

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Tese de Doutorado

*Novo Método para Monitoramento e Localização de Fontes de
Descargas Parciais em Transformadores de Potência Utilizando
Medições e Simulações UHF*

Luiz Augusto Medeiros Martins Nobrega

Campina Grande - Paraíba - Brasil

Março de 2019

Luiz Augusto Medeiros Martins Nobrega

Novo Método para Monitoramento e Localização de Fontes de Descargas Parciais em Transformadores de Potência Utilizando Medições e Simulações UHF

Tese de doutorado apresentada à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande, em cumprimento às exigências para obtenção do grau de doutor em ciências no domínio da engenharia elétrica.

Edson Guedes da Costa, D. Sc.
Orientador

Alexandre Jean René Serres, D. Sc.
Orientador

Campina Grande - Paraíba - Brasil

Março de 2019

N754n Nobrega, Luiz Augusto Medeiros Martins
Novo método para monitoramento e localização de fontes de descargas parciais em transformadores de potência utilizando medições e simulações UHF / Luiz Augusto Medeiros Martins Nobrega. – Campina Grande, 2019.
142 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Edson Guedes da Costa, Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres".

Referências.

1. Descargas parciais. 2. Formas bioinspiradas. 3. Transformadores de potências. 4. UHF. 5. Sensores. 6. Monitoramento. 7. Localização. 8. Algoritmo de enxame de partículas binário. I. Costa, Edson Guedes da. II. Serres, Alexandre Jean René. Título.

CDU 621.314(043)

**"NOVO MÉTODO PARA MONITORAMENTO E LOCALIZAÇÃO DE FONTES DE
DESCARGAS PARCIAIS EM TRANSFORMADORES DE POTÊNCIA UTILIZANDO
MEDIÇÕES E SIMULAÇÕES UHF"**

LUIZ AUGUSTO MEDEIROS MARTINS NÓBREGA

TESE APROVADA EM 18/03/2019

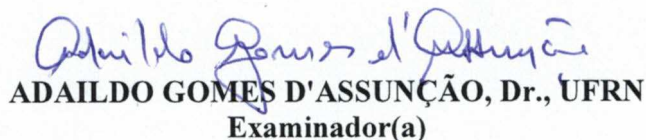


EDSON GUEDES DA COSTA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)

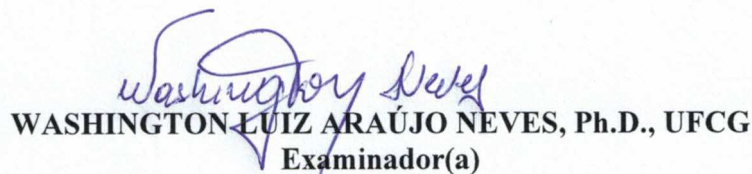


ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, Dr., UFCG
Orientador(a)

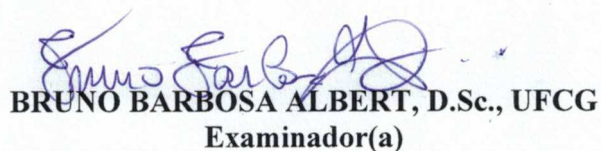
RUY ALBERTO CORREA ALTAFIM, Dr., USP-São Carlos
Examinador(a)



ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Dr., UFRN
Examinador(a)



WASHINGTON LUIZ ARAÚJO NEVES, Ph.D., UFCG
Examinador(a)



BRUNO BARBOSA ALBERT, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

Ao único e sábio Deus seja dada Glória, por intermédio de Jesus Cristo, para todo o sempre.

Não há um único centímetro quadrado, em todos os domínios de nossa existência, sobre os quais Cristo, que é soberano sobre tudo, não clame: É meu!

(Abraham Kuyper)

Resumo

Nesta pesquisa é apresentado um método para monitoramento e localização de fontes de descargas parciais (DP) em transformadores de potência mediante medição das ondas eletromagnéticas geradas pelas DP. Duas contribuições são apresentadas. A primeira é o desenvolvimento de um sensor UHF para medição de DP mediante adaptação em janelas dielétricas no tanque de transformadores de potência. Para este propósito, uma antena microfita bio-inspirada foi projetada. A forma do elemento irradiante da antena foi baseada na folha da planta *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill. Desse modo, obteve-se um aumento da largura de banda com uma redução na área da antena de modo a esta ser compatível com as dimensões necessárias para instalação em janelas dielétricas de transformadores. A alimentação da antena foi realizada por linha de microfita e o plano de terra truncado ao longo do comprimento da linha de transmissão, a fim de aumentar a largura de banda da antena. Em seguida, a antena de microfita foi encapsulada em resina epóxi de 20 mm de espessura para conferir à antena proteção anti-corrosão, rigidez mecânica, tolerância a altas temperaturas e elevação de vida útil. Além disso, uma blindagem em alumínio foi produzida para proteção contra interferências externas e permitir a fixação no tanque do transformador de potência. Para verificar os parâmetros elétricos do sensor desenvolvido, foram realizadas medições do ganho e do coeficiente de reflexão em uma câmara anecoica. A sensibilidade do sensor para detecção de DP foi comparada com o método padrão da IEC 60270. Para este propósito, ensaios experimentais foram realizados em um arranjo composto de um conjunto de eletrodos ponta-plano e um disco de poliamida (PA) imersos em óleo. Desse modo, foi possível produzir sinais de DP semelhantes aos que poderiam ser gerados em transformadores reais. A segunda contribuição desta tese é a proposição de um algoritmo para a localização espacial da fonte de DP em transformadores de potência. O algoritmo proposto neste trabalho possui maior precisão do que os métodos já existentes por contemplar os efeitos das reflexões, refrações e difrações que o sinal UHF sofre dentro do tanque do equipamento. O método utiliza simulações computacionais da propagação das ondas eletromagnéticas geradas pelas DP, obtendo o atraso de propagação do sinal a partir de cada ponto no espaço tridimensional até os sensores UHF. Os sinais calculados computacionalmente são comparados com os sinais medidos em campo, de modo que a posição indicada para a fonte de DP é a que o atraso de propagação simulado melhor se aproxima dos dados medidos. As equações do método são definidas como um problema de otimização tridimensional, a qual uti-

liza o algoritmo de otimização por enxame de partículas binário para minimização da função objetivo do algoritmo. Os resultados da pesquisa demonstram que o sensor UHF apresentou sensibilidade para níveis de DP acima de 35 pC, dimensão final de 260 x 260 x 150 mm e largura de banda de 772 MHz a 1272 MHz. Também foi testado o algoritmo de localização da fonte de DP e demonstrada a sua efetividade em ambiente computacional.

Palavras-chaves: Descargas parciais, formas bioinspiradas, transformadores de potência, UHF, sensores, monitoramento, localização, algoritmo de enxame de partículas binário.

Abstract

This research presents a method for monitoring and location of partial discharges (PD) sources in power transformers based on the electromagnetic waves radiated by the PD pulse. Two contributions are presented. The first one is the development of a UHF sensor for PD measurement through adaptation on dielectric windows of power transformers. For this purpose, a bio-inspired microstrip antenna was designed with the ground plane truncated along the length of the transmission line. The shape of the patch antenna was based on the leaf of the *Jatropha mollissima (Pohl) Baill* plant. Thus, an increase of the bandwidth was obtained with a reduction in the antenna area within the dimensions required for the installation in the dielectric window of power transformers. Then, the microstrip antenna was encapsulated in epoxy resins with a thickness of 20 mm to provide protection against corrosion, mechanical support, and a lifetime compatibility with power transformers. Besides that, an aluminum enclosure was produced to protect against external interference and allow the sensor to be attached on the power transformer tank. In order to verify the electrical parameters of the developed sensor, measurements of the gain and the reflection coefficient were performed in an anechoic chamber. Lastly, the antenna sensitivity for PD detection was compared with the IEC 60270 standard method. For this purpose, simultaneous tests were carried out in a PD generator setup, composed of an oil cell with needle-plane electrodes. In this way, PD signals were produced with values similar to those that could be generated in real transformers. The second contribution of this thesis is the proposition of an algorithm for the location of the PD sources in power transformers. The algorithm proposed in this work is more accurate than the existing methods because it contemplates the effects of the reflection, refractions and diffractions that the UHF signal suffers within the equipment tank. The method uses computational simulations of the electromagnetic waves generated by PD, obtaining the time delay of the signal from each point in the three-dimensional space until the UHF sensors. The signals calculated computationally are compared with the signals measured in the field, so that the indicated position for the PD source is that the simulated propagation delay best approaches the measured data. The equations of the method are defined as a three-dimensional optimization problem, so that the particle swarm optimization algorithm was used. The experimental tests demonstrated the effectiveness of the sensor for detection of PD signals with apparent charge values higher than 35 Pc. The sensor presented a final dimension of 260 x 260 x 150 mm and bandwidth of 772 MHz to 1272 MHz.

It was also tested the PD source localization algorithm and demonstrated its effectiveness in a computational environment.

Keywords: Partial discharges, bio-inspired, power transformes, UHF, sensors, monitoring, localization, particle swarm optimization.

Lista de Figuras

2.1	Técnicas de monitoramento de transformadores.	14
2.2	Principais técnicas para monitoramento de DP em transformadores.	15
2.3	Arranjo de medição apresentado na norma IEC 60270 (2000).	15
2.4	Coordenadas e zonas de falhas no triângulo de Duval.	18
2.5	Modelo de propagação de ondas ultra-sônicas em transformador.	20
2.6	Propagação de ondas ultra-sônicas em transformador.	20
2.7	Propagação de ondas eletromagnéticas em transformador.	22
2.8	Sensor UHF do tipo janela e esquema de montagem no tanque de um transformador.	23
2.9	Transformador de 90 MVA equipado com janela dielétrica.	24
2.10	Sensor UHF montado no tanque de um transformador de 360 MVA.	24
2.11	Sensor UHF sonda portátil instalado através da válvula de óleo de transformadores de (a) 380 kV e (b) 110 kV.	25
2.12	Sinal UHF com composição de múltiplas ondas.	27
2.13	Exemplo de cálculo do caminho de propagação da onda eletromagnética a partir do método geométrico.	29
2.14	Indicação de um oitavo dos nós vizinhos a serem selecionados como o próximo nó de uma rota.	30
2.15	Rota de uma possível fonte de DP para o sensor. Em vermelho é apresentado a rota em fase inicial. Em azul é apresentado a rota após processo de otimização.	32
2.16	Zonas de irradiação de uma antena.	34
2.17	Diagrama de irradiação de uma antena. (a) campo normalizado tridimensional; (b) campo normalizado bidimensional; (c) diagrama de energia (em decibéis).	36
2.18	Largura de feixe da antena.	37
2.19	Terminais de referência da antena.	38
2.20	Esquemático representativo para a medição de ganho proposto por Friis.	39
3.1	Comparação de sinais UHF medidos e simulados com a sonda localizada a três distâncias da sonda fonte: (a) 0,9 m de separação, (b) 1,2 m de separação, e (c) 1,5 m de separação entre a fonte e o sensor.	45

3.2	Esquema de uma célula TEM para calibração de sensores UHF.	45
3.3	Esquema de uma célula GTEM para calibração de sensores UHF.	46
3.4	Atenuação da irradiação de DP em GIS devido a (a) espaçadores e (b) conexões T e L.	48
3.5	Sensor UHF desenvolvido por Judd <i>et al.</i> (1999). (a) Detalhe esquemático do sensor UHF. (b) Sensor UHF no transformador.	50
3.6	Esquema de montagem de um sensor UHF do tipo janela no tanque de um transformador.	51
3.7	Energia acumulada para um par de sinais UHF.	52
3.8	Mapeamento 3D de sinais.	52
3.9	Sensor UHF externo montado em transformadores de: (a) 150 kV, (b) 275 kV, (c) 275/33 kV e (d) 1000 MVA - 400/275 kV.	53
3.10	Transformador de 90 MVA equipada com janela dielétrica.	54
3.11	Fotografia de um sensor UHF sonda portátil instalado através da válvula de óleo de transformadores de 200 MVA e 380/220 kV.	55
3.12	Sinal UHF de DP medido em um transformador monofásico de 200 MVA e 380/220 kV: (a) sinal no tempo obtido sem amplificação, (b) espectro de frequência correspondente.	55
3.13	Sensor UHF sonda portátil instalado através da válvula de óleo de transformadores de (a) 1500 MVA e (b) 120 MVA.	56
3.14	Vista frontal do transformador com a indicação das posições dos sensores UHF (as posições n.º 17 a 27 estavam na parte traseira do transformador).	57
3.15	(a) Indicação da amplitude máxima dos sinais recebidos em diferentes posições no transformador (a) . (b) Atenuação dos sinais em função da distância entre a fonte emissora e o sensor UHF.	58
3.16	Fotografia de um sensor UHF montado no tanque de um transformador de 360 MVA.	59
3.17	Posicionamento das fontes de DP e dos sensores no transformador.	61
3.18	Exemplo de um sinal UHF medido e simulado. (a) Sinais obtidos para uma janela de tempo de 800 ns. (b) Ampliação das formas de onda nos primeiros 50 ns.	64
3.19	Tempos de propagação dos sinais UHF obtidas mediante simulação, medição e cálculos teóricos.	65

4.1	(a) Fotografia da folha da planta <i>Jatropha mollissima</i> (Pohl) Baill.(b) Antena bioinspirada projetada.	70
4.2	Arranjo experimental para verificação do efeito da blindagem eletromagnética sobre a antena.	71
4.3	Componentes e montagem do sensor UHF. (a) Elemento irradiante da antena bioinspirada. (b) Plano de terra, no verso da antena. (c) Blindagem do sensor em alumínio. (d) Montagem completa do sensor.	72
4.4	Procedimento para calibração do sensor UHF.	73
4.5	Arranjo para medição do ganho do sensor UHF.	74
4.6	Arranjo de medição para detecção de DP.	75
4.7	Fotografia do arranjo de medição montado.	76
4.8	Fotografia dos eletrodos utilizados para produção de DP.	76
4.9	Monitorando UHF de DP.	77
4.10	Modelo numérico do transformador.	77
4.11	Fluxograma da metodologia proposta para a construção do modelo discreto de propagação do transformador.	79
4.12	Impulso gaussiano simulado.	81
4.13	Corte transversal do transformador com a posição do sensor e dos defeitos nas seis simulações.	83
4.14	Posição dos defeitos simulados. (a) Vista superior do transformador simulado. (b) Vista frontal do transformador simulado.	84
4.15	Fotografia do modelo utilizado para teste do algoritmo de localização.	85
5.1	Coeficiente de reflexão da antena bioinspirada.	87
5.2	Diagrama de irradiação da antena: (a) 487 MHz; (b) 992 MHz; (c) 1497 MHz.	88
5.3	Ganho 3D da antena: (a) 487 MHz; (b) 992 MHz; (c) 1497 MHz.	88
5.4	Efeito da blindagem eletromagnética sobre o coeficiente de reflexão da antena bioinspirada.	89
5.5	Coeficiente de reflexão no sensor UHF.	90
5.6	Ganho medido no sensor UHF.	91
5.7	Gráfico de correlação entre o sinal detectado pelo sensor UHF e pelo método padrão da IEC 60270, a uma distância de 1 m entre o sensor UHF e a fonte de DP.	92
5.8	Comparação entre o sinal de DP detectado pelo (a) sensor UHF e (b) pelo padrão IEC 60270.	93

5.9	Propagação do campo elétrico da irradiação da DP no instante de tempo 12,8 ns. (a) Propagação sem o núcleo e o enrolamento do transformador. (b) Propagação com o núcleo e o enrolamento do transformador.	94
5.10	Efeito das estruturas do transformador no tempo de trânsito da irradiação.	95
5.11	Representação espacial do tempo de propagação do sinal até um sensor localizado na lateral esquerda do tanque do equipamento. (a) Corte longitudinal ao longo do eixo central do transformador. (b) Corte horizontal ao longo do eixo central do transformador.	97
5.12	Sinais obtidos nos sensores UHF simulados.	98
5.13	Resultados do algoritmo de localização. (a) Defeito na posição 1. (b) Defeito na posição 2. (c) Defeito na posição 3. (d) Defeito na posição 4. (e) Defeito na posição 5. (f) Defeito na posição 6.	100

