malewski, P. Mohaupt, M. Muhr, J. Rickmann, T. Strehl, and F. Weste, "Practical aspects of the detection and location of partial discharges in power cables," Tech. Rep. 297, 2006. [Online]. Available: <https://e-cigre.org/publication/297-practical-aspects-of-the-detection-and-location-of-pd-in-power-cables> Citado na página 27.
- [50] J. Seo, H. Ma, and T. Saha, "A novel signal extraction technique for online partial discharge (PD) measurement of transformers," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 26, pp. 1032–1048, 2016. Citado na página 27.
- [51] J. Xie, Y. Wang, F. Lv, and M. Li, "Denoising of partial discharge signal using rapid sparse decomposition," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 26, no. October, pp. 2494–2512, 2016. Citado na página 27.
- [52] X. Hu, W. H. Siew, M. D. Judd, and X. Peng, "Transfer function characterization for HFCTs used in partial discharge detection," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 24, no. 2, pp. 1088–1096, 2017. Citado 12 vezes nas páginas 29, 33, 67, 71, 76, 77, 85, 86, 88, 89, 93 e 122.
- [53] B. M. Amna and U. Khayam, "Design and Simulation of High Frequency Current Transformer as Partial Discharge Detector," in *The 3rd IEEE Conference on Power Engineering and Renewable Energy ICPERE 2016*, 2016, pp. 135–139. Citado 8 vezes nas páginas 29, 33, 71, 77, 85, 88, 89 e 122.

- [54] A. Rodrigo, P. Llovera, V. Fuster, and A. Quijano, "Influence of high frequency current transformers bandwidth on charge evaluation in partial discharge measurements," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, no. 5, pp. 1798–1802, 2011. Citado 7 vezes nas páginas 29, 33, 69, 77, 85, 86 e 94.
- [55] Y. Xu, X. Gu, B. Liu, B. Hui, Z. Ren, and S. Meng, "Special requirements of high frequency current transformers in the on-line detection of partial discharges in power cables," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 32, no. 6, pp. 8–19, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 30, 56 e 77.
- [56] S. H. He, Q. H. Zhan, S. B. Huang, J. B. Wang, Y. P. Xu, and Y. M. Zhang, "Investigation of High Frequency Current Transformers Used for Partial Discharge Detection," in *4th International Conference on Information Technology and Management Innovation*. Atlantis Press, 2015, pp. 247–253. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 85.
- [57] F. Haghjoo and A. Savaei, "Feasibility study to use the current transformers as inductive partial discharge sensors," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 15, pp. 3786–3794, 2016. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-gtd.2016.0145> Citado 11 vezes nas páginas 30, 33, 54, 76, 77, 79, 81, 85, 89, 93 e 122.
- [58] F. P. Mohamed, W. H. Siew, and J. Soraghan, "High frequency modeling of protection / measurement current transformers for partial discharge detection," in *Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2009 Proceedings of the 44th International*, 2009, pp. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 85.
- [59] B. A. Siddiqui, P. Pakonen, and P. Verho, "Novel Sensor Solutions for On-line PD Monitoring," in *23rd International Conference on Electricity Distribution (CIRED)*, no. June, 2015, pp. 15–18. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 33.
- [60] M. Foxall, A. Duffy, J. Gow, M. Seltzer-Grant, and L. Renforth, "Development of a new high current; Hybrid 'Ferrite-Rogowski'; high frequency current transformer for partial discharge sensing in medium and high voltage cabling," in *59th International Wire & Cable Symposium*, no. November, 2010, pp. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 31, 33 e 56.
- [61] C. Zachariades, R. Shuttleworth, R. Giussani, and R. Mackinlay, "Optimization of a high-frequency current transformer sensor for partial discharge detection using finite-element analysis," *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 20, pp. 7526–7533, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 77.
- [62] M. Januário, "Modelagem de Transformadores em Função da Frequência," MSc Thesis, Universidade Federal de Santa Catarina, 2007. [Online]. Available: [http:](http://)

- //repositorio.ufsc.br/handle/123456789/103204 Citado 2 vezes nas páginas 31 e 62.
- [63] W. Water, "Modelling and Design of Advanced High Frequency Transformers," PhD Thesis, Griffith University, 2014. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10072/367584> Citado 5 vezes nas páginas 31, 62, 64, 71 e 85.
 - [64] H. Tavakoli, "A High Frequency Transformer Winding Model for FRA Applications," PhD Thesis, Kungl Tekniska Högskolan Royal Institute of Technology, 2009. Citado na página 32.
 - [65] K. Imdad, "High Frequency Modeling of Power Transformers under Transients," PhD Thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2017. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/2117/112204> Citado na página 32.
 - [66] R. J. G. Montoya, "High-Frequency Transformer Design for Solid-State Transformers in Electric Power Distribution Systems," Master Thesis, University of Arkansas, 2015. [Online]. Available: <http://scholarworks.uark.edu/etd/1382> Citado na página 32.
 - [67] M. V. Rojas-Moreno, G. Robles, B. Tellini, C. Zappacosta, J. M. Martínez-Tarifa, and J. Sanz-Feito, "Study of an inductive sensor for measuring high frequency current pulses," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 5, pp. 1893–1900, 2011. Citado na página 33.
 - [68] G. Luo and D. Zhang, "Study on performance of developed and industrial HFCT sensors," *2010 20th Australasian Universities Power Engineering Conference*, no. December, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 89.
 - [69] G. Robles, J. M. Martínez-Tarifa, M. V. Rojas-Moreno, and J. Sanz-Feito, "Inductive sensor for measuring high frequency partial discharges within electrical insulation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, no. 11, pp. 3907–3913, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 77.
 - [70] H. Zhang, T. R. Blackburn, B. T. Phung, and D. Sen, "A novel wavelet transform technique for on-line partial discharge measurements part 1: WT de-noising algorithm," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, no. 1, pp. 3–14, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 49.
 - [71] R. Hussein, K. B. Shaban, and A. H. El-Hag, "Denoising different types of acoustic partial discharge signals using power spectral subtraction," *High Voltage*, vol. 3, no. 1, pp. 44–50, 2018. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/hve.2017.0119> Citado 4 vezes nas páginas 33, 77, 82 e 126.