Lista de Tabelas

1.1	Porcentagem de falhas em componentes de transformadores obtidos a partir de relatório publicado pelo Cigré.	2
1.2	Porcentagem de falhas em componentes de transformadores de potência da Eskom na África do Sul.	3
3.1	Comparativo das contribuições de diversos autores.	66
3.1	Comparativo das contribuições de diversos autores (<i>continuação</i>).	67
4.1	Características construtivas do transformador modelado.	80
4.2	Posição dos sensores e da fonte de DP.	85
5.1	Resultados obtidos a partir do algoritmo de localização.	99

Lista de Abreviaturas

3D	Tridimensional
AGD	Análise de gases dissolvidos
BW	Largura de banda (<i>bandwidth</i>)
C_2H_2	Acetileno
C_2H_4	Etileno
C_2H_6	Etano
CH_4	Metano
CO	Monóxido de carbono
CO_2	Dióxido de carbono
dB	Decibéis
DP	Descargas parciais
FNBW	Largura de feixe entre nulos (<i>First Null Beamwidth</i>)
GIS	Subestações isoladas a gás (<i>Gás Insulated Substation</i>)
GTEM	Gigahertz Transversal Eletromagnética
H_2	Hidrogênio
HPBW	Largura de feixe de meia potência (<i>Half Power Beamwidth</i>)
HFSS	Simulador de Estrutura de Alta Frequência (<i>High Frequency Structure Simulator</i>)
N_2	Nitrogênio
O_2	Oxigênio
PA	Poliamida
PRPD	Padrões em função da tensão aplicada (<i>Phase Resolved Partial Discharge</i>)
PTFE	Politetrafluoretileno
TDOA	Diferença no tempo de chegada (<i>time difference of arrival</i>)
TEM	Transversal Eletromagnética
UHF	Ultra alta frequência (<i>Ultra High Frequency</i>)
VNA	Analisador de rede vetorial (<i>vector network analyzer</i>)
VSWR	Taxa de onda estacionária de tensão (<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>)

Lista de Símbolos

λ	comprimento de onda
Γ	coeficiente de reflexão
\vec{a}	versor de polarização da antena
C_a	capacitor de acoplamento
CO	descargas corona
CX	cabo coaxial
D	diretividade
$D1$	descargas de baixa energia
$D2$	descargas de alta energia
e_0	eficiência total da antena
e_c	eficiência condutiva
e_d	eficiência dielétrica
f	frequência
f_L	frequência de ressonância
G	ganho
h	espessura do substrato dielétrico
h_e	altura efetiva da antena
IM	instrumento de medição
p	perímetro
P_{irrad}	potência total irradiada pela antena
P	potência medida
q	carga aparente
$T1$	falha térmica menor que 300°C
$T2$	falha térmica entre 300°C e 700°C
$T3$	falha térmica maior que 700°C

t_i	tempo de propagação para o sensor i
t_{ij}	diferença de tempo de chegada entre o sensor i e j
U	tensão alternada
I	intensidade de irradiação
I_0	irradiação média em todas as direções
W	largura da microfita
v_e	velocidade de propagação
Z	impedância
Z_0	impedância característica da linha de transmissão
Z_{in}	impedância de entrada da antena
Z_m	impedância de medição

Sumário

Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xv
Lista de Abreviaturas	xvi
Lista de Símbolos	xviii
1 Introdução	1
1.1 Relevância	3
1.2 Motivação	5
1.3 Objetivos	7
1.4 Contribuições	8
1.5 Publicações	9
1.6 Organização do Trabalho	11
2 Fundamentação Teórica	12
2.1 O Fenômeno de Descargas Parciais	12
2.2 Técnicas de Monitoramento de DP em Transformadores de Potência	13
2.2.1 Método Elétrico Definido na Norma IEC 60270	15
2.2.2 Análise de Gases Dissolvidos	17
2.2.3 Método Acústico	19
2.2.4 Método Eletromagnético	21
2.2.4.1 Sensores Externos do Tipo Janela	22
2.2.4.2 Sensores Internos	24
2.2.4.3 Sensores Sonda Portátil	25

2.3	Métodos de Localização de Fontes de DP	25
2.3.1	Localização por Equações de Distância	26
2.3.2	Localização pelo Menor Caminho de Propagação	27
2.3.2.1	Princípio de Fermat	27
2.3.2.2	Representação do Transformador	28
2.3.2.3	Cálculo do Tempo de Propagação	28
2.3.3	Considerações	32
2.4	Principais Parâmetros Avaliados no Estudo de Antenas	33
2.4.1	Campos de uma Antena	34
2.4.2	Diagrama de Irradiação	35
2.4.3	Largura de Feixe	36
2.4.4	Diretividade e Ganho	37
2.4.5	Impedância de Entrada	39
2.4.5.1	VSWR	40
2.4.5.2	Perda de Retorno	40
2.4.6	Largura de Banda	40
2.4.7	Altura Efetiva	41
3	Detecção UHF de Descargas Parciais: de GIS a Transformadores	42
3.1	Medições UHF de Descargas Parciais em GIS	42
3.2	Medições UHF de Descargas Parciais em Transformadores	48
3.3	Resumo das Contribuições dos Trabalhos Pesquisados	65
4	Material e Métodos Desenvolvidos	68
4.1	Projeto do Sensor UHF	68
4.1.1	Antena Bioinspirada	68
4.1.2	Interferência Eletromagnética	70
4.1.3	Montagem Final	71
4.1.4	Testes Experimentais	72
4.1.4.1	Parâmetros Elétricos	73
4.1.4.2	Medição de DP	74
4.2	Algoritmo de Localização	76

4.2.1	Formalização	76
4.2.2	Teste do Algoritmo de Localização em Ambiente Computacional . . .	79
4.2.2.1	Representação Gráfica do Transformador	80
4.2.2.2	Modelagem no CST Microwave	80
4.2.2.3	Avaliação dos Efeitos de Reflexão, Refração e Difração no Transformador	82
4.2.2.4	Teste do Algoritmo de Localização da Fonte de DP	83
5	Resultados	87
5.1	Sensor UHF	87
5.1.1	Antena de Microfita	87
5.1.2	Interferência Eletromagnética	89
5.1.3	Testes Experimentais	90
5.1.3.1	Parâmetros Elétricos	90
5.1.4	Medição de DP	91
5.2	Simulação da Propagação UHF no Transformador	93
5.3	Teste Computacional do Algoritmo de Localização da Fonte de DP	96
5.3.1	Construção do Modelo Discreto do Transformador	96
5.3.2	Simulação da Resposta dos Sensores UHF	98
5.3.3	Localização da Fonte da DP	99
5.4	Considerações Finais	101
6	Conclusões	104
6.1	Trabalhos Futuros	106
A	Design and Development of a Bio-Inspired UHF Sensor for Partial Discharge Detection in Power Transformers	107
B	Design and Application of a Circular Printed Monopole Antenna in Partial Discharge Detection	124
	Referências	133

Capítulo 1

Introdução

Os transformadores de potência são utilizados para alterar níveis de tensão a fim de atender aos requisitos dos sistemas de transmissão e distribuição de energia e constituem alguns dos ativos mais caros e importantes do sistema elétrico de potência. Embora os transformadores sejam projetados para resistir a ambientes severos e condições operacionais extremas, ainda assim o equipamento está sujeito a processos de envelhecimento que afetam várias de suas partes, especialmente o sistema de isolamento do enrolamento. Geralmente, após acentuado processo de envelhecimento, falhas operacionais ocorrem no momento em que o sistema de isolamento não é mais capaz de suportar severas condições externas, tais como descargas atmosféricas, sobretensões transitórias e curto-circuitos. Desse modo, à medida que os transformadores envelhecem, a probabilidade de falha elétrica aumenta. Essas falhas podem provocar longos desligamentos no sistema elétrico, com consequente custo de manutenção corretiva, interrupção da atividade econômica, imposição de multas regulatórias, entre outros efeitos indesejáveis. Por isso, a operação confiável desse ativo é fundamental para a confiabilidade do sistema, tornando-se um objetivo comercial das empresas de geração, transmissão e distribuição.

Segundo um levantamento publicado pelo [Cigré \(1983\)](#), cerca de 31% das falhas em transformadores de potência são de origem dielétrica, sendo inferior apenas às falhas mecânicas (que representam 51% dos casos). As possíveis causas de falhas dielétricas incluem danos de isolamento causados por sobretensões e sobrecorrentes, defeitos de fabricação ou deterioração por processos naturais de envelhecimento. Com base nesse relatório publicado pelo Cigré, foram identificados os componentes que mais causam falhas em transformadores, conforme mostrado na Tabela 1.1. Observa-se que falhas nos enrolamentos do transformador contribuem com 29% de todas as falhas em serviço, sendo o fator mais predominante.

Tabela 1.1 – Porcentagem de falhas em componentes de transformadores obtidos a partir de relatório publicado pelo Cigré.

Componente	Taxa de Falha
Enrolamento	29%
Terminais	29%
Comutador sob carga	13%
Circuito Magnético	11%
Tanque	13%
Óleo	13%

Fonte: extraído de [White \(1998\)](#).

Além dos estudos publicados pelo Cigré, algumas concessionárias realizaram levantamentos estatísticos de falhas em transformadores. Na Alemanha, uma concessionária realizou um estudo de falhas em sua população de transformadores, observando que a taxa de falha aumenta exponencialmente a partir dos 27 anos de utilização do equipamento. Segundo o relatório, 35% das falhas foram ocasionadas por problemas no enrolamento ([GOCKENBACH; BORSI, 2008](#)). Na África do Sul, durante os anos de 1996 a 2006, uma concessionária também realizou estudo semelhante ([JAGERS *et al.*, 2007](#)). Nesse caso, é relatado que as falhas em transformadores começam no início da vida do equipamento, com periodicidade relativamente constante até os 25 anos, o que indica prováveis problemas de projeto ou fabricação. Após os 25 anos as taxas de falhas aumentam drasticamente com a idade, sendo atribuídas principalmente ao envelhecimento do transformador. Esse relatório também fornece informações sobre a porcentagem de cada componente em transformadores de potência que causaram falhas nessa concessionária da África do Sul, conforme mostrado na Tabela 1.2. Segundo o relatório, o enrolamento contribuiu com 16% das falhas totais em aproximadamente 2700 transformadores de potência instalados na rede de transmissão durante um período de dez anos.

Tabela 1.2 – Porcentagem de falhas em componentes de transformadores de potência da Eskom na África do Sul.

Componente	Taxa de Falha
Enrolamento	16%
Buchas	31%
Comutador sob carga	34%
Núcleo	2%
Tanque	13%
Óleo	13%
Circuitos Auxiliares	6%

Fonte: extraído de *Jagers et al. (2007)*.

Com base nos dados apresentados, é possível verificar que as falhas dielétricas, notadamente aquelas ocorridas nos enrolamentos, são responsáveis por parte significativa das falhas em transformadores de potência. Essas falhas dielétricas, por sua vez, podem ser associadas ao surgimento de pequenas descargas internas que curto circuitam parte do isolamento, as denominadas descargas parciais (DP), que, embora inicialmente possam ser de pequena magnitude, é por natureza um processo evolutivo que provoca decomposição química e erosão de material. Se deixada sem controle, a área danificada pode crescer e provocar uma descarga disruptiva. Por isso, danos no isolamento de um transformador de potência devem ser reconhecidos ainda no seu estágio inicial, sendo a detecção de DP o método mais comumente utilizado para esta finalidade.

1.1 Relevância

O processo de manutenção de transformadores de potência tradicionalmente consiste na manutenção programada baseada no tempo de operação. Entretanto, o método tradicional tem sido substituído por técnicas de monitoramento preditivo que estão crescendo em termos de uso e confiabilidade. O monitoramento fornece informações atualizadas da condição operativa dos transformadores para que interrupções e falhas possam ser prevenidas.

Dentre os métodos de monitoramento de DP em transformadores, os principais são

o método elétrico, definido pela [IEC 60270 \(2000\)](#), e a análise de gases dissolvidos (AGD). O método elétrico possui a vantagem de ser padronizado, reprodutível e calibrável. Desse modo, é utilizado como teste de aceitação em ensaios de tipo e rotina. Contudo, a sua utilização necessita de um capacitor de acoplamento ligado em paralelo com o equipamento a ser ensaiado, o que torna complexa a utilização do método em campo, em virtude dos altos níveis de tensão do sistema elétrico de potência e limitações físicas (tais como peso, tamanho, espaço disponível e dificuldades de instalação). Por isso o método geralmente é utilizado na detecção *off-line* de DP.

O método AGD, por outro lado, é largamente utilizado para monitoramento de rotina em transformadores em serviço. Além disso, nos últimos anos têm sido desenvolvidas novas técnicas baseadas em sensores químicos, com perspectivas de monitoramento em tempo real ([SUN *et al.*, 2017](#)). No entanto, os resultados da AGD por si só não podem indicar a localização das DP e normalmente são utilizados como indicador para utilização de outras técnicas de diagnóstico mais detalhadas.

Dentre os métodos alternativos para monitoramento de DP, destacam-se dois: a detecção acústica da DP e a medição da irradiação da DP na faixa de ultra alta frequência (do inglês: *ultra high frequency*, UHF). Ambos os métodos permitem a detecção, classificação e localização do defeito, utilizando quatro ou mais sensores.

A detecção acústica utiliza sensores para medir as variações de pressão causadas pela propagação da onda sonora provocada pela DP. Esse método é particularmente interessante porque é minimamente invasivo, de tal modo que os sensores podem ser instalados na superfície do tanque do transformador, não necessitando de nenhuma adaptação para a sua utilização. Contudo, o método acústico possui baixa sensibilidade para defeitos internos ao enrolamento quando monitorados por sensores piezoelétricos instalados no tanque do transformador ([QIAN *et al.*, 2018](#); [RAJA; FLORIBERT, 2002](#)). Em alguns casos, se faz necessário que os sensores acústicos sejam posicionados no tanque próximo ao defeito a ser detectado ([RAJA; FLORIBERT, 2002](#)) ou que sejam utilizados sensores acústicos a base de fibra ótica, instalados junto ao enrolamento do equipamento ([QIAN *et al.*, 2018](#); [QIAN *et al.*, 2016](#)). De modo geral, pesquisas têm mostrado que o método acústico é menos sensível que o método UHF ([MARKALOUS *et al.*, 2008](#); [RAJA; FLORIBERT, 2002](#); [Task Force 15/33.03.05, 1999](#)).

A medição UHF foi utilizada, inicialmente, para diagnóstico de subestações isoladas a gás (do inglês: *Gás Insulated Substation*, GIS), tornando-se um meio economicamente viável de monitoramento *online* para medição de DP. Em virtude da consolidação do uso em GIS, particularmente devido à boa imunidade ao ruído externo e possibilidade da localização de defeitos, os pesquisadores têm sido encorajados a aplicar o mesmo método em transformadores de potência, conforme será mostrado mais adiante.

Adicionalmente, a aplicabilidade da técnica de medição UHF de DP em transformadores tem se mostrado eficaz e promissora, de tal modo que em 2008 o Grupo de Trabalho A2.27 do Cigré ([Working Group A2.27, 2008](#)) recomendou que transformadores de potência sejam fabricados com pelo menos quatro janelas dielétricas ou válvulas DN50 a fim de viabilizar a localização UHF de DP. Em 2011, [Martin Judd \(2011\)](#) já apresentou um transformador de potência de 90 MVA com adaptação de fábrica.

Diante da recomendação do Cigré, e pelos primeiros protótipos já fabricados, a expectativa é que nos próximos anos transformadores sejam fabricados com adaptação para monitoramento UHF de DP. Se isso acontecer, a tecnologia tenderá a suplantiar o monitoramento acústico, em razão da maior sensibilidade do método UHF. Enquanto isso não acontece, o método tem sido utilizado em transformadores já em operação mediante adaptações nas escotilhas de inspeção do equipamento ou utilizando as válvulas de óleo presentes no tanque do equipamento.