- [72] R. Hussein, A. H. El-Hag, and K. B. Shaban, "Energy conservation-based thresholding for effective wavelet denoising of partial discharge signals," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 10, no. 7, pp. 813–822, 2016. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-smt.2016.0168> Citado na página 33.
- [73] S. O. Frontin, *Equipamentos de Alta Tensão: Prospecção e Hierarquização de Inovações Tecnológicas*, S. O. Frontin, Ed., 2013. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 62.
- [74] J. P. Holtzhausen and W. L. Vosloo, *High Voltage Engineering Practice and Theory, Draft Version of Book*, 2011, no. February. [Online]. Available: <http://www.dbc.wroc.pl/Content/3458/high{ }voltage{ }engineering.pdf> Citado 2 vezes nas páginas 35 e 37.
- [75] B. H. Chudnovsky, *Transmission, Distribution, and Renewable Energy Generation Power Equipment: Aging and Life Extension Techniques*. CRC Press, 2017. Citado na página 35.
- [76] R. Arora and W. Mosch, *High Voltage and Electrical Insulation Engineering*. Singapore: John Wiley & Sons, 2011. Citado 6 vezes nas páginas 35, 36, 37, 39, 40 e 41.
- [77] J. Duplessis, "Transformer life management - Oil tan delta," pp. 1–5, 2017. [Online]. Available: <https://uk.megger.com/electrical-tester/november-2017/transformer-life-management-oil-tan-delta6/8> Citado na página 36.
- [78] L. W. V. Veen, "Comparison of measurement methods for partial discharge measurement in power cables," PhD Thesis, Delft University of Technology, 2014. Citado 4 vezes nas páginas 37, 38, 44 e 46.
- [79] D. A. Harmsen, "Design of a Partial Discharge Test Platform Partial discharge: artificial defects, characterization, clustering, analysis and pattern recognition," MSc Thess, Delft University of Technology, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 39.
- [80] E. Rahimpour, J. Christian, K. Feser, and H. Mohseni, "Transfer Function Method to Diagnose Axial Displacement and Radial Deformation of Transformer Windings," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, no. 2, pp. 493–505, 2003. Citado na página 39.
- [81] A. Küchler, *High Voltage Engineering: Fundamentals – Technology – Applications*, 5th ed. Springer Vieweg, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 39, 45 e 79.

- [82] P. Y. Chia and A. C. Liew, "Novel approach to partial discharge signals modeling in dielectric insulation void using extension of lumped capacitance model," in *PowerCon 2000. 2000 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.00EX409)*, vol. 3. IEEE, 2000, pp. 1207–1212. Citado na página 40.
- [83] F. H. Kreuger, *Partial Discharge Detection in High Voltage Equipment*. Butterworth-Heinemann, 1989. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 45.
- [84] A. Pedersen, "Partial discharges in voids in solid dielectrics: an alternative approach," in *Conference on Electrical Insulation & Dielectric Phenomena — Annual Report 1987*. IEEE, 1987, pp. 58–64. Citado na página 40.
- [85] P. Das and S. Chakravorti, "Studies on partial discharge simulation based on a stochastic model considering the variation of discharge area and temperature of the void surface," *International Journal of Computational Methods in Engineering Science and Mechanics*, vol. 10, no. 5, pp. 393–405, 2009. Citado na página 40.
- [86] A. Kupershtokh, D. Karpov, D. Medvedev, C. Stamatelatos, V. Charalambakos, E. Pyrgioti, and D. Agoris, "Stochastic models of partial discharge activity in solid and liquid dielectrics," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 43, no. 3, pp. 303–311, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 50.
- [87] C. Heitz, "Generalized model for partial discharge processes based on a stochastic process approach," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 32, no. 9, pp. 1012–1023, 1999. Citado na página 40.
- [88] E. Kuffel, W. S. Zaengl, and J. Kuffel, *High Voltage Engineering, Fundamentals*, 2nd ed. Newnes, 2000, vol. 1, no. c. Citado 4 vezes nas páginas 40, 41, 43 e 44.
- [89] British Standard Institution, "High-voltage test techniques - Partial discharge measurements," British Standard, Tech. Rep., 2016. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 47.
- [90] R. S. Pote, V. N. Gohokar, and D. G. Wakde, "High Field Electrical Conduction and Breakdown in Solid Dielectrics : a Wavelet Transform Approach," *International Journal on "Technical and Physical Problems of Engineering" (IJTPE)*, vol. 9, no. 30, pp. 1–6, 2017. Citado na página 44.
- [91] N. Singh, S. Debdas, and R. Chauhan, "Simulation & Experimental Study of Partial Discharge in Insulating Materials for High Voltage Power Equipments," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 4, no. 12, p. 1677, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

- [92] I. J. Kemp, "Chapter 4: Partial discharges and their measurement," in *Advances in High Voltage Engineering*, 1st ed., A. T. Johns and D. F. Warne, Eds. IET Power and Energy Series 40, 2004, pp. 349–413. Citado na página 45.
- [93] Z. Ahmed, "Analysis and De-noising of Partial Discharge Signals in Medium Voltage XLPE Cables," Ph.D. dissertation, Aalto University, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 46, 47, 76, 77 e 126.
- [94] Y. R. Chaudhari, N. R. Bhosale, and P. M. Kothoke, "Composite Analysis of Phase Resolved Partial Discharge Patterns using Statistical Techniques," *International Journal of Modern Engineering Research (IJMER)*, vol. 3, no. 4, pp. 1947–1957, 2013. Citado na página 46.
- [95] M. Wu, H. Cao, J. Cao, H. L. Nguyen, J. B. Gomes, and S. P. Krishnaswamy, "An overview of state-of-the-art partial discharge analysis techniques for condition monitoring," *IEEE Electrical Insulation Magazine*, vol. 31, no. 6, pp. 22–35, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 47.
- [96] M. G. Niasar, "KTH Electrical Engineering," Ph.D. dissertation, Royal Institute of Technology (KTH), 2012. Citado 3 vezes nas páginas 46, 47 e 55.
- [97] N. T. N. Tho, C. K. Chakrabarty, Y. K. Siah, and A. B. A. Ghani, "Feature extraction method and neural network pattern recognition on time-resolved partial discharge signals," *2011 IEEE Conference on Open Systems, ICOS 2011*, pp. 243–246, 2011. Citado na página 47.
- [98] S. Chattopadhyay, M. Mitra, and S. Sengupta, *Electric Power Quality*, chatto-padh ed. Springer Science+Business Media, 2011, vol. 1. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 50.
- [99] Cédric Abadie, "On-line non-intrusive partial discharges detection in aeronautical systems," Master, Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2017. Citado na página 48.
- [100] G. Sharmila, R. V. Maheswari, and P. Subburaj, "Partial discharge signal denoising using wavelet techniques-on site measurements," in *Proceedings of IEEE International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies, ICCPCT 2013*, 2013, pp. 673–678. Citado 3 vezes nas páginas 48, 49 e 76.
- [101] B. Vigneshwaran, R. V. Maheswari, and P. Subburaj, "An improved threshold estimation technique for partial discharge signal denoising using Wavelet Transform," in *Proceedings of IEEE International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies, ICCPCT 2013*. IEEE, 2013, pp. 300–305. Citado 3 vezes nas páginas 48, 49 e 126.

- [102] Y. H. M. Thayoob, S. K. Ahmed, C. C. Piau, C. Y. Ping, and Y. Balasubramaniam, "Characterization of Phase Resolved Partial Discharge waveforms from instrument transformer using statistical signal processing technique," in *IEEE 2015 International Conference on Signal and Image Processing Applications, ICSIPA 2015 - Proceedings*, no. Civ, 2016, pp. 355–360. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 53.
- [103] B. Carter, *Op Amps for Everyone*, 4th ed. Newnes, 2013. Citado na página 51.
- [104] C. Y. Ping, C. C. Piau, Y. H. Md Thayoob, and S. K. Ahmed, "Analysis and Characterization of Partial Discharge Signals From Instrument Transformer in Noisy Environment," *The 3rd National Graduate Conference*, no. April, pp. 8—9 April, 2015. Citado na página 53.
- [105] W. J. K. Raymond, H. A. Illias, A. H. A. Bakar, and H. Mokhlis, "Partial discharge classifications: Review of recent progress," *Measurement*, vol. 68, pp. 164–181, 2015. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224115000901> Citado 4 vezes nas páginas 53, 76, 82 e 126.
- [106] H. Illias, T. S. Yuan, A. Halim, A. Bakar, G. Chen, and P. L. Lewin, "Partial Discharge Patterns in High Voltage Insulation," no. December, pp. 2–5, 2012. Citado na página 54.
- [107] R. Bartnikas, "Partial discharges their mechanism, detection and measurement," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 9, no. 5, pp. 763–808, 2002. Citado na página 54.
- [108] M. N. O. Sadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*, 3rd ed. Bookman, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 61.
- [109] A. Mchutchon, "Electromagnetism Laws and Equations Contents," pp. 1–13, 2013. [Online]. Available: <http://mlg.eng.cam.ac.uk/mchutchon/electromagnetismeqns.pdf> Citado 3 vezes nas páginas 59, 60 e 61.
- [110] J. Walker, D. Halliday, and R. Resnick, *Fundamentos de Física: Eletromagnetismo*, 8th ed. LTC, 2009. Citado na página 61.
- [111] T. Gönen, *Electrical Machines with MATLAB*, 2nd ed. Taylor & Francis Group, 2011. Citado 7 vezes nas páginas 61, 62, 63, 64, 67, 77 e 86.
- [112] S. J. Chapman, *Electric Machinery Fundamentals*, 5th ed. McGraw-Hill Education, 2011, no. c. Citado 2 vezes nas páginas 62 e 77.
- [113] Cabral; Sergio Henrique Lopes, "Análise de Transitórios Elétricos em Transformadores Através do Método TLM," PhD Thesis, Federal University of Santa Catarina, 2003. Citado na página 62.