1.2 Motivação

Do ponto de vista de pesquisa e desenvolvimento, a tecnologia UHF para monitoramento de DP em transformadores apresenta desafios. O primeiro diz respeito à precisão da localização espacial de defeitos. Os métodos de localização tradicionais consistem em determinar a diferença no tempo de chegada da irradiação da DP em pelo menos quatro sensores. Então, procede-se a solução de um sistema de equações não lineares que determina a localização da origem da irradiação. Contudo, o método convencional de localização pressupõe a premissa falsa de que os caminhos de propagação entre o defeito e os sensores são livres de obstáculos, de modo que as reflexões, refrações e difrações que ocorrem dentro do tanque do transformador são desprezadas

no cálculo. Devido ao atraso de tempo que tais fenômenos provocam no sinal, essa simplificação tem induzido erros na localização do defeito. Alguns autores propuseram métodos de localização que incluem o efeito dos obstáculos presentes no equipamento - tais como o núcleo, enrolamentos e conexões (YANG; JUDD, 2003; MIRZAEI *et al.*, 2013). Não obstante, como será mostrado posteriormente neste trabalho, os métodos desenvolvidos carecem de melhores proposições para o cálculo do caminho de propagação do sinal, de modo que uma abordagem pela solução das equações de Maxwell é mais consistente e não foi ainda proposta.

Outra área de aprimoramento no monitoramento de DP em transformadores é o desenvolvimento de sensores UHF. Muitas pesquisas foram feitas para projetar sensores UHF eficazes para diferentes aplicações em sistemas de alta tensão. Tais sensores precisam atender a padrões de sensibilidade para que sejam capazes de detectar o nível mínimo de descargas em determinadas faixas de frequência. Dentre os sensores UHF que podem ser aplicados para detecção de DP, as antenas de microfita são destacadas devido a algumas características importantes, tais como o baixo custo, facilidade de instalação e fabricação, versatilidade na variação dos parâmetros elétricos da antena, entre outros. No entanto, antenas de microfita com formas de elementos irradiantes clássicos (como retângulos, círculos e triângulos) projetadas para operar na faixa de UHF possuem dimensões relativamente grandes (ZHANG *et al.*, 2017; LI *et al.*, 2012; YANG *et al.*, 2016; ZACHARIADES *et al.*, 2018; ZHANG; GLOVER, 2014), limitando sua aplicação para detecção de DP em transformadores de potência. Para contornar o problema da dimensão da antena de microfita, técnicas de miniaturização podem ser utilizadas. Na literatura, alguns estudos utilizaram técnicas de miniaturização no desenvolvimento de sensores UHF de microfita para detecção de DP com formas fractais (LI *et al.*, 2013; LI *et al.*, 2012; YAO *et al.*, 2013; WANG *et al.*, 2017), bem como outras formas alternativas (LIU *et al.*, 2013; LIU *et al.*, 2015; ZHANG *et al.*, 2016). No entanto, foram produzidos sensores de largura de banda estreita, com falha na cobertura total da faixa de frequência da atividade de DP.

Uma das possibilidades para fabricação de sensores UHF para detecção de DP utilizando antenas de microfita é a utilização de antenas bioinspiradas. Estudos envolvendo antenas bioinspiradas têm recebido grande atenção em vários campos, tais como operações de ultra alta frequência (AHMED; SEBAK, 2009), rejeição de banda (AHMED; SEBAK, 2011), antenas coplanares de ondas guiadas (EBNABBASI, 2013), operações 2G, 3G, e 4G (JR *et al.*, 2016),

e sistemas sem fio (SERRES *et al.*, 2017). Recentemente, foram projetadas antenas de microfita bioinspiradas para detecção de DP em subestações ao ar livre (CRUZ *et al.*, 2019). No entanto, a aplicação de sensores em transformadores de potência é mais complexa que o uso de antenas em subestações ao ar livre, de modo que o sensor UHF utilizado em transformadores necessita ser mais compacto para se ajustar às dimensões das janelas dielétricas, dispor de suporte para fixação no tanque do equipamento e dispor de uma blindagem eletromagnética contra interferências externas. Um estudo completo envolvendo a dimensão da antena de microfita, os parâmetros elétricos e o efeito da blindagem eletromagnética do sensor UHF precisa ser considerado.

Diante das considerações mencionadas, e com a finalidade de contribuir com o estado da arte na área de monitoramento UHF de DP em transformadores, esta pesquisa apresenta duas soluções que se complementam. A primeira, é o projeto de um sensor UHF bioinspirado para detecção e localização de DP em transformadores de potência, considerando as particularidades da aplicação e destinado para uso permanente no equipamento. O sensor é composto por uma antena de microfita bioinspirada, para detecção da irradiação UHF proveniente da DP; um revestimento epóxi para conferir à antena proteção anti-corrosão, rigidez mecânica, tolerância a altas temperaturas e vida útil compatível com o equipamento monitorado (de aproximadamente 40 anos); e uma blindagem eletromagnética, a fim de garantir imunidade a ruídos externos.

A segunda solução apresentada nesta pesquisa, é a proposição de um algoritmo de localização de DP internas no equipamento a partir do uso do sensor UHF projetado. Para tanto, o algoritmo proposto utiliza a solução das equações de Maxwell em ambiente computacional, a fim de contemplar os efeitos das reflexões, refrações e difrações que ocorrem dentro do tanque do transformador. Desse modo, é obtido um avanço metodológico na localização de DP, em relação aos métodos já existentes.

1.3 Objetivos

O objetivo geral desta pesquisa é apresentar uma solução para monitoramento UHF de DP em transformadores de potência a partir do projeto, fabricação e validação de um novo sensor UHF utilizando antenas de microfita bioinspiradas e de um algoritmo de localização espacial de de-

feitos, mediante a solução das equações de Maxwell em ambiente computacional, a fim de contemplar os efeitos das reflexões, refrações e difrações que ocorrem no caminho de propagação.

Além disso, são objetivos específicos deste trabalho:

- Projetar um sensor UHF que se adeque às dimensões de janelas dielétricas em transformadores de potência;
- Avaliar o efeito da blindagem eletromagnética no coeficiente de reflexão da antena de microfita bioinspirada projetada;
- Analisar no tempo a propagação UHF da irradiação de DP em transformadores de potência pela solução das equações de Maxwell em ambiente computacional;
- Analisar o efeito das diferentes estruturas internas do transformador na propagação e atenuação da irradiação de DP;
- Validar o algoritmo de localização proposto a partir de simulações computacionais de defeitos em transformadores.

1.4 Contribuições

A seguir são apresentadas e discutidas as principais contribuições previstas nesta pesquisa.

- Apesar de já haver sensores UHF comerciais para aplicações em transformadores, em geral, os projetos são protegidos por segredos industriais, de modo que a reprodução não é permitida ou conhecida. Desse modo, o projeto de um novo sensor UHF, de baixo custo, com adaptação para uso em transformadores, poderá ser utilizado para diversos fins comerciais e de pesquisa. Além disso, não se tem conhecimento de sensores UHF para transformadores que utilize antenas de microfita bioinspiradas.
- Este trabalho apresenta um estudo detalhado do efeito do revestimento epóxi e da blindagem eletromagnética nos parâmetros de antenas bioinspiradas. Desse modo, as análises apresentadas servirão de base para projeto de outras antenas de microfita que utilizem a metodologia apresentada neste trabalho.

- Algumas pesquisas propuseram métodos de localização de DP em transformadores. Contudo, os métodos desenvolvidos carecem de melhores proposições para o cálculo do tempo de propagação do sinal, de modo que uma abordagem pela solução das equações de Maxwell é mais consistente e não foi ainda proposta. Desse modo, este trabalho faz a proposição e validação de um novo método de localização de DP em transformadores de potência a partir da solução das equações de Maxwell em softwares de simulação multifísica.
- O monitoramento UHF de DP em transformadores é tradicionalmente realizado mediante medições em campo, de modo que as simulações computacionais têm sido utilizadas apenas para compreensão de fenômenos e testes de algoritmos. Contudo, não se observou metodologia que utilize tanto o ambiente computacional quanto medições em campo para o diagnóstico de transformadores de potência. Desse modo, este trabalho apresenta uma contribuição inovadora ao apresentar um algoritmo de localização de DP que utilize simultaneamente simulações computacionais e medições em campo em sua solução.

1.5 Publicações

No que concerne à divulgação dos resultados obtidos nesta tese, ou relacionados a ela, foram publicados dois (02) artigos em periódicos qualis A1 na área de avaliação Engenharia IV da Capes (ver Apêndice A e B); cinco (05) artigos em congressos científicos nacionais ou internacionais; e um (01) artigo aceito em congresso científico internacional aguardando data de apresentação (19 a 23 de maio de 2019).

Publicações em periódicos:

1. Nobrega, L. A.; Xavier, G. V.; Aquino, M. V.; Serres, A. J.; Albuquerque, C. C.; e Costa, E. G.. **Design and Development of a Bio-Inspired UHF Sensor for Partial Discharge Detection in Power Transformers**. *Sensors*, v. 19(3), p. 653, 2019.
2. Xavier, G. V.; Costa, E. G.; Serres, A. J.; Nobrega, L. A.; Oliveira, A. C.; e Sousa, H. F.. **Design and Application of a Circular Printed Monopole Antenna in Partial Discharge Detection**. *IEEE Sensors Journal*, v. 19, 2019.

Publicações em congressos científicos:

1. Nobrega, Luiz A. M. M.; Xavier, George V. R.; Serres, Alexandre J. R.; Costa, Edson G.. **Investigating Reflections and Refractions Effects in the UHF Location of Partial Discharges in Power Transformers Using Time Domain Simulation.** In: 2018 Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2018, Niteroi.
2. Xavier, G. V. R.; Costa, E. G.; Serres, A. J. R.; Oliveira, A. C.; Nobrega, L. A. M. M.; Cruz, J. N.. **Study on the Applicability of Microstrip Circular Antennas in Partial Discharges Detection in Power Transformers.** In: 2018 Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2018, Niteroi.
3. Cruz, J. N.; Freire, R. C. S.; Serres, A. J. R.; Xavier, G. V. R.; Nobrega, L. A. M. M.. **UWB Printed Monopole Antennas for Application in Detection of Partial Discharges.** In: 12th European Conference on Antennas and Propagation, 2018, Londres.
4. Xavier, G. V. R.; Costa, Edson G.; Serres, A. J. R.; Sousa, H. F. S.; Oliveira, A. C.; Nobrega, L. A. M. M.. **Design and Application of an UHF Microstrip Circular Antenna for Partial Discharges Detection in Power Transformers.** In: 2018 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application, 2018, Atenas.
5. Xavier, G. V. R.; Costa, E. G.; Serres, A. J. R.; Nobrega, L. A. M. M.. **Antena de Microfita Circular com Sonda em L para Aplicação na Detecção de Descargas Parciais em Transformadores de Potência.** In: XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2018, Campina Grande.

Submissão aceita e aguardando data de apresentação (19 a 23 de maio de 2019):

1. Aquino, M. V.; Xavier, G. V.; Nobrega, L. A.; Costa, E.G.; Serres, A.J.. **Influência de Estruturas Mecânicas no Projeto de um Sensor UHF para Detecção de Descargas Parciais em Transformadores de Potência.** In: XVIII Eriac Décimo Oitavo Encontro Regional Ibero-Americano do Cigre, 2019, Foz do Iguaçu.

1.6 Organização do Trabalho

Com o intuito de atingir os objetivos, esta proposta de tese está organizada conforme a seguinte estrutura:

- No capítulo 2 é apresentada uma fundamentação teórica com os conceitos necessários à compreensão do trabalho a ser desenvolvido. Inicialmente são apresentados os conceitos fundamentais sobre o fenômeno e técnicas de monitoramento de DP em transformadores. Em seguida são apresentados os algoritmos existentes para localização de fontes de DP em transformadores. Por fim, são apresentados os principais parâmetros utilizados no projeto de antenas e sensores UHF.
- No capítulo 3 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre as pesquisas destinadas ao monitoramento UHF de DP em transformadores. Para o entendimento do desenvolvimento da tecnologia, o capítulo se inicia com uma descrição dos avanços tecnológicos desde a utilização em GIS, seguida pelas aplicações em transformadores de potência. Neste capítulo são destacados os avanços em termos da aplicabilidade da técnica, calibração do método e algoritmos para localização da origem da DP.
- No capítulo 4 são apresentados os métodos propostos nesta pesquisa para o monitoramento UHF de transformadores e para a localização tridimensional da origem da DP. Além disso, também é apresentado o material utilizado e desenvolvido para validação. Inicialmente, é apresentada uma visão geral do método proposto, seguido pelo detalhamento de cada etapa proposta. Por fim, são apresentados os arranjos experimentais para validação dos resultados.
- No capítulo 5 são apresentados e discutidos os resultados obtidos com a pesquisa.
- Por fim, as conclusões da Tese e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no capítulo 6.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

2.1 O Fenômeno de Descargas Parciais

Alguns dos principais componentes de equipamentos elétricos de alta tensão são os isolamentos elétricos. Em geral, esses isolamentos possuem rigidez dielétrica maior do que o ar, permitindo suportar maiores níveis de tensão elétrica com menor distância entre eletrodos. Desse modo, o sistema se torna mais compacto, reduzindo espaço e custos. Contudo, como consequência os materiais isolantes são submetidos a campos elétricos elevados, que exercem uma força física maior sobre quaisquer cargas elétricas presentes no interior do isolamento. A aceleração dessas cargas pelo campo elétrico pode ocasionar fenômenos de avalanche eletrônica, em que partes do isolamento se tornam condutoras. Quando isso ocorre, surgem pequenas descargas internas que curto circuitam parte do isolamento, as chamadas descargas parciais (DP), que, embora inicialmente possam ser de pequena magnitude, podem causar deterioração progressiva e provocar falhas no equipamento.

Em resumo, pode-se dizer que a ocorrência de DP se dá quando, pelo menos, duas condições são satisfeitas: (1) há a presença de um campo elétrico intenso no dielétrico e (2) há uma disponibilidade mínima de elétrons para iniciação do processo de descarga por efeito avalanche. A primeira condição apresenta a DP como um efeito dependente da aplicação de tensão no equipamento. A segunda condição indica que os sinais de DP são estocásticos por natureza, pois o processo de avalanche eletrônica depende do arranjo de elétrons disponíveis no momento do fenômeno. Neste sentido, o fenômeno possui variação com a tensão aplicada (ou o campo elétrico) e com o tempo. Outros efeitos também são influentes, tais como a temperatura e umidade ambiente.

De acordo com a norma [IEC 60270 \(2000\)](#), as DP são normalmente quantificados em termos de carga aparente, expressa em coulombs, geralmente na faixa de picocoulombs

(pC). Além disso, existem três tipos de DP, baseadas em sua localização e mecanismo, a saber: descargas internas, descargas superficiais e descargas corona. A seguir é apresentada uma breve descrição desses tipos de DP.

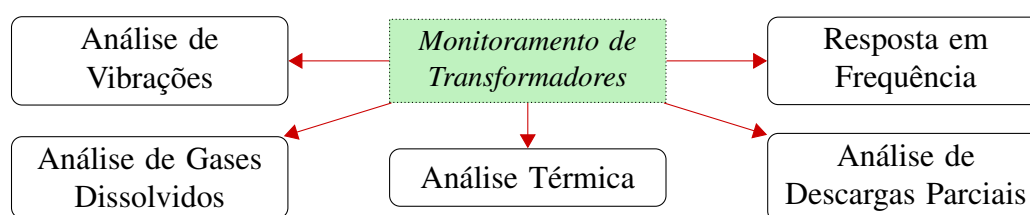
- **Descargas internas:** ocorrem em pequenas cavidades em materiais dielétricos sólidos ou líquidos. Nessas cavidades podem surgir pequenas quantidades de gases ou líquidos, que são ionizados com a presença do campo elétrico. Uma vez superada a rigidez dielétrica, descargas elétricas são desenvolvidas dentro dessas inclusões, causando falha elétrica no material. Dentre as principais razões para o aparecimento de descargas internas no interior de cavidades, pode-se citar a menor rigidez e permissividade dielétrica dos gases ou líquidos nas cavidades (quando comparadas às do isolamento circundante) e a consequente intensificação do campo elétrico no interior da cavidade. As DP internas podem ocorrer em quaisquer partes do dielétrico, como por exemplo na junção de dois materiais dielétricos diferentes e nas regiões adjacentes ao eletrodo.
- **Descargas superficiais:** ocorrem na superfície de dielétricos quando um componente de campo elétrico é tangencial à superfície. Por exemplo, a descarga pode ocorrer no final de cabos isolados, na saliência do enrolamento de geradores ou no invólucro metálico da bucha de transformadores.
- **Descargas corona:** ocorrem em meios gasosos quando há uma intensificação do campo elétrico nas proximidades de um eletrodo imerso em dielétrico gasoso ou líquido. Portanto, são descargas elétricas que normalmente ocorrem em protuberâncias pontiagudas ou bordas de contatos metálicos de campo elétrico elevado. Pequenas partículas pontiagudas ou poeira na superfície do material também podem iniciar a descarga.