- [114] Magnetics, “Ferrite Materials,” Magnetics, Tech. Rep., 2017. [Online]. Available: <https://www.mag-inc.com/Media/Magnetics/File-Library/Products/Ferrite/Magnetics-Ferrite-Materials-Web-8-17a.pdf> Citado 2 vezes nas páginas 63 e 112.
- [115] E. E. Mombello and K. Möller, “New power transformer model for the calculation of electromagnetic resonant transient phenomena including frequency-dependent losses,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 15, no. 1, pp. 167–174, 2000. Citado na página 63.
- [116] E. Bjerkan, “High Frequency Modeling of Power Transformers: Stresses and Diagnostics,” PhD Thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2005. Citado na página 63.
- [117] J. D. Ramboz, “Machinable rogowski coil, design, and calibration,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 45, no. 2, pp. 511–515, 1996. Citado 3 vezes nas páginas 66, 85 e 88.
- [118] L. I. SA, “Design of an integrator for the Rogowski coil Design of an integrator for the Rogowski coil,” LEM, Tech. Rep., 2010. [Online]. Available: <https://www.lem.com/jp/file/1871/download> Citado na página 67.
- [119] M. Zhao, “Design of Digital Integrator for Rogowski Coil Sen-,” MSc Thesis, Tampere Univesity of Technology, 2015. Citado na página 67.
- [120] B. Mammano, “Current Sensing Solutions for Power Supply Designers,” Texas Instruments, Tech. Rep., 2001. Citado 2 vezes nas páginas 67 e 70.
- [121] S. E. Zocholl, *Analyzing and Applying Current Transformers*. Schweitzer Engineering Laboratories, 2004. Citado na página 67.
- [122] S. K. Agarawal, L. K. Mittal, and H. Jafri, “Simulation of Partial Discharge in High Voltage Power Equipment,” *International Journal of Electronics, Electrical and Computational System IJEECS*, vol. 6, no. 8, pp. 36–47, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 78.
- [123] Q. Yu and Thomas W. Holmes, “Stray Capacitance Modeling of Inductors by Using the Finite Element Method,” in *1999 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatability*. IEEE, 1999, pp. 305–310. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 72.
- [124] Q. Yu and T. W. Holmes, “A Study on Stray Capacitance Modeling of Inductors by Using the Finite Element Method,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 43, no. 1, pp. 88–93, 2001. Citado na página 73.

- [125] A. S. Kumar, "Chapter 2: High Frequency Current Transformer for Detection and Location of PD," Ph.D. dissertation, Anna University, 2014. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10603/39089> Citado na página 73.
- [126] T. Kenny, *Sensor Technology Handbook*, J. S. Wilson, Ed. Elsevier, 2005. [Online]. Available: <http://books.google.com/books?id=hPPM8G4kI0wC{&}pgis=1> Citado na página 73.
- [127] A. Soltani, F. Haghjoo, and S. Shahrtash, "Compensation of the effects of electrical sensors in measuring partial discharge signals," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 6, no. 6, p. 494, 2012. [Online]. Available: <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-smt.2012.0001> Citado 3 vezes nas páginas 76, 79 e 89.
- [128] P. B. Lathi, *Sinais e Sistemas Lineares*, 2nd ed. Bookman, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 76 e 126.
- [129] F. Haghjoo, M. Sarlak, and S. M. Shahrtash, "Implementation of an On-Line PD Measurement System Using HFCT," *Engineering and Technology*, vol. 37, no. January, pp. 974–980, 2009. Citado 4 vezes nas páginas 77, 85, 89 e 93.
- [130] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*, 6th ed. Wiley, 2010. Citado na página 77.
- [131] R. Ambikairajah, "The Development of Signal Processing Techniques for the Noise Reduction and Classification of Partial Discharge A dissertation submitted for the degree of By," Ph.D. dissertation, The University of New South Wales, 2013. Citado na página 77.
- [132] K. Yue, J. Chen, H. Ruan, and C. Qian, "Study on Partial Discharge Model of Solid Insulator," in *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, vol. 2016. IEEE, 2016, pp. 1–4. Citado na página 78.
- [133] M. Nafar, "Partial Discharge Behavior in Solid Insulation," *Journal of Novel Applied Sciences*, no. 2013 JNAS, pp. 640–643, 2013. Citado na página 78.
- [134] X. Chen, M. Bi, T. Jiang, and Y. Wang, "An equivalent circuit model for partial discharge occurring in transformer oil bubbles," in *2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, no. 1. IEEE, 2016, pp. 1–4. Citado na página 78.
- [135] J. P. Uwiringiyimana and U. Khayam, "Noise Measurement in High Voltage Laboratory by using High Frequency Current Transformer and Loop Antenna," in *2017 International Conference on High Voltage Engineering and Power System*, 2017, pp. 35–39. Citado na página 79.