2.2 Técnicas de Monitoramento de DP em Transformadores de Potência

No monitoramento de transformadores de potência, é importante identificar as condições operativas dos principais componentes do equipamento, pois uma deterioração em quaisquer das partes pode conduzir a graves falhas. Os principais componentes neste contexto de transformadores de potência são os enrolamentos, o sistema de isolamento, os circuitos de refrigeração

e as buchas. Existem várias técnicas que permitem o monitoramento de diversos aspectos do transformador, classificadas de acordo com a [Figura 2.1](#). Cada tipo particular de análise é usado para obter o monitoramento com base em diferentes parâmetros físicos, tais como mudanças de temperatura, vibrações ou subprodutos químicos. Mais detalhes sobre análises químicas, testes elétricos de alta tensão, análise térmica, análise de vibração, análise de resposta de frequência, entre outros, foram discutidos na literatura ([LAPWORTH *et al.*, 1995](#); [LAPWORTH; MC-GRAIL, 1998](#); [ABU-ELANIEN; SALAMA, 2007](#)). Neste trabalho, no entanto, são destacadas as técnicas de monitoramento que se baseiam no fenômeno de DP. Particularmente, na localização espacial de defeitos internos no equipamento. Algumas dessas técnicas podem ser combinadas quando necessário para maior precisão, como por exemplo na avaliação do isolamento dos enrolamentos do transformador.

Figura 2.1 – Técnicas de monitoramento de transformadores.



Fonte: próprio autor.

A formação de DP em transformadores se devem a várias causas, tais como defeitos de fabricação, sobretensões, sobrecorrentes, ou deterioração por processos naturais de envelhecimento. Segundo [Yuan *et al.* \(2010\)](#), as atividades de DP podem ser divididas em quatro estágios diferentes: fase inicial, desenvolvimento, grave e perigosa. No entanto, até mesmo uma DP em estágio inicial pode ser considerada prejudicial ao equipamento, pois conduz a uma maior degradação dos materiais isolantes, podendo evoluir e atingir níveis alarmantes. Por isso, é essencial monitorar e medir as atividades de DP em transformadores de potência a fim de monitorar, retardar ou parar qualquer processo de degradação que possa afetar o desempenho e a vida útil do equipamento.

Na [Figura 2.2](#) são apresentadas as principais técnicas para monitoramento da condição do isolamento elétrico em transformadores, que permitem a identificação da presença de DP. Os métodos de diagnóstico são baseados em diferentes parâmetros físicos que estão relacionados à ocorrência da DP. Dentre eles, destacam-se o método padrão estabelecido na norma [IEC 60270](#)

(2000), a análise de gases dissolvidos (AGD), o monitoramento acústico e o monitoramento UHF. A seguir são apresentados os principais conceitos envolvidos em cada método.

Figura 2.2 – Principais técnicas para monitoramento de DP em transformadores.

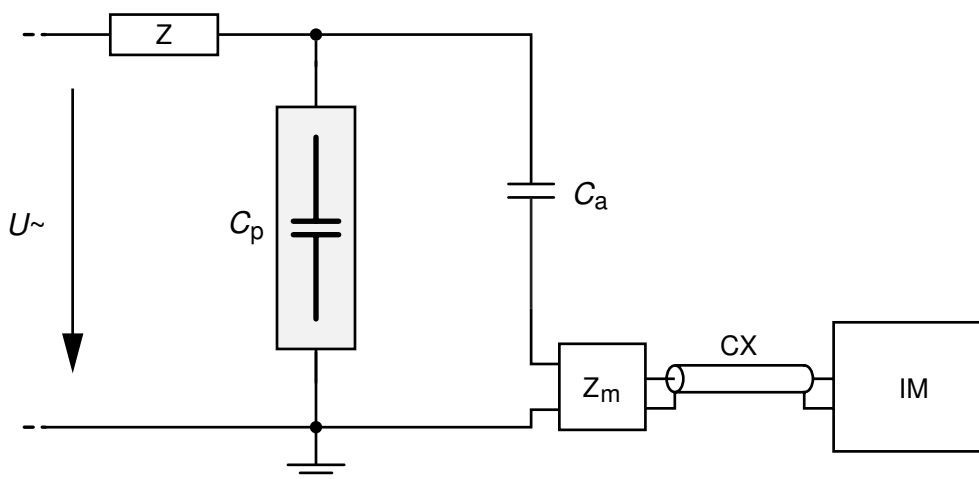


Fonte: próprio autor.

2.2.1 Método Elétrico Definido na Norma IEC 60270

O método convencional para medição de DP, definido pela norma IEC 60270 (2000), utiliza um capacitor de acoplamento, uma impedância externa para a medição e uma bobina de bloqueio para interferências oriundas da fonte de tensão. Diversas configurações podem ser utilizadas para a medição mediante o método convencional. Dentre elas, o arranjo mais frequentemente utilizado é apresentado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Arranjo de medição apresentado na norma IEC 60270 (2000).



Fonte: adaptado da norma IEC 60270 (2000).

O arranjo é composto de uma fonte de tensão alternada U ; uma impedância Z para

filtragem de ruídos oriundos da fonte de tensão; o objeto de teste, representado por uma capacitância C_p ; um capacitor de acoplamento C_a ; uma impedância Z_m para medição do sinal de DP; um cabo coaxial CX ; e um instrumento de medição IM , geralmente um detector comercial de DP ou um osciloscópio com alta taxa de aquisição.

A impedância externa Z_m normalmente é um circuito ressonante, cuja função é prolongar os impulsos de corrente de descarga no domínio do tempo, facilitando a sua detecção (METWALLY, 2004). A medição com o circuito apresentado normalmente é realizada em valores de carga aparente (q), com valores da ordem de picocoulombs (pC).

Como a medição realizada sobre a impedância Z_m é em volts, previamente se deve realizar a calibração do sistema para determinação da relação entre a tensão medida e a carga efetivamente injetada no sistema. Para tanto, a norma IEC 60270 (2000) estabelece que um pulso de carga conhecida seja aplicado paralelamente ao objeto de teste. Fazendo-se isso, pode-se comparar a tensão medida em milivolts (mV) e a carga aplicada em picocoulombs (pC). O processo consiste em determinar a relação entre o valor de pico da tensão adquirida, pelo sistema de medição, e a carga transferida pelo calibrador. Assume-se, em seguida, uma relação linear entre a tensão medida e a carga para efeito de medições futuras. A calibração do sistema deve ser feita todas as vezes que se altere o equipamento sob teste, pois a cada ensaio a capacitância total do arranjo de medição é alterada, resultando em modificações na sensibilidade do sistema de medição (IEC 60270, 2000).

A principal vantagem do método descrito é o fato dele ser padronizado, confiável, comparável e reproduzível. Por essa razão, ele é estabelecido como método de referência e é utilizado como teste de aceitação e na etapa de comissionamento de transformadores de potência. Por outro lado, o método possui severas limitações de aplicação em campo, de modo que normalmente é utilizado em laboratório. As limitações são inúmeras, as quais podem ser elencadas: (i) a necessidade de um capacitor de acoplamento ligado em paralelo com o objeto de teste, o que torna a ligação física em campo quase impraticável; (ii) a calibração do sistema de medição é de difícil realização em campo; (iii) o arranjo é muito sensível a interferências eletromagnéticas, uma vez que o capacitor de acoplamento funciona como uma antena receptora de interferências (por exemplo, operações de comutação em outros circuitos, transmissões de rádio, etc.); (iv) o método está sujeito a detectar as DP de outros equipamentos na subestação,

provocando falsos positivos na medição.

Atualmente as técnicas alternativas de medição de DP não permitem substituir o procedimento estabelecido na norma [IEC 60270 \(2000\)](#) para medição da carga aparente da DP. No entanto, [Judd *et al.* \(2005a\)](#) chama atenção para o fato de que, embora a carga aparente represente um limite bem definido, esse valor não é a carga real. Sua relação com a carga real provavelmente não é menos complexa do que outros parâmetros relacionados ao fenômeno da DP. A diferença é que muitos anos de experiência prática foram construídos sobre o padrão IEC, resultando em uma especificação de testes que funciona. À medida que a tecnologia avança, não se deve descartar novas técnicas que possam se desenvolver na mesma base. Por essa razão, as oportunidades de desenvolver outras técnicas de medição são particularmente valiosas.

2.2.2 Análise de Gases Dissolvidos

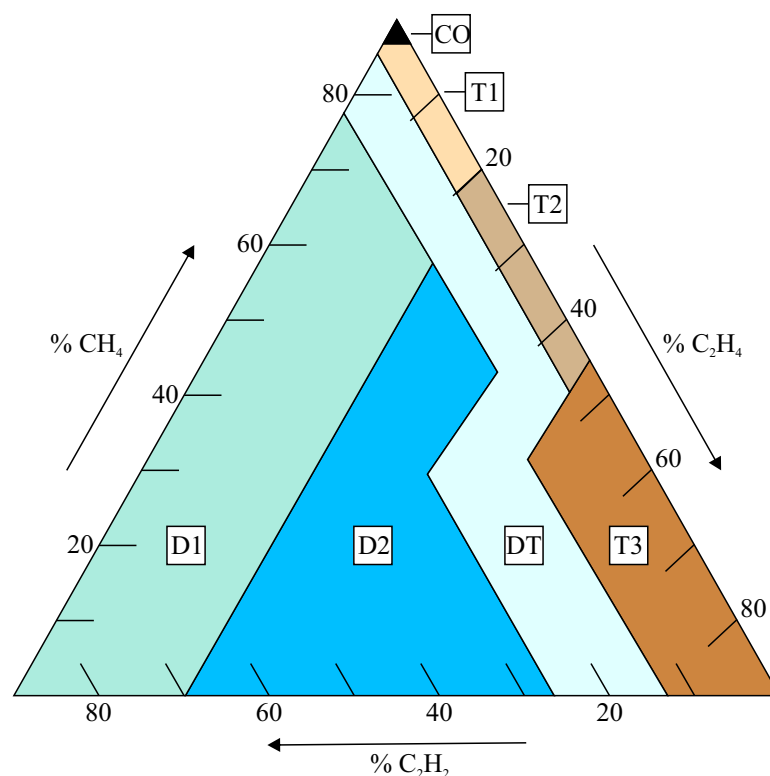
O método mais utilizado para o diagnóstico de transformadores é a AGD no óleo do transformador. Os óleos isolantes sob tensões elétricas ou térmicas anormais produzem pequenas quantidades de gases, cuja composição depende do tipo da falha que ocasionou a formação dos gases. Por meio da AGD é possível distinguir falhas como DP, sobreaquecimento e arcos em uma grande variedade de equipamentos com isolamento à óleo. Um número de amostras pode ser obtido ao longo de um período de tempo para discernir tendências e determinar a gravidade e a progressão de falhas incipientes. Nesses testes normalmente são avaliadas as concentrações de hidrogênio (H₂), metano (CH₄), acetileno (C₂H₂), etileno (C₂H₄), etano (C₂H₆), monóxido de carbono (CO), dióxido de carbono (CO₂), nitrogênio (N₂) e oxigênio (O₂) ([IEC 60599, 2015](#)). Desse modo, as proporções relativas dos gases são utilizadas para identificar falhas no isolamento. Para tanto, existem vários critérios para interpretação da AGD, como o método da norma [IEC 60599 \(2015\)](#), o método definido na norma [IEEE Std C57.104 \(2008\)](#) e o triângulo de Duval ([DUVAL, 2002](#)).

Os tipos de falhas que podem ocorrer em transformadores a óleo, de acordo com a norma [IEC 60599 \(2015\)](#), são as descargas corona (CO); descargas de baixa energia (D1) no óleo ou papel, evidenciadas pela carbonização do isolamento ou partículas de carbono no óleo; descargas de alta energia (D2), evidenciadas pela destruição e carbonização do papel, fusão de metal nas extremidades da descarga e carbonização extensiva em óleo; falha térmica menor que

300°C (T1); falha térmica entre 300°C e 700°C (T2); e falha térmica maior que 700°C (T3).

Na [Figura 2.4](#) é apresentado o triângulo de Duval, que é uma representação gráfica derivada da AGD, em que as coordenadas do triângulo correspondem às concentrações de C_2H_2 , C_2H_4 e CH_4 . O ponto de operação no gráfico indica o tipo de falha presente no equipamento, em que a região exibida na pequena área no topo do triângulo de Duval exibe apenas as atividades de DP geradas a partir de descargas corona. As demais DP são classificadas como descargas de baixa energia (D1). Além da indicação do tipo de defeito, algumas normas estabelecem níveis de gases para condições normais de operação de transformadores de potência a óleo, como por exemplo a [IEEE Std C57.104 \(2008\)](#).

Figura 2.4 – Coordenadas e zonas de falhas no triângulo de Duval.



Fonte: adaptado de [Duval \(2002\)](#).

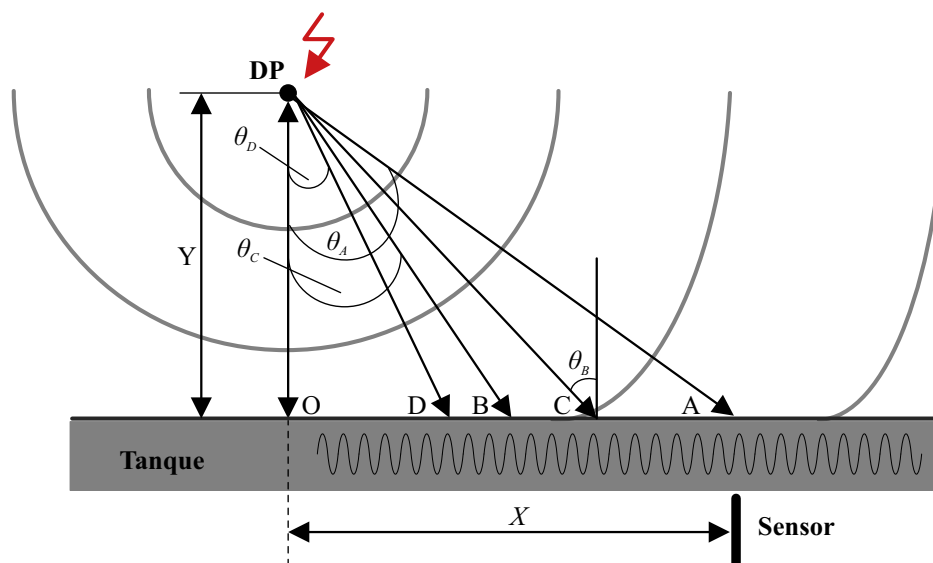
Conforme pode ser observado, a detecção química é uma técnica relativamente simples de monitoramento on-line que pode indicar a presença de condições de falha, como por exemplo DP, deterioração térmica e arcos elétricos. Além disso, em anos recentes têm sido desenvolvidos sensores químicos que permitem o monitoramento on-line e em tempo real a partir da AGD ([SUN et al., 2017](#)). A utilização de inteligência artificial para interpretação dos resultados

também é uma prática em desenvolvimento (NOORI *et al.*, 2017; GHONEIM *et al.*, 2016). Contudo, por ser uma medição indireta, a detecção química por si só não é suficiente para o monitoramento completo do transformador. Do ponto de vista do monitoramento de DP, a técnica é incapaz de fornecer informações sobre a intensidade e localização do defeito. Por essa razão, frequentemente as empresas de manutenção tem contratado medições pelo método acústico ou UHF quando a AGD indica a presença de DP no transformador. Além disso, a AGD depende de níveis de gases dissolvidos em um grande volume de óleo, de tal modo que se torna difícil identificar DP em estágio inicial de desenvolvimento.

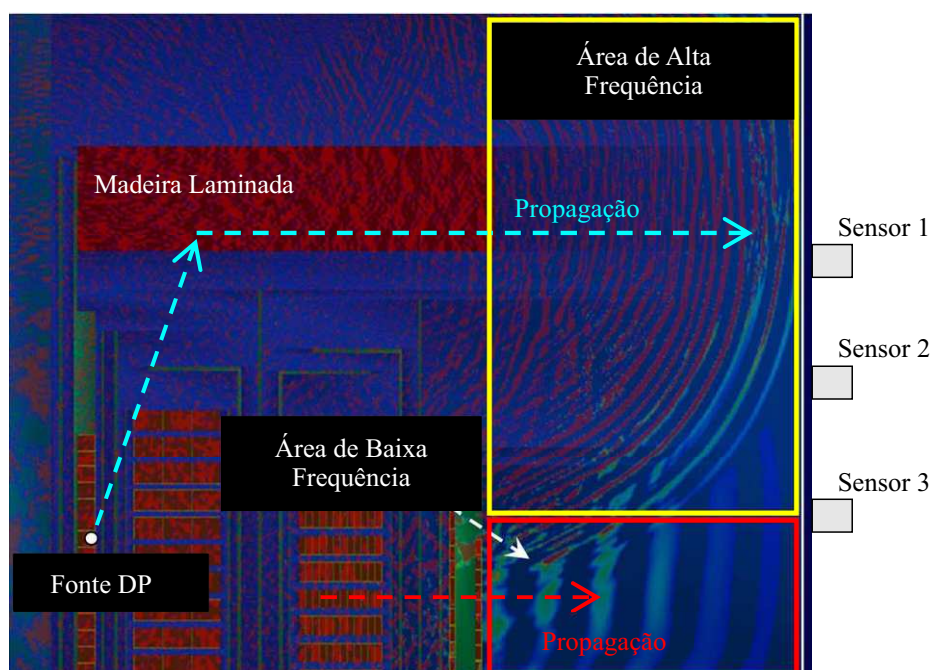
2.2.3 Método Acústico

Os pulsos de DP geram ondas ultra-sônicas que se propagam dentro do transformador e podem ser detectadas utilizando sensores acústicos do tipo piezoelétricos (tipicamente na faixa de 50 a 300 kHz) (CHOI *et al.*, 2008; KUNDU *et al.*, 2007). Para detectar essas ondas podem ser utilizados sensores montados externamente no tanque do transformador, os quais são adequados para medições *on-line* sem alterar o funcionamento normal do equipamento. Além disso, se forem utilizados múltiplos sensores, a DP pode ser localizada mediante o tempo de chegada dos pulsos nos sensores e um método adequado de triangulação. Como não há limite no número de sensores acústicos piezoelétricos que podem ser montados em tanques de transformadores, o método acústico é atraente para fins de localização.

Na Figura 2.5 é apresentado uma ilustração do processo de propagação do sinal acústico, em que a fonte de DP provoca ondas acústicas propagando-se em todas as direções, com cada feixe de onda atingindo a parede do tanque em um ângulo de incidência diferente. Desse modo, as ondas mecânicas criadas pela DP chegam aos sensores por vários caminhos, tanto através da propagação no óleo quanto no tanque do transformador. Além disso, os vários materiais dentro do equipamento, tais como o papel isolante, o óleo, o cobre e as estruturas metálicas atenuam os sinais acústicos com diferentes propriedades de atenuação (LIU, 2016). Em virtude disso, a amplitude e o atraso dos sinais recebidos pelos sensores serão uma composição dos diferentes caminhos de propagação da onda ultra-sônica, conforme apresentado na Figura 2.6.

Figura 2.5 – Modelo de propagação de ondas ultra-sônicas em transformador.

Fonte: adaptado de Liu (2016).

Figura 2.6 – Propagação de ondas ultra-sônicas em transformador.

Fonte: adaptado de Kozako *et al.* (2012).

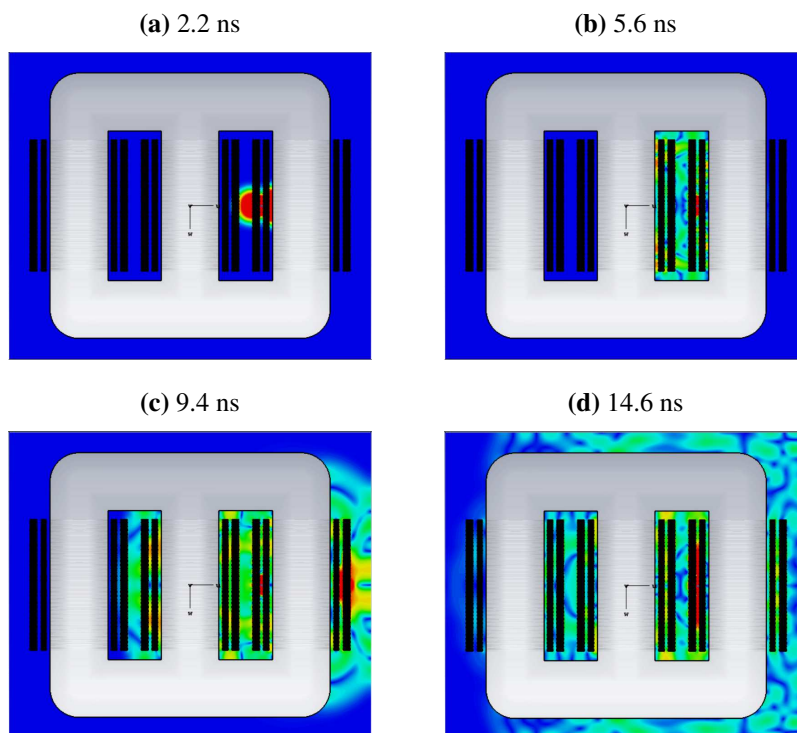
Apesar de atrativo sob o aspecto de ser de fácil aplicação em transformadores em serviço, o método acústico possui algumas limitações. Devido à onda mecânica emitida pela DP ser de baixa magnitude e estar sujeito às inúmeras atenuações no caminho de propagação, o método possui baixa sensibilidade para defeitos internos ao enrolamento (QIAN *et al.*, 2018;

RAJA; FLORIBERT, 2002), sobretudo em um ambiente sujeito a muito ruído. Por isso, os sensores acústicos precisam ser posicionados próximo ao defeito, o que pode exigir o reposicionamento de sensores acústicos no transformador até a obtenção de uma sensibilidade ótima (COENEN; TENBOHLEN, 2012). Outra possibilidade é a utilizando de sensores acústico a base de fibra ótica, instalados internamente ao equipamento (QIAN *et al.*, 2018; QIAN *et al.*, 2016). Contudo, tal método de instalação é invasivo. De modo geral, pesquisas tem mostrado que o método acústico é menos sensível que o método UHF (Task Force 15/33.03.05, 1999; RAJA; FLORIBERT, 2002; MARKALOUS *et al.*, 2008). Em alguns casos, tem sido proposta a utilização conjunta de sensores UHF e acústicos (SIKORSKI *et al.*, 2018; SIEGEL *et al.*, 2017; COENEN; TENBOHLEN, 2012).

2.2.4 Método Eletromagnético

O método de detecção UHF de DP consiste na detecção da irradiação produzida pelo pulso de DP. Usualmente, um pulso de DP possui um tempo de subida menor que um nanosegundo (HADDAD; WARNE, 2004) e produz uma irradiação eletromagnética que se propaga em todas as direções, cuja banda de frequência varia dependendo do fenômeno, tipo de defeito e meio de propagação. Em aplicações em transformadores de potência, tipicamente a irradiação assume uma banda de frequência entre 300 MHz e 1500 MHz (RUTGERS; FU, 1997; JUDD *et al.*, 1999). Para exemplificar o fenômeno, na Figura 2.7 é apresentada uma simulação, em quatro instantes de tempo diferentes, da propagação UHF em um transformador de potência. Conforme se pode observar, a irradiação se propaga a partir da origem da DP até atingir o tanque do equipamento. Desse modo, os sensores UHF podem ser montados no equipamento a fim de detectar, identificar e localizar a ocorrência de DP no equipamento.

O método UHF para monitoramento de DP em transformadores possui duas principais vantagens. A primeira, é a boa imunidade a ruídos externos, uma vez que o tanque do equipamento atua como uma blindagem eletromagnética. Além disso, as descargas coronas conduzidas pelo sistema são facilmente distinguidas dos defeitos internos devido à sua faixa de frequência específica (0 a 300 MHz). A segunda vantagem do método é a alta sensibilidade devido à propagação moderadamente atenuada no óleo do equipamento (COENEN *et al.*, 2008), de modo que apenas um sensor pode ser utilizado para o monitoramento contínuo do

Figura 2.7 – Propagação de ondas eletromagnéticas em transformador.

Fonte: próprio autor.

equipamento e quatro sensores para a localização espacial do defeito (MARKALOUS *et al.*, 2008). Contudo, como a irradiação eletromagnética não se propaga em meios condutivos, ela sofre inúmeras reflexões, difrações e refrações nas partes metálicas do equipamento, de modo que a identificação da intensidade e localização da origem da irradiação é dificultada.

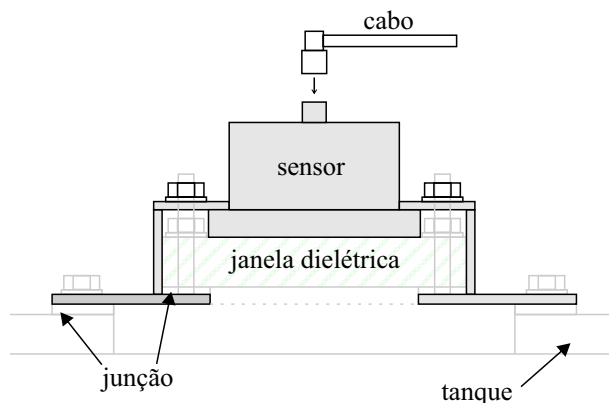
Para o monitoramento UHF de DP em transformadores, existem três tipos de sensores que podem ser utilizados, a saber: sensores externos do tipo janela, sensores internos e sensores do tipo sonda.

2.2.4.1 Sensores Externos do Tipo Janela

Os sensores externos do tipo janela são instalados em aberturas no tanque do equipamento, a partir de janelas dielétricas especificamente construídas para essa finalidade ou de adaptações em escotilhas de inspeção. Na Figura 2.8 é apresentado um desenho esquemático de como um sensor UHF pode ser instalado em uma abertura no tanque. Conforme se pode observar, faz-se necessário a inserção de um meio dielétrico entre a parte interna do transformador e o sensor, a fim de permitir que a irradiação eletromagnética encontre um meio de se propagar para o

ambiente externo ao tanque (onde está localizado o sensor). A escolha do material dielétrico não é especialmente crítica da perspectiva da irradiação da DP. Propriedades mecânicas, químicas e de vida útil devem ser fatores dominantes na escolha. Com um projeto mecânico adequado, a janela não será exposta ao ambiente externo e deve manter a pressão do óleo em serviço normal, sendo sempre coberta pelo sensor ou por uma placa metálica de proteção. Como meios dielétricos podem ser considerados o politetrafluoretileno (PTFE) - que possui a vantagem de ser quimicamente inertes e impermeável à umidade (JUDD *et al.*, 2005a) - ou vários tipos de resina epóxi (Martin Judd, 2011).

Figura 2.8 – Sensor UHF do tipo janela e esquema de montagem no tanque de um transformador.



Fonte: adaptado de Judd *et al.* (2005b);

Um dos problemas do método é que seria difícil justificar o ajustamento generalizado de janelas dielétricas para unidades já em operação, tendo em vista a necessidade de uma interrupção para baixar o nível de óleo e adaptar escotilhas de inspeção. A fase apropriada para a instalação de janelas dielétricas é durante a fabricação. Nessa perspectiva, desde 2008 o Cigré recomenda que transformadores de potência sejam fabricados com janelas dielétricas a fim de viabilizar o monitoramento UHF de DP. Alguns transformadores já são fabricados com essa adaptação, conforme exemplo na Figura 2.9 de um transformador de 90 MVA equipado com uma janela dielétrica de PTFE.

Figura 2.9 – Transformador de 90 MVA equipado com janela dielétrica.



Fonte: extraído de [Martin Judd \(2011\)](#).

2.2.4.2 Sensores Internos

A instalação permanente de sensores internos é o segundo método para detecção de DP em transformadores. Esses sensores ficam permanentemente em contato com o óleo do transformador e, para tanto, possuem revestimento anti-corrosão com tolerância a elevadas temperaturas, sendo o revestimento epóxi um dos utilizados para essa finalidade ([LIU; LI, 2010](#)). A principal diferença para o método anterior é que estes sensores não podem ser removidos, sendo especialmente projetados para o monitoramento contínuo do equipamento. Na [Figura 2.10](#) é apresentado um exemplo de transformador com sensor UHF interno.

Figura 2.10 – Sensor UHF montado no tanque de um transformador de 360 MVA.

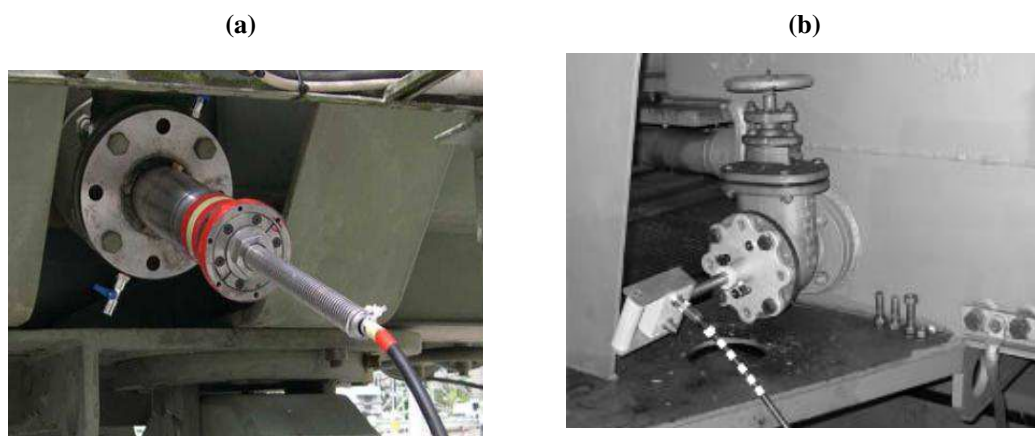


Fonte: extraído de [Liu e Li \(2010\)](#).

2.2.4.3 Sensores Sonda Portátil

O terceiro tipo é o sensor sonda portátil implantado através da válvula de óleo dos transformadores, conforme mostrado na Figura 2.11. Este método é conveniente porque nenhuma estrutura extra é requerida e a instalação pode ser feita sem a necessidade de interrupção do serviço, sendo o método mais adequado para o monitoramento em unidades já em operação. Por essa razão, esse tipo de sensor é promissor para o monitoramento da intensidade da DP. No entanto, é pouco utilizado para localização de fontes de DP, pois não é comum transformadores de potência disporem de quatro ou mais válvulas de óleo disponíveis para uso com sensores UHF.

Figura 2.11 – Sensor UHF sonda portátil instalado através da válvula de óleo de transformadores de (a) 380 kV e (b) 110 kV.



Fonte: extraído de [Tenbohlen et al. \(2006\)](#) e [Pfeffer et al. \(2009\)](#).