- [136] M. S. H. Daulay and U. Khayam, "Background Noise Level in High Voltage Laboratory Measured by using Partial Discharge Current Sensors," in *2017 International Conference on High Voltage Engineering and Power System*, 2017, pp. 514–518. Citado na página 79.
- [137] W. Shishan, L. Zeyuan, and X. Yan, "Extraction of parasitic capacitance for toroidal ferrite core inductor," *Proceedings of the 2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2010*, pp. 451–456, 2010. Citado na página 85.
- [138] X. Li, "Mathematical Model for Current Transformer Based On Jiles-Atherton Theory and Saturation Detection Method," Ph.D. dissertation, 2016. Citado na página 85.
- [139] HVPD, "High Frequency Current Transformer (HFCT) Sensor Range," High Voltage Partial Discharge Ltd, Tech. Rep., 2016. [Online]. Available: <https://www.hvpd.co.uk> Citado na página 122.
- [140] IPEC, "HFCT 48 PD Sensor High Frequency Current Transformer," Independent Power Engineering Consultants, Tech. Rep., 2017. [Online]. Available: <http://www.ipec.co.uk/wp-content/uploads/2017/09/Product-Specification-HFCT-48-PD-Sensor.pdf> Citado na página 122.
- [141] MATLAB, "IMMSE - Mean-Squared Error," pp. 1–3, 2019. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/images/ref/immse.html> Citado na página 126.
- [142] —, "XCORR - Cross-Correlation," pp. 1–22, 2019. [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/xcorr.html> Citado na página 126.
- [143] H. J. Loschi, L. A. d. S. Ferreira, Y. Iano, D. A. do Nascimento, P. E. R. Cardoso, and F. D. Conte, "EMC Evaluation of Off-Grid and Grid-Tied Photovoltaic Systems for the Brazilian Scenario," *ICEEEP 2017, International Conference on Energy Economics and Energy Policy*, no. December, p. 7, 2017. Citado na página 132.
- [144] D. Aguiar do Nascimento, L. Fernando Tieghi, Y. Iano, M. Danilo Alves Siqueira, and H. José Loschi, "Cidades Inteligentes: Um Estudo Prospectivo Sobre Redes De Sensores Sem Fio Smart Cities: a Prospective Study on Wireless Sensor Networks," *Revista Sinergia*, vol. 18, no. 2, pp. 95–100, 2017. [Online]. Available: <http://ojs.ifsp.edu.br> Citado na página 133.
- [145] OMICRON, "MPD 600: High-end measurement and analysis system for partial discharges," Tech. Rep., 2014. [Online]. Available: <https://www.omicronenergy.com/en/> Citado na página 133.

Apêndices

APÊNDICE A – DIAGRAMAS DE BODE DO GRUPO EXPERIMENTAL

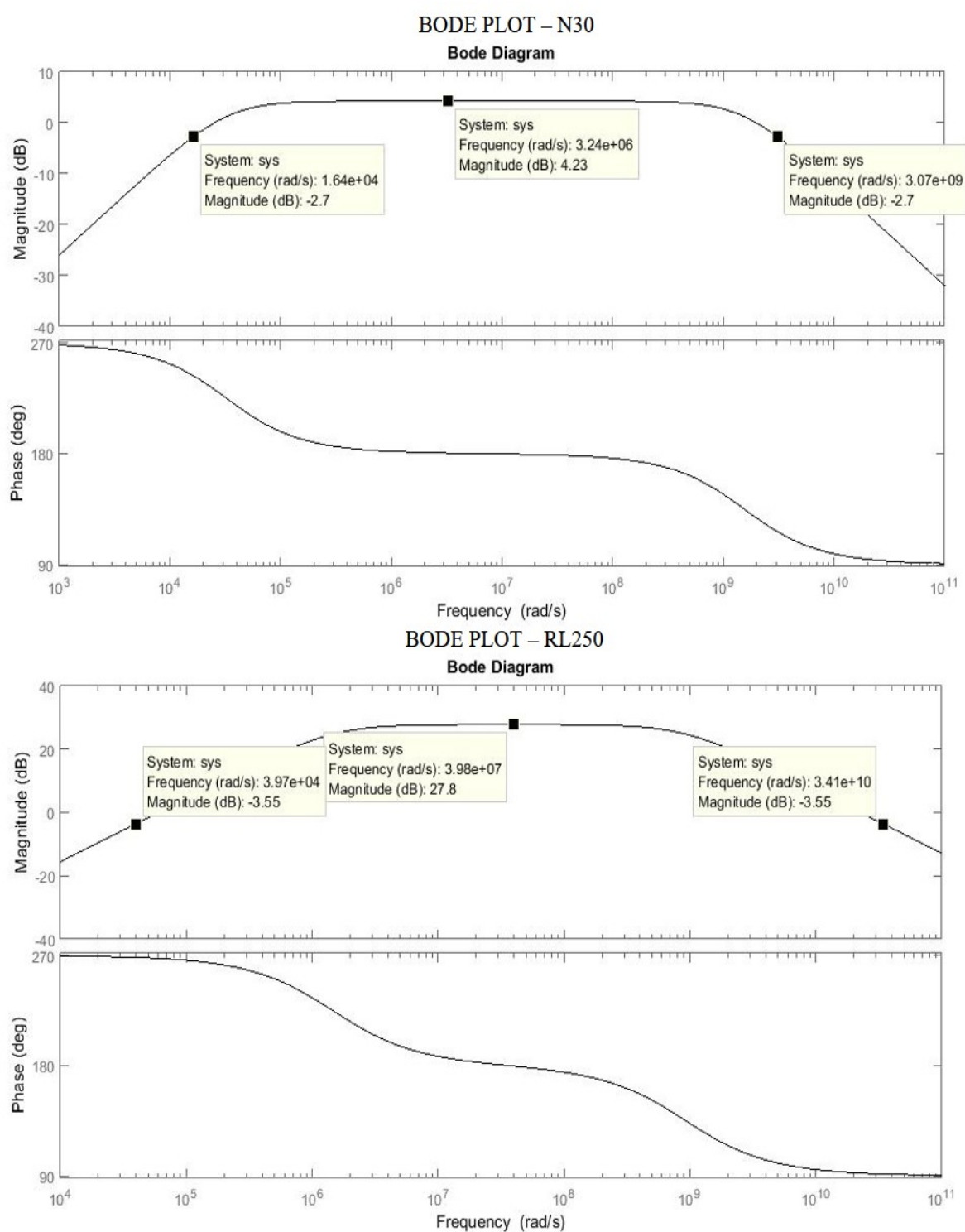


Figura 65: Respostas no domínio da frequência dos modelos N30 e RL250.