Independente do tipo de sensor utilizado, a análise da irradiação obtida pelos sensores UHF pode ser utilizada para o monitoramento dos níveis de DP no transformador. Também podem ser utilizadas combinações de todos os três tipos de sensores UHF a fim de se obter o número de sensores necessários para a localização da DP.

2.3 Métodos de Localização de Fontes de DP

A localização de DP em transformadores de potência tem sido tradicionalmente realizada utilizando a diferença no tempo de chegada (do inglês: *time difference of arrival*, TDOA) de ondas eletromagnéticas geradas pela atividade de DP em um conjunto de sensores. Para tanto, alguns métodos foram propostos utilizando esse princípio, conforme apresentados a seguir.

2.3.1 Localização por Equações de Distância

Devido à complexidade do ambiente de propagação, o método tradicional realiza algumas simplificações para efeito de localização. Ao derivar soluções, a base matemática usada pelo método tradicional pressupõe que onda eletromagnética se propaga a uma velocidade constante e ao longo de um caminho sem impedimento. Desse modo, pode-se calcular o tempo de propagação do sinal a partir de equações de distância, conforme a seguir:

$$(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2 = (v_e \cdot t_i)^2 \quad (2.1)$$

em que $P(x, y, z)$ é a coordenada da origem da irradiação; v_e é a velocidade de propagação do sinal no meio; t_i o tempo de propagação de P para o sensor i na coordenada (x_i, y_i, z_i) . Sendo τ_{1i} a diferença de tempo de chegada entre o sensor S_1 e S_i , a equação (2.1) resulta no seguinte sistema de equações:

$$(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2 = (v_e \cdot t_1)^2, \quad (2.2)$$

$$(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2 + (z - z_2)^2 = (v_e \cdot (t_1 + \tau_{12}))^2, \quad (2.3)$$

$$(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2 + (z - z_3)^2 = (v_e \cdot (t_1 + \tau_{13}))^2, \quad (2.4)$$

$$(x - x_4)^2 + (y - y_4)^2 + (z - z_4)^2 = (v_e \cdot (t_1 + \tau_{14}))^2. \quad (2.5)$$

O sistema possui quatro variáveis independentes. Portanto, são necessários quatro sensores e quatro sinais para a solução do sistema.

Dentre os métodos para solução do sistema de equações acima, tem-se utilizado comumente o método dos mínimos quadrados, o qual minimiza a função:

$$S(X) = \sum_{i=1}^4 (Y_i(X))^2 \quad (2.6)$$

em que $Y_i(X)$ é escolhido como:

$$Y_i(X) = [(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2]^{1/2} - (v_e \cdot T + \tau_{1i}). \quad (2.7)$$

Os valores de x , y e z podem, então, ser determinados a partir de técnicas iterativas apropriadas, dentre elas o método de Newton-Raphson e seus derivados.

Conforme se pode observar, a pressuposição assumida no método tradicional é que a propagação eletromagnética dentro do equipamento ocorre em um caminho livre de obstáculos. Portanto, por sua simplicidade, esse método possui a vantagem de ser bastante eficiente

computacionalmente. Contudo, devido aos diferentes materiais presentes no transformador, a onda eletromagnética é distorcida e atenuada ao longo de múltiplos caminhos, além de sofrer reflexões, difrações e refrações em diferentes meios. Desse modo, os sinais detectados nos sensores terão um atraso adicional que induzirá erros na localização da DP. Por isso esse método necessita de aprimoramentos a fim de incluir os atrasos na propagação.

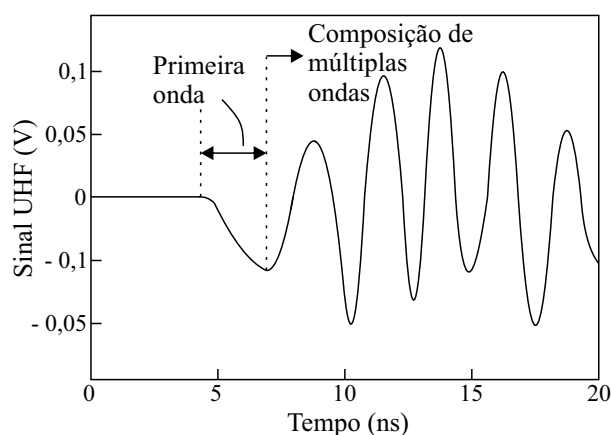
2.3.2 Localização pelo Menor Caminho de Propagação

Uma abordagem para a localização de DP em transformadores é mediante o cálculo do tempo de propagação do sinal UHF a partir do cálculo do menor caminho de propagação que a onda eletromagnética efetivamente percorre, ao invés da pressuposição de um caminho direto entre o defeito e o sensor.

2.3.2.1 Princípio de Fermat

Para entendimento do princípio a partir do qual o método se baseia, na [Figura 2.12](#) é apresentado um sinal UHF detectado por um sensor, em que o sinal é uma composição de várias frentes de onda devido aos múltiplos caminhos de propagação no equipamento. Contudo, o tempo de propagação do sinal é efetivamente definido pela primeira frente de onda, que percorre o menor caminho de propagação. Esse fenômeno é conhecido como princípio de Fermat, segundo o qual a trajetória percorrida pela onda eletromagnética ao se propagar de um ponto a outro é tal que o tempo gasto em percorrê-la é um mínimo.

Figura 2.12 – Sinal UHF com composição de múltiplas ondas.



Fonte: próprio autor.

A partir do princípio de Fermat, o tempo de propagação entre dois pontos A e B no espaço pode ser calculado, desde que se conheça o menor percurso de propagação entre ambos.

2.3.2.2 Representação do Transformador

Para a localização baseada no princípio de Fermat, primeiramente se faz necessário o conhecimento da estrutura interna do transformador para, então, calcular os tempos de propagação e proceder a localização da DP. Para tanto, tem-se utilizado a representação do transformador a partir de um modelo numérico discreto. Inicialmente proposta por [Yang e Judd \(2003\)](#) e aprimorada por [Mirzaei et al. \(2013\)](#), o método consiste em representar o equipamento mediante um modelo geométrico simplificado do equipamento, em que ele é representado por uma matriz numérica tridimensional (3D) composta por células de tamanho $\Delta x \times \Delta y \times \Delta z$, localizadas nas coordenadas $x = i\Delta x$, $y = j\Delta y$ e $z = k\Delta z$. Para cada célula, são definidos dois parâmetros. O primeiro é o fator de velocidade, que indica a velocidade de propagação da onda eletromagnética naquela coordenada. O segundo é um fator de propagação, que indica a atenuação que o material provoca na onda eletromagnética. Desse modo, é criado um modelo numérico de propagação do equipamento.

Uma vez construído o modelo discreto do transformador, a localização da DP é realizada pela busca da célula no espaço (ou conjunto de células) em que os tempos de propagação obtidos a partir daquela célula aos sensores correspondem aos dados medidos em campo, dentro de uma tolerância especificada. Em outras palavras, a localização da DP consiste em determinar a célula que minimiza a seguinte função objetivo:

$$\text{cost}(C_{i,j,k}) = \sqrt{(\Delta t_{12}^m - \Delta t_{12}^C)^2 + (\Delta t_{13}^m - \Delta t_{13}^C)^2 + (\Delta t_{14}^m - \Delta t_{14}^C)^2}, \quad (2.8)$$

em que os sobrescritos m e C referem-se aos tempos medidos em campo e aos tempos calculados para a célula $C_{i,j,k}$, respectivamente. Para a minimização da equação (2.8), pode-se utilizar diversos métodos de otimização, tais como Algoritmos Genéticos ou Enxames de Partículas.

2.3.2.3 Cálculo do Tempo de Propagação

A maior dificuldade do método consiste na determinação do tempo de propagação de cada célula $C_{i,j,k}$ até os sensores UHF. Uma vez que o transformador possui uma estrutura interna complexa, a determinação desses tempos pode não ser fácil. Inicialmente, [Yang e Judd \(2003\)](#)

propuseram que o cálculo do tempo de propagação entre dois pontos fosse realizada matematicamente a partir da modelagem geométrica do transformador. Para tanto, as estruturas internas do equipamento são modeladas por cilindros e paralelepípedos. Em seguida, o percurso de propagação é determinado (e, conseqüentemente, o tempo de propagação) a partir da distância percorrida pela onda eletromagnética, utilizando a premissa da menor rota de propagação baseada no princípio de Fermat. Como exemplo, na [Figura 2.13](#) é apresentado um corte em duas dimensões de um modelo de transformador. A partir da figura é possível determinar a distância percorrida pela onda eletromagnética no trecho SP , fazendo:

$$l_{ST} = \sqrt{(x_s - c)^2 + (y_s - d)^2 - r^2}, \quad (2.9)$$

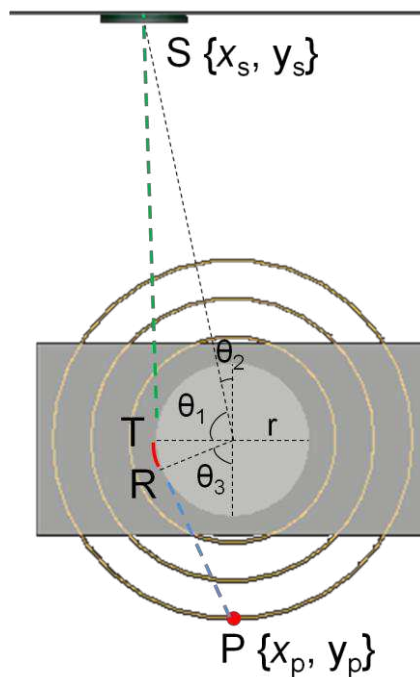
$$l_{RP} = \sqrt{(x_p - c)^2 + (y_p - d)^2 - r^2}, \quad (2.10)$$

$$l_{TR} = r(\pi - \theta_1 - \theta_2 - \theta_3), \quad (2.11)$$

$$l_{SP} = l_{ST} + l_{TR} + l_{RP}, \quad (2.12)$$

em que (c, d) é a coordenada central do núcleo.

Figura 2.13 – Exemplo de cálculo do caminho de propagação da onda eletromagnética a partir do método geométrico.



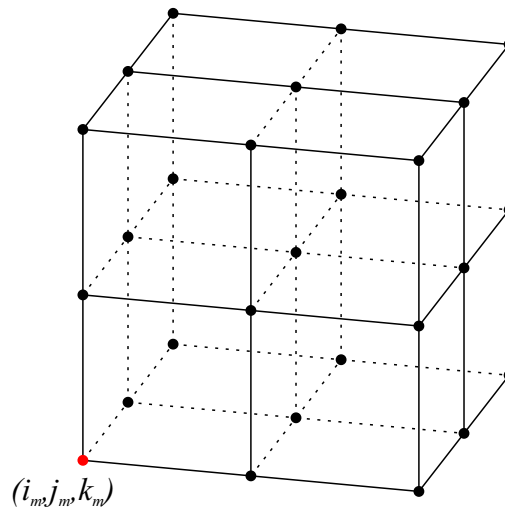
Fonte: extraído de [Ishak \(2013\)](#).

No método geométrico, a determinação do tempo de propagação é evidentemente tra-

balhosa de ser realizada em um transformador real, uma vez que a matriz $C_{i,j,k}$ é extensa. Além disso, o método considera apenas o óleo como caminho de propagação, desprezando o efeito de outros materiais e estruturas menores do equipamento. Devido a esses problemas, a proposição inicial não ganhou desenvolvimentos futuros. Contudo, motivou trabalhos que buscassem calcular o tempo de propagação do sinal.

Outra abordagem para o cálculo do tempo de propagação da matriz $C_{i,j,k}$ é o método empírico proposto por [Mirzaei et al. \(2013\)](#). Assim como no método anterior, o objetivo é encontrar a menor rota de propagação da onda eletromagnética a partir de cada ponto até os sensores localizados nas posições $(i_{sen_l}, j_{sen_l}, k_{sen_l})$. Para tanto, a rota é definida como uma sequência de nós, em que, a partir de (i_m, j_m, k_m) calcula-se o próximo nó da sequência $(i_{m+1}, j_{m+1}, k_{m+1})$ até alcançar $(i_{sen_l}, j_{sen_l}, k_{sen_l})$. Durante o movimento de um nó para o próximo, um dos seus vizinhos deve ser selecionado como o caminho mais rápido, podendo ser escolhidos até dois nós de distância. Assim, haveria 124 nós vizinhos, como ilustrado na [Figura 2.14](#) (por simplicidade, apenas um oitavo do espaço de busca é mostrado). O movimento de um nó para o próximo é permitido em direções diagonais, bem como direções paralelas às coordenadas dos eixos.

Figura 2.14 – Indicação de um oitavo dos nós vizinhos a serem selecionados como o próximo nó de uma rota.



Fonte: adaptado de [Mirzaei et al. \(2013\)](#).

A probabilidade de um nó (i_m, j_m, k_m) ser escolhido como o próximo nó $(m + 1)$ da rota

é calculado da seguinte forma:

$$p(n) = c(n) \times desire^\alpha(n), \quad 1 \leq n \leq 124, \quad (2.13)$$

$$c(n) = \begin{cases} 1, & \text{se } prop(i_n, j_n, k_n) \neq 0, \\ 0, & \text{se } prop(i_n, j_n, k_n) = 0. \end{cases} \quad (2.14)$$

em que $prop$ é a matriz de propagação relativa 3D; (i_n, j_n, k_n) é o n-ésimo nó avaliado; $desire(n)$ indica o grau de probabilidade do nó ser escolhido como o próximo da rota; e α é um expoente de controle do algoritmo.

Na equação (2.13), $c(n)$ não permite o movimento através do núcleo e condutores e $desire^\alpha(n)$ faz o movimento em direção à posição do sensor, indicando a probabilidade de um nó ser escolhido na rota. Para tanto, $desire(n)$ é obtido fazendo-se:

$$desire(n) = \frac{\frac{\vec{dir}(n) \cdot \vec{dir}_{ant}}{\|\vec{dir}(n)\| \cdot \|\vec{dir}_{ant}\|} + 1}{2}} \quad (2.15)$$

em que

$$\vec{dir}(n) = \frac{(i_n - i_m)\vec{a}_x + (j_n - j_m)\vec{a}_y + (k_n - k_m)\vec{a}_z}{\sqrt{(i_n - i_m)^2 + (j_n - j_m)^2 + (k_n - k_m)^2}} \quad (2.16)$$

e

$$\vec{dir}_{ant} = \frac{(i_{ant} - i_m)\vec{a}_x + (j_{ant} - j_m)\vec{a}_y + (k_{ant} - k_m)\vec{a}_z}{\sqrt{(i_{ant} - i_m)^2 + (j_{ant} - j_m)^2 + (k_{ant} - k_m)^2}}. \quad (2.17)$$

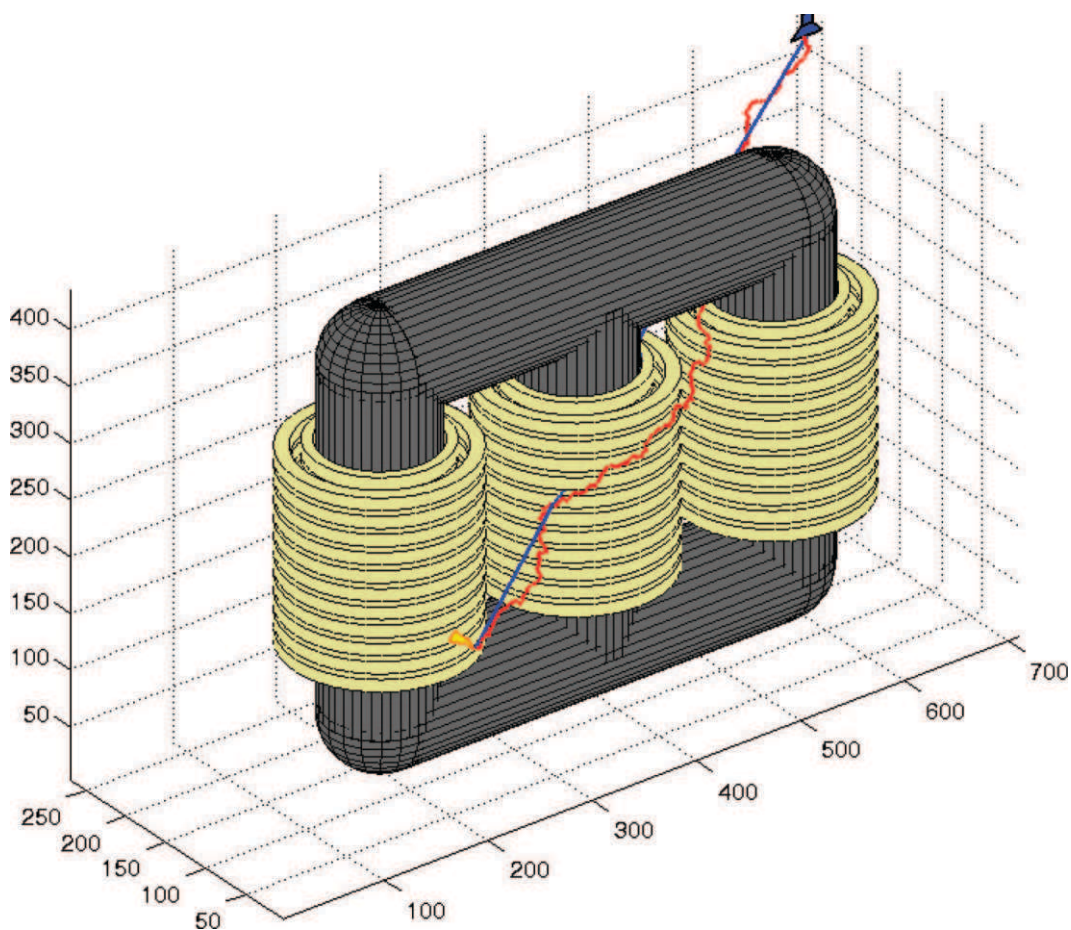
O vetor $dir(n)$ é unitário e indica a direção do m-ésimo nó da rota para o n-ésimo nó vizinho, enquanto \vec{dir}_{ant} é o vetor unitário do m-ésimo nó em direção ao sensor.

A partir do algoritmo acima será formada uma rota inicial. Devido à seleção probabilística dos nós, a rota tem uma forma em ziguezague e não representa a rota mais curta possível. Isso resulta da flexibilidade necessária para o algoritmo probabilístico, de modo que a escolha de grandes valores para α torna a rota mais direta, enquanto valores menores permite explorar o ambiente de forma mais flexível. Portanto, inicialmente o valor de α é escolhido para ser 1 (um) e depois, durante um processo de otimização, é aumentado.

No processo de otimização, dois nós da rota obtida inicialmente são selecionados aleatoriamente e uma nova sub-rota entre esses dois nós é calculada com a ajuda do processo acima mencionado, fazendo $\alpha > 1$. Então, se a rota tornou-se menor, o ajuste é aceito; se não, é descartado. Esse processo é repetido até que obtenha-se a menor rota possível, dentro de uma tolerância especificada.

Na [Figura 2.15](#) é apresentado um exemplo da aplicação do algoritmo para obtenção da menor rota de propagação da onda eletromagnética entre dois pontos. Em vermelho é demonstrado um exemplo de uma rota em sua fase inicial. Em azul é demonstrado o resultado após o processo de otimização. Conforme se pode observar, um caminho de propagação é obtido entre a ponto (i_m, j_m, k_m) e o sensor l . Desse modo, é possível calcular o tempo de propagação da matriz $C_{i,j,k}$ repetindo o procedimento para os diversos pontos no espaço. Em seguida pode-se proceder a localização da DP a partir da minimização da função objetivo (2.8).

Figura 2.15 – Rota de uma possível fonte de DP para o sensor. Em vermelho é apresentado a rota em fase inicial. Em azul é apresentado a rota após processo de otimização.



Fonte: extraído de [Mirzaei et al. \(2013\)](#).

2.3.3 Considerações

Algumas considerações necessitam ser feitas acerca dos métodos de localização apresentados. Primeiramente, com respeito ao método tradicional, pode-se dizer que ele é simples e rápido, pois utiliza a solução de um sistema de quatro equações não lineares para a localização da ori-

gem da irradiação. Portanto, possui eficiência computacional. Contudo, evidentemente assume a premissa falsa de que os caminhos de propagação entre o defeito e os sensores são livres de obstáculos, de modo que as reflexões, refrações e difrações que ocorrem dentro do tanque do transformador são desprezadas no cálculo. Devido ao atraso de tempo que tais fenômenos provocam no sinal, a simplificação induz erros na localização do defeito.

Por outro lado, alguns autores propuseram métodos de localização que incluem o efeito dos obstáculos presentes no equipamento - tais como o núcleo, enrolamentos e conexões (YANG; JUDD, 2003; MIRZAEI *et al.*, 2013). Contudo, a principal deficiência desses métodos é o modo de cálculo do tempo de propagação do sinal. Por um lado, a abordagem geométrica é evidentemente trabalhosa em uma aplicação real, além de desprezar o efeito dos materiais do transformador (levando em consideração apenas a propagação no óleo). Por outro lado, o método proposto por (MIRZAEI *et al.*, 2013) apresenta uma solução probabilística para a obtenção de uma variável determinística (tempo de propagação do sinal). Além disso, o algoritmo é completamente empírico, sem fundamentação na teoria eletromagnética. Questionamentos também podem ser levantados quanto ao tempo computacional do método, visto que não foram apresentadas análises de complexidade do algoritmo.

Diante do exposto, uma abordagem pela solução das equações de Maxwell para o cálculo do tempo de propagação do sinal seria mais consistente. Por um lado, essa abordagem permite incluir todos os efeitos de onda a que a irradiação está sujeita, bem como utilizar modelos mais detalhados do transformador. Os diversos materiais do transformador, tais como o papel, cobre, ferro, entre outros, podem ser incluídos para aumentar a precisão dessa abordagem. Além disso, um método baseado nas equações de Maxwell apresenta uma melhor solução para um problema determinístico, evitando a utilização de cálculos empíricos e probabilísticos.

2.4 Principais Parâmetros Avaliados no Estudo de Antenas

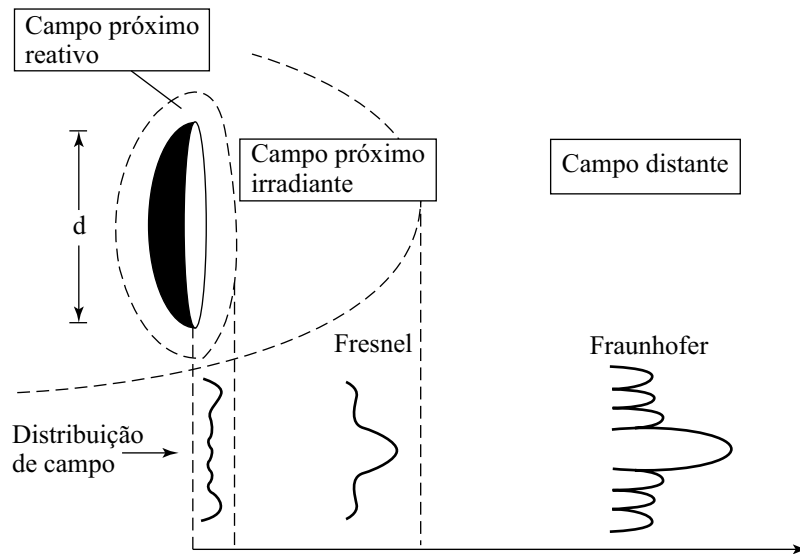
Os sensores UHF para monitoramento de DP são dispositivos capazes de detectar campos eletromagnéticos irradiados. Apesar de neste trabalho receberem a nomenclatura de sensores, seu comportamento é equivalente ao de antenas. Portanto, para compreensão das nomenclaturas utilizadas, a seguir são apresentados alguns parâmetros avaliados no estudo de antenas, os quais

podem ser obtidos mais detalhes em [Balanis \(2005\)](#) e [Kraus \(1988\)](#).

2.4.1 Campos de uma Antena

Os campos eletromagnéticos detectados por uma antena são dependentes da distância à fonte. Portanto, no que concerne à irradiação de uma antena, nota-se a distinção de três diferentes zonas no espaço com características distintas nos campos, conforme mostrado na [Figura 2.16](#).

Figura 2.16 – Zonas de irradiação de uma antena.



Fonte: adaptado de [Balanis \(2005\)](#).

- **Zona de campo próximo reativo ou zona de Rayleigh:** A primeira zona de irradiação da antena é caracterizada por um campo predominantemente reativo cuja densidade de potência é praticamente constante. Esta região é limitada pela superfície da antena e por um raio R , calculado em função do comprimento de onda λ e da maior dimensão d da antena, conforme definido a seguir:

$$R < 0,62\sqrt{\frac{d^3}{\lambda}}. \quad (2.18)$$

- **Zona de campo próximo irradiante ou de Fresnel:** A segunda zona, chamada de zona de campo próximo irradiante ou de Fresnel, fica localizada a uma distância R , tal que

$$0,62\sqrt{\frac{d^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2d^2}{\lambda}. \quad (2.19)$$

A região é caracterizada pela presença significativa de componentes radiais e transversais e por campos predominantemente irradiantes, cuja distribuição angular depende da distância da antena. Além disso, nesta zona, a densidade de potência aumenta com a distância.

- **Zona de campo distante ou de Fraunhofer:** A zona de Fraunhofer corresponde à região além da região de Fresnel. Logo, o início da terceira região é dado a partir de:

$$R \geq \frac{2d^2}{\lambda}. \quad (2.20)$$

Esta zona é caracterizada por uma densidade de potência inversamente proporcional ao quadrado da distância da antena. Contudo, o diagrama de irradiação (forma) não varia com a distância e possui campos essencialmente transversais.

No monitoramento UHF de DP em transformadores, normalmente os sensores estão localizadas a uma distância média da fonte emissora. Por isso, os sensores normalmente operam na região de campo próximo irradiante.

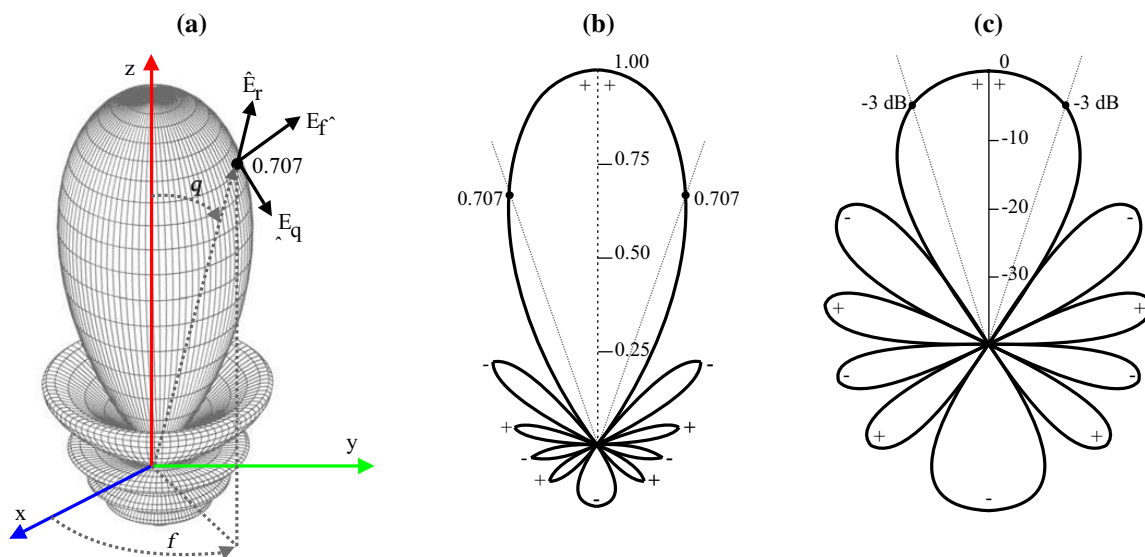
2.4.2 Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação de uma antena pode ser definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de irradiação em função do espaço de coordenadas. Ele pode ser diretivo, quando irradia/recebe mais efetivamente em uma direção do que outras; ou omnidirecional, quando não há uma direção privilegiada para a potência irradiada/recebida. Em geral, o diagrama de irradiação é determinado na região de campo distante e é representado como função das coordenadas direcionais. Duas representações são comuns. A primeira é o diagrama de campo, que representa um gráfico da magnitude do campo elétrico ou magnético em função do espaço angular. O segundo é o diagrama de potência, geralmente um gráfico do quadrado da magnitude do campo elétrico ou magnético em função do espaço angular. Para alguns padrões de irradiação, como o de ganho e potência, é usual a representação em escala logarítmica ou em decibéis (dB), permitindo maior detalhamento a respeito do desempenho da antena.

Para entendimento do diagrama de irradiação, na [Figura 2.17](#) são apresentados três exemplos de diagrama de irradiação para uma mesma antena. O primeiro corresponde ao campo

normalizado tridimensional; o segundo ao campo normalizado bidimensional; e o terceiro ao diagrama de energia (em decibéis). Dentre as propriedades que podem ser obtidas a partir dos diagramas de irradiação, incluem: potência de irradiação, intensidade de campos eletromagnéticos, diretividade, ganho e polarização.

Figura 2.17 – Diagrama de irradiação de uma antena. (a) campo normalizado tridimensional; (b) campo normalizado bidimensional; (c) diagrama de energia (em decibéis).



Fonte: adaptado de Balanis (2005).

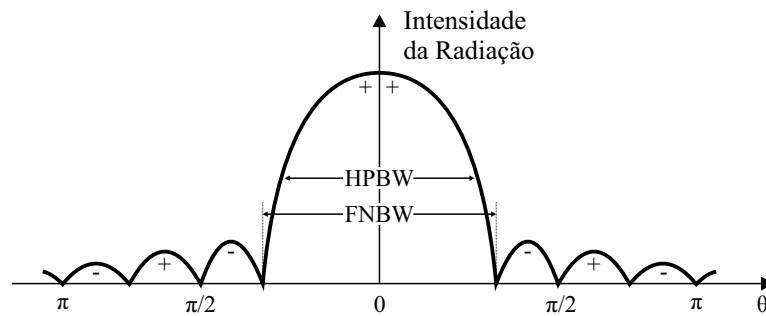
Como pode ser observado na [Figura 2.17](#), o diagrama de irradiação é composto por vários lóbulos. Esses lóbulos são definidos como uma porção do diagrama de irradiação que é limitada por regiões de baixa intensidade de irradiação. O lóbulo de maior intensidade é designado como lóbulo principal, enquanto os demais são classificados como menores. Os sinais de mais (+) e menos (-) indicam a polarização relativa da amplitude entre os vários lóbulos, que alterna à medida que os nulos são cruzados.

2.4.3 Largura de Feixe

A partir do lóbulo principal pode-se estimar o parâmetro definido como *beamwidth*, ou largura de feixe. A largura de feixe de uma antena é definida como a separação angular entre dois pontos idênticos localizados em lados opostos do lóbulo principal. A maneira mais comum de expressar a largura de feixe é por meio dos pontos que representam a metade do valor de intensidade máxima de irradiação no lóbulo principal (equivalente a -3dB). Essa forma de representação

da largura de feixe é conhecida como HPBW (do inglês: *Half Power Beamwidth*). A largura de feixe também pode ser representada pela separação angular entre os primeiros nulos do diagrama de irradiação, sendo designada como FNBW (do inglês: *First Null Beamwidth*). Ambas as formas de representação da largura de feixe podem ser visualizadas na [Figura 2.18](#), as quais indicam a capacidade de detecção de uma antena em determinada direção.

Figura 2.18 – Largura de feixe da antena.



Fonte: adaptado de [Balanis \(2005\)](#).