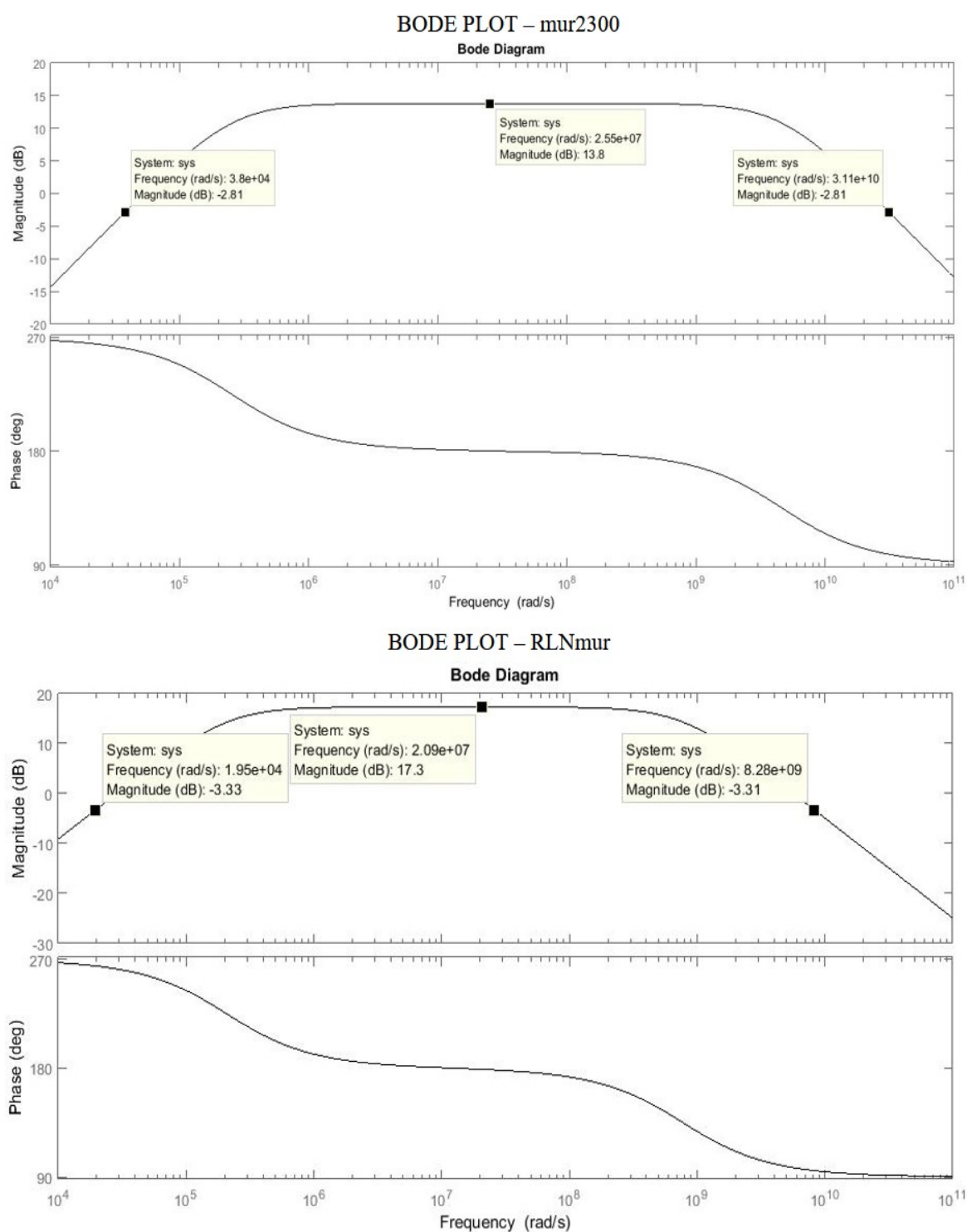


Figura 66: Respostas no domínio da frequência dos modelos mur2300 e RLNmur.

APÊNDICE B – DADOS COMPLETOS DA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DOS MODELOS

Tabela 18: Tabela de erro médio quadrático e correlação cruzada entre os modelos de TCAF.

Sinal	MSE					XCORR				
PD	PAD	mur2300	RL250	N30	RLNmur	PAD	mur2300	RL250	N30	RLNmur
- 60 dB	2.2459E+07	2.5236E+07	6.4563E+08	2.5211E+06	5.7180E+07	-2.6400E-02	1.9900E-02	-2.2000E-02	0.0554	0.0104
- 40 dB	1.8967E+05	2.5126E+05	4.5709E+06	2.2801E+04	4.0806E+05	7.5800E-02	-6.0900E-02	-2.4400E-02	0.0159	0.0577
- 20 dB	2.5632E+03	2.3991E+03	5.9757E+04	2.8574E+02	5.2785E+03	-3.2300E-02	-4.1200E-02	-2.9000E-03	-0.0198	-0.0247
- 6 dB	9.4284E+01	1.0072E+02	2.4014E+03	9.7435E+00	1.5870E+02	6.2400E-02	2.5000E-03	-1.5200E-02	0.0421	0.0242
- 3 dB	4.5893E+01	4.0449E+01	1.1318E+03	5.3943E+00	7.7862E+01	-1.7800E-02	8.8000E-03	6.5455E-04	0.0630	0.0055
3 dB	1.1967E+01	1.2469E+01	3.0583E+02	1.1098E+00	2.6470E+01	-4.1300E-02	-6.2000E-03	7.1000E-03	0.0478	-0.0281
6 dB	6.4862E+00	6.4124E+00	1.1994E+02	5.4060E-01	1.0586E+01	-3.2300E-02	-1.7500E-02	-2.4000E-03	-0.0276	0.0525
20 dB	2.1040E-01	2.2410E-01	6.2790E+00	2.8300E-02	5.3370E-01	8.3400E-02	2.7800E-02	3.2200E-02	0.0344	0.0303
40 dB	2.8000E-03	2.8000E-03	5.5700E-02	2.6122E-04	5.1000E-03	4.0500E-01	4.5950E-01	2.6990E-01	0.5692	0.4735
60 dB	4.6487E-04	4.7881E-04	9.4000E-03	1.7803E-05	1.3000E-03	8.7210E-01	8.8670E-01	6.1020E-01	0.9741	0.9131

APÊNDICE C – ALGORITMO DE SIMULAÇÃO E AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO

Listing C.1: Programa em Matlab de Simulação e Análise de Resposta ao Sinal Aplicado em Modelos de TCAF.

```

1 close all
2 clear all
3 clc
4
5 %% University of Campinas - Unicamp
6 %% School of Electrical and Computer Engineering - FEEC
7 %% Department of Communications - DECOM
8 %% Laboratory of Visual Communications - LCV
9 %% Author: Douglas Aguiar do Nascimento
10 %% Master's Thesis: "Uma Nova Abordagem em Modelagem e Simulacao de Sensor de Corrente ...
    Indutivo Aplicado a Medicao On-line de Descargas Parciais" or "A new approach in ...
    modelling and simulation of inductive current sensor applied to on-line measurement of ...
    partial discharges".
11
12 %Overall Settings
13 %command "digits(X)" - Change variable precision used (standard-> X=32)
14 %digits(64) - extend variable precision
15
16
17 %% ETAPA 1 - Geracao de Sinal e Adicao de Ruído
18 %%Pulse Generation: basead on Haghjoo, 2016 and Soltani, 2012.
19
20 R= 50; % Resistance
21 C= 20e-9; % % Capacitance
22 tau=R*C; % Circuit Time Constant (sam)
23 Fs=100/tau; %Sample rate(Hz): 100 x fRC.
24 Ts=1/Fs; %sample period (s);
25 Vco=1; % Capacitor initial Voltage at t=0
26 Tinit=0;
27 Tend=5*tau;
28 %Time=0:tau/10:5*tau; % Sampling Time
29 Time2=Tinit:Ts:Tend; % Sampling Time (discharging)
30 %Vc=Vco.*exp(Time./tau).*heaviside(Time);
31 %I=Vc/R;
32 Vc2=Vco.*exp(-Time2./tau);%Discrete-time function(discharging)
33 I2=Vc2/R; % valor do pulso de corrente aplicado ao sensor
34 %%Plotting the Result
35 %t=[Time,Time2];
36 %If=[I,I2];
37 figure
38 plot(Time2,I2,'.k')
```

```

39 hold on
40 grid off
41 xlabel('Tempo (s)')
42 ylabel('Amplitude (A)')
43
44 %% Applying Additive White Gaussian Noise
45 pd1=awgn(I2,-60);
46 pd2=awgn(I2,-40);
47 pd3=awgn(I2,-20);
48 pd4=awgn(I2,-6);
49 pd5=awgn(I2,-3);
50 pd6=awgn(I2,3);
51 pd7=awgn(I2,6);
52 pd8=awgn(I2,20);
53 pd9=awgn(I2,40);
54 pd10=awgn(I2,60);
55
56
57 %% Etapa 2 - Modelagem de Sensor
58 %% Geometric
59 % Characteristics of Toroidal Core: based on (Ye et al, 2014)
60 mr=2000; % Initial permeability (ferrite)
61 m0=4*pi*10^-7;
62 m=m0*mr;
63 do=0.1; % Outside diameter: 100 mm
64 ro=do/2; % Outside radius: 50 mm
65 di=0.065; % inside diameter: 65 mm
66 ri=di/2; % Inside radius: 34.50
67 h= 0.020; % Height 20 mm
68 Np=1; % Primary turns
69 N=10; % Secondary turns: 10 (5 - 20 loops)
70 dw=0.0005; %Diameter of coil (winding): 0.5 mm
71 rw=dw/2; %Winding Radius: 0.025 mm
72 %Based on (Gonen,2011):
73 r=ri+ro/2; %Radius of the sensor
74 lm=2*pi*r; %length of the average flux path
75
76 rc=(ro-ri)/2; %radius of the core
77 drc=rc*2;
78 Ac=pi*rc^2; %cross-sectional area perpendicular to the flux
79 pw=rc; %length of pitch was same rc (by Douglas)
80
81 %% Mutual Inductance
82 %Based on Hu et al, 2017:
83 Mc=N^2*m0*mr*Ac/lm % mutual inductance [H]
84 Rm=lm/(m*Ac); % magnetic core reluctance [Ohm]
85
86 %% Secondary Winding Resistance
87 %Based on Kutt (2012) - medium frequency model as wire DC resistance
88 Rl=50 %Usual 50 Ohm output load
89
90 rho=1.68*10^-8; % resistivity of cooper [ohm.m]
91 Aw=pi*rc^2; %cross-section area of the coil wire
92 lc=2*pi*rc; %single turn length (Kutt, 2011, eq.4.9)
93 lw=lc*N; %N-turns winding length
94 Rs= rho*lw/Aw %Amna (2016) - 21.44 to 85.76 mOhm
95 %Rs=50*10^-3 % Rs Setting Test

```



```

96
97 %% Secondary Leakage Inductance
98 % Amna, Khayam (2016) and Ye (2014): Value: 57 - 228 uH
99
100 % Kutt(2011) method (circular coil):
101 Lloop=m0*rc*(log(8*rc/rw)-2); % single turn inductance and for rw<<rc
102 Ls=N^2*Lloop % sensor inductance by multi turn coil
103 %Ls=10*10^-6 % Ls Setting Test
104
105 %% Parasitic Secondary Loading Capacitance
106 % Stray capacitance: up to 100 pF , Amna, Khayam (2016)
107
108 %Using analytical approach (Kutt,2011):
109 e0=8.854*10^-12; %absolute permittivity
110 er=1; %relative permittivity(air)
111 e=e0*er;
112 Cs=lw*pi*e/(acosh(pw/(2*rw)))
113 %Cs=10000*10^-12 % Cs Setting Test
114
115
116 %% Transfer Function
117 num=[-Mc*(Np/N)*Rl 0];
118 den=[Rl*Cs*(Ls+Mc) Ls+Rl*Rs*Cs+Mc Rl+Rs];
119 %Obtaining TF
120 sys=tf(num,den)
121 %Zeros and poles of TF
122 rz=roots(num)
123 rp=roots(den)
124
125 %Get bode plot
126
127 %figure
128 %bode(sys)
129 %https://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_4.html
130
131 figure
132 h = bodeplot(sys,'-k');
133 p = getoptions(h);
134 p.FreqUnits = 'Hz';
135 setoptions(h,p);
136
137
138 %% Etapa 2 - Analise de Resposta dos Modelos
139
140 %Root locus
141 figure
142 rlocus(sys)
143
144 %Step response
145 figure
146 step(sys,'-k') %Step Response
147
148 figure
149 impulse(sys,'-k') %Impulse Response
150
151 disp('Teste MSE entre I2 e I2:')
152 error=immse(I2',I2')

```

```

153
154
155 disp('Valores MSE entre resposta RESP e I2:')
156 %response to noise-free PD
157 t=Time2; %same than Time2
158 figure
159 lsim(sys,I2,t);
160 resp=lsim(sys,I2,t);
161 errorPD=immse(-resp,I2')
162
163
164 %% Etapa 3 - Avaliacao de Desempenho
165
166 % RESPOSTA DO MODELO AOS SINAIS RUIDOSOS PD1 a PD10
167 figure
168 lsim(sys,pd1,t)
169 resp1=lsim(sys,pd1,t);
170
171 figure
172 lsim(sys,pd2,t)
173 resp2=lsim(sys,pd2,t);
174
175 figure
176 lsim(sys,pd3,t)
177 resp3=lsim(sys,pd3,t);
178
179 figure
180 lsim(sys,pd4,t)
181 resp4=lsim(sys,pd4,t);
182
183 figure
184 lsim(sys,pd5,t)
185 resp5=lsim(sys,pd5,t);
186
187 figure
188 lsim(sys,pd6,t)
189 resp6=lsim(sys,pd6,t);
190
191 figure
192 lsim(sys,pd7,t)
193 resp7=lsim(sys,pd7,t);
194
195 figure
196 lsim(sys,pd8,t)
197 resp8=lsim(sys,pd8,t);
198
199 figure
200 lsim(sys,pd9,t);
201 resp9=lsim(sys,pd9,t);
202
203 figure
204 lsim(sys,pd10,t);
205 resp10=lsim(sys,pd10,t);
206
207
208 % CALCULO DO MSE
209 disp('Valores MSE erros:')

```

```
210 error1=immse(-resp1,I2')
211 error2=immse(-resp2,I2')
212 error3=immse(-resp3,I2')
213 error4=immse(-resp4,I2')
214 error5=immse(-resp5,I2')
215 error6=immse(-resp6,I2')
216 error7=immse(-resp7,I2')
217 error8=immse(-resp8,I2')
218 error9=immse(-resp9,I2')
219 error10=immse(-resp10,I2')
220
221 %CALCULO DO XCORR
222 disp('Valor XCorr I2,I2:')
223 XC=xcorr(I2,I2,0,'coeff')
224
225
226 disp('Valores XCorr RESP a PD:')
227 XC1 = xcorr(-resp1,I2',0,'coeff')
228 XC2= xcorr(-resp2,I2',0,'coeff')
229 XC3= xcorr(-resp3,I2',0,'coeff')
230 XC4= xcorr(-resp4,I2',0,'coeff')
231 XC5 = xcorr(-resp5,I2',0,'coeff')
232 XC6= xcorr(-resp6,I2',0,'coeff')
233 XC7= xcorr(-resp7,I2',0,'coeff')
234 XC8=xcorr(-resp8,I2',0,'coeff')
235 XC9=xcorr(-resp9,I2',0,'coeff')
236 XC10=xcorr(-resp10,I2',0,'coeff')
```