2.4.4 Diretividade e Ganho

A diretividade (D) de uma antena é definida como a proporção da intensidade de irradiação (I) em uma determinada direção, em relação à da irradiação média em todas as direções (I_0). Por sua vez, a irradiação média é igual à potência total irradiada pela antena (P_{irrad}) dividido por 4π . Portanto, matematicamente a diretividade pode ser expressa do seguinte modo:

$$D = \frac{I}{I_0} = \frac{4\pi I}{P_{irrad}}. \quad (2.21)$$

Para antenas com componentes ortogonais, a diretividade total pode ser representada pela soma das diretividades computadas em cada componente. Tomando um sistema de coordenadas esféricas, por exemplo, a diretividade total pode ser dada por:

$$D = D_\theta + D_\phi, \quad (2.22)$$

em que

$$D_\theta = \frac{4\pi I_\theta}{(P_{irrad})_\theta + (P_{irrad})_\phi}, \quad (2.23)$$

e

$$D_\phi = \frac{4\pi I_\phi}{(P_{irrad})_\theta + (P_{irrad})_\phi}. \quad (2.24)$$

O ganho (G) de uma antena é uma medida bem parecida com a diretividade. A principal diferença é que o ganho leva em consideração não somente as propriedades direcionais da antena, mas também a eficiência (e_0). Matematicamente, a relação entre o ganho e a diretividade é expressa por:

$$G = e_0 D. \quad (2.25)$$

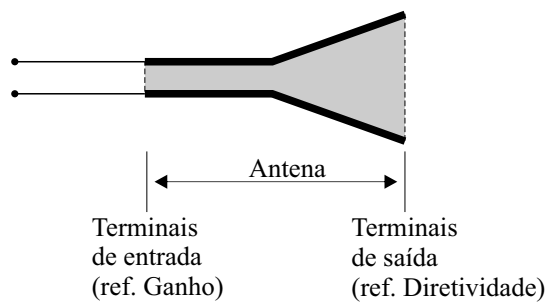
A eficiência total da antena e_0 é usada para mensurar as perdas na estrutura e terminais da antena e pode ser definida como:

$$e_0 = (1 - |\Gamma|^2) e_c e_d, \quad (2.26)$$

em que Γ é o coeficiente de reflexão nos terminais de entrada da antena; e_c a eficiência condutiva e e_d a eficiência dielétrica.

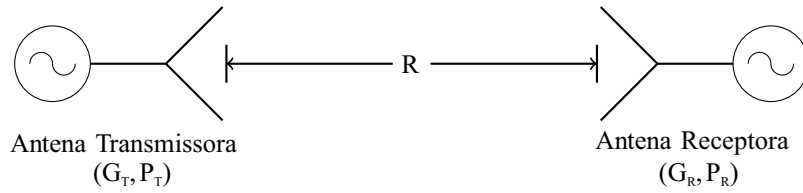
Em resumo, pode-se dizer que tanto a diretividade como o ganho indicam a capacidade da antena irradiar ou receber energia em uma determinada direção, embora o ganho leva em consideração eficiência da antena. Pode-se dizer que a diretividade mensura essa capacidade a partir dos terminais de saída da antena, enquanto o ganho mensura a partir dos terminais de entrada, conforme ilustrado na [Figura 2.19](#).

Figura 2.19 – Terminais de referência da antena.



Fonte: adaptado de [Balanis \(2005\)](#).

Para medição do ganho da antena pode-se utilizar uma antena transmissora na faixa de frequência de interesse e a antena cujo ganho será medido, aqui denominada de antena receptora. As antenas são posicionadas de frente uma com a outra, a uma distância R , conforme apresentado na [Figura 2.20](#). O valor de R é definido de acordo com os limites de campo distante do par de antenas utilizadas.

Figura 2.20 – Esquemático representativo para a medição de ganho proposto por Friis.

Fonte: adaptado de Kraus (1988).

Então, o ganho da antena receptora é definido a partir da equação de Friis:

$$\frac{P_r}{P_t} = (1 - |\Gamma_t|^2)(1 - |\Gamma_r|^2)G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 (\vec{a}_t \cdot \vec{a}_r^*)^2 \quad (2.27)$$

em que G corresponde ao ganho da antena, P a potência medida, Γ ao coeficiente de reflexão da antena e \vec{a} ao versor de polarização da antena. Os subscritos r e t correspondem à antena receptora e transmissora, respectivamente. O termo $4\pi R/\lambda$ representa as perdas por espalhamento de energia entre a antena transmissora e receptora.

2.4.5 Impedância de Entrada

Para a ocorrência da máxima transferência de potência possível entre o sinal da antena e sua respectiva linha de transmissão, é necessário que a onda sofra o mínimo de reflexões possível entre os dois meios. A parcela de onda refletida na estrutura pode ser mensurada pelo coeficiente de reflexão Γ , dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad (2.28)$$

no qual Z_{in} representa a impedância de entrada da antena e Z_0 a impedância característica da linha de transmissão. Em geral, as linhas de transmissão utilizadas em antenas são cabos coaxiais com impedância característica de 50 ou 75 ohms.

Por meio da equação (2.28), é possível notar que a máxima transferência de potência é alcançada quando a impedância de entrada se iguala à impedância característica da linha. O nível de proximidade entre esses valores é denominado casamento de impedância. O casamento de impedância pode ser estimado por meio de dois parâmetros de análise, a saber: a taxa de tensão de onda estacionária (do inglês: *Voltage Standing Wave Ratio*, VSWR) e as perdas de retorno.

2.4.5.1 VSWR

A VSWR pode ser definida como a razão entre a amplitude máxima e mínima da tensão de um sinal. Matematicamente, a VSWR pode ser escrita como:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (2.29)$$

No caso de um casamento ideal de impedância, o valor de Γ se torna nulo e a VSWR se iguala ao valor unitário. Como na prática não existe casamento ideal de impedâncias, é comum adotar como satisfatórios os valores de VSWR abaixo de 2, o que garante a transferência de aproximadamente 90% da energia do sinal recebido pela antena.

2.4.5.2 Perda de Retorno

O parâmetro mais comum utilizado para mensurar o casamento de impedância é a perda de retorno, ou coeficiente de reflexão (S_{11}). Esse parâmetro pode ser dado em função da VSWR e representa a razão entre a potência refletida da antena e a potência entregue à linha de transmissão. Nesse caso, a perda de retorno é representada matematicamente como:

$$S_{11}(dB) = 20 \log \left(\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right). \quad (2.30)$$

Considerando 2 o valor aceitável para a VSWR, tem-se, a partir da equação (2.30), que os valores aceitáveis para a perda de retorno são aqueles que estão abaixo de -10 dB. Desse modo, é garantida a transferência de aproximadamente 90% da energia do sinal recebido pela antena.

2.4.6 Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é definida como o intervalo de frequências dentro das quais o desempenho da antena, em relação a alguma característica (perda de retorno, diagrama de irradiação, ganho, polarização, etc.), está em conformidade com um padrão especificado.

Em geral, a banda de uma antena é dividida em três frequências de interesse: a frequência central, a superior e a inferior. As frequências superior e inferior representam os valores limites aceitáveis para a antena; enquanto que a frequência central representa a frequência de ressonância, na qual valores ótimos de desempenho são adquiridos para o projeto em questão.

Desse modo, a forma mais comum de representação da largura de banda (BW) é dada pela subtração entre a frequência superior (f_2) e a inferior (f_1):

$$BW = f_2 - f_1. \quad (2.31)$$

Como as características de uma antena não variam necessariamente da mesma maneira pela frequência, não há caracterização única da largura de banda. Contudo, comumente ela é definida em função das perdas de retorno. Logo, para esse caso, a largura de banda irá compreender o intervalo de frequências em que as perdas de retorno possuem valores aceitáveis, notadamente aqueles inferiores a -10 dB.

2.4.7 Altura Efetiva

Uma antena no modo de recepção é usada para detectar ondas eletromagnéticas. Para tanto, a magnitude da tensão induzida nos terminais da antena é um fator importante, pois é proporcional à energia coletada pelo circuito ligado à antena. Desse modo, a relação entre a tensão induzida de circuito aberto (V_{ca}) e o campo elétrico incidente (E) na antena é definido como altura efetiva (h_e):

$$h_e(\omega) = \frac{V_{ca}(\omega)}{E(\omega)}. \quad (2.32)$$

A altura efetiva é especialmente importante ao se utilizar antenas como sensores UHF para medição de DP, pois normalmente a análise do sinal é realizada a partir do pulso de DP medido no tempo. Tanto a energia quanto a amplitude do sinal é utilizado como indicativo da intensidade da DP identificada. Um sensor com uma baixa altura efetiva indica que ele é pouco sensível ao campo elétrico e, portanto, também pouco sensível à DP de baixa intensidade. Por outro lado, um sensor com elevada altura efetiva é mais sensível à detecção de DP.

Capítulo 3

Detecção UHF de Descargas Parciais: de GIS a Transformadores

As primeiras aplicações de sensores UHF foram utilizadas para monitoramento de DP em GIS. Mais recentemente, a aplicação de sensores UHF tem sido desenvolvida para monitoramento e localização de fontes de DP dentro de outros equipamentos de alta tensão, tais como transformadores de potência. Desse modo, a fim de descrever o estado da arte na temática, a seguir é apresentada uma revisão bibliográfica sobre os avanços tecnológicos da medição UHF de DP em equipamentos elétricos, desde a utilização em GIS até as aplicações em transformadores de potência. No capítulo também são destacados os avanços em termos dos algoritmos para localização da origem da irradiação e calibração dos sensores.

3.1 Medições UHF de Descargas Parciais em GIS

Em 1988, [Hampton e Meats \(1988\)](#) relataram as primeiras medições UHF de DP. Os autores realizaram testes em laboratório utilizando corpos de prova pressurizados com gás SF₆ e testes em uma GIS de 420 kV com aproximadamente 40 m de comprimento. A detecção foi feita utilizando um analisador de espectro, em que a identificação das DP foi feita pela característica na frequência do sinal medido. Além disso, foram realizados testes para a localização da origem da DP ao utilizar dois sensores e uma análise no domínio do tempo. Para tanto, devido às limitações tecnológicas da época, os sensores foram ligados a um digitalizador de canal único, sendo um sensor utilizado para dar o gatilho (*trigger*) no instrumento e o outro sensor para digitalização. O atraso de tempo entre o *trigger* e o sinal capturado permitiu a determinação da distância entre o defeito e os sensores.

Outros trabalhos foram desenvolvidos seguindo a mesma metodologia. De 1989 a 1990 medições foram realizadas no Reino Unido pela mesma equipe utilizando sensores internos

(LIGHTLE *et al.*, 1989; HAMPTON *et al.*, 1990; HAMPTON *et al.*, 1990). Em 1991, Yuen e Chan (1991) realizaram na China medições em uma GIS também de 420 kV, desta feita utilizando sensores externos acoplados em janelas de inspeção. Em alguns casos foram obtidas sensibilidade capaz de detectar DP com magnitudes menores que 1 pC (PEARSON *et al.*, 1991). Portanto, já no início da década de noventa a técnica mostrou-se promissora para medição e localização de fontes de DP, visto que a simplicidade das GIS permitiam a localização da DP em uma única dimensão (no caso, a distância até os sensores).

Em 1991, Pearson *et al.* (1991) utilizaram os sinais obtidos em sensores UHF em GIS para alimentar uma unidade de condicionamento de sinal composta por amplificadores e um detector de envoltória. Os primeiros estágios de amplificação possuíam um ganho de 28 dB e operavam com uma largura de banda de 1500 MHz. A saída do detector de envoltória alimentava um circuito de aquisição de dados que digitalizava e armazenava a amplitude do pulso e o instante de tempo. Desse modo, os dados poderiam ser armazenados e visualizados em um computador para análise de padrões, como por exemplo a partir de histogramas e análise em função da fase da tensão aplicada. Na época esse tipo de análise já era realizada para o método convencional de detecção de DP (NATTRASS, 1988).

Masaki *et al.* (1994) realizaram, no Japão, medições em duas GIS de 300 kV. Testes foram realizados a fim de avaliar o ruído presente dentro da estrutura da GIS, a atenuação da propagação do sinal de DP e a melhor faixa de frequência para detecção de DP. Para tanto, os autores injetaram pulsos de DP artificiais em posições definidas e procederam a medição em outras localizações. Os sensores utilizados foram do tipo externo e instalados nas junções dielétricas da estrutura metálica da subestação. Os autores verificaram que as medições apresentavam níveis de ruído significativos abaixo de 100 MHz. Além disso, constataram que o sinal de DP se atenuava durante a sua propagação, especialmente para frequências acima de 500 MHz. Por essa razão, sugeriram que a detecção fosse realizada na faixa de 200 a 400 MHz. Contudo, nos resultados apresentados no artigo é possível verificar níveis de ruído até aproximadamente 300 MHz, talvez provenientes de corona na subestação, como observado em Kock *et al.* (1996).

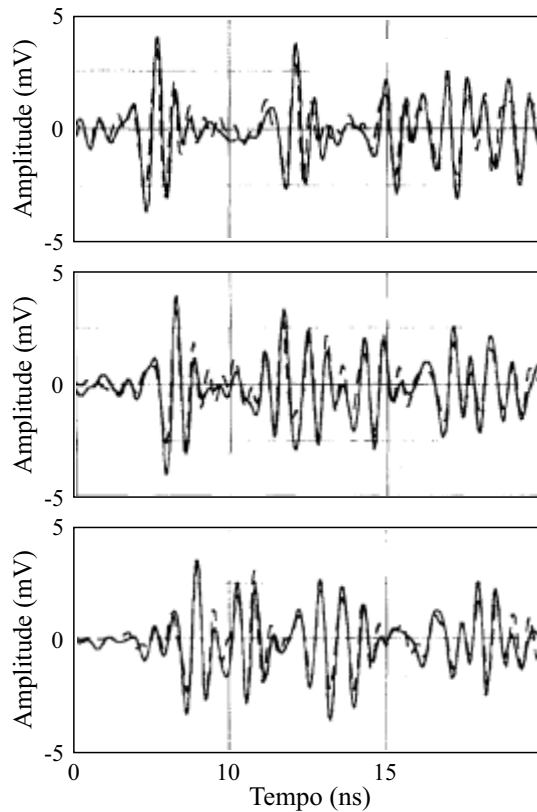
Pearson *et al.* (1995) relata que no ano de 1995 o Reino Unido estava especificando sensores UHF para todas as novas GIS e, em alguns casos, sendo instalados retroativamente

em subestações existentes. Os sensores eram instalados tanto na etapa de comissionamento quanto para monitoramento em subestações em serviço. Os resultados obtidos por Hampton *et al.* (1992) indicam que as DP em GIS apresentavam radiações cuja frequência variava do 0 até aproximadamente 1500 MHz. Contudo, a detecção era normalmente realizada nas frequências de 300 a 1500 MHz.

Em 1996, JUDD *et al.* (JUDD *et al.*, 1996; JUDD *et al.*, 1996) demonstraram ser possível simular o sinal UHF de DP em GIS usando uma combinação de funções de transferência do sistema, de modo a relacionar a tensão de saída do sensor com a fonte de DP. Para tanto, os autores modelaram analiticamente: *i*) o sinal de excitação utilizando um impulso Gaussiano; *ii*) o sinal de propagação em GIS por uma função diádica de Green; *iii*) a altura efetiva do sensor, que relaciona o campo elétrico incidente com a tensão de saída; e *iv*) a modelagem da resposta em frequência do sistema de medição. Para validação da teoria proposta, os autores realizaram comparações dos resultados analíticos com testes realizados em uma câmara coaxial linear de 3,6 m e diâmetro comparável a uma GIS real. Os resultados indicaram uma boa precisão da modelagem proposta com acurácia acima de 88%, em média. Na Figura 3.1 é apresentada uma comparação dos resultados obtidos para um dos testes realizados, em que a distância da fonte do sinal e o sensor UHF foram variados de 0,9 a 1,5 m. Na figura, os traços sólidos são os sinais medidos e os tracejados são os sinais simulados. Conforme se pode observar, os resultados obtidos pela simulação foram bastante próximos dos medidos. Contudo, conforme comenta os autores, a propagação de sinais UHF é afetada por barreiras, cantos e junções que provocam atenuação do sinal devido a reflexões. Para responder a esses efeitos, foi sugerido associar uma função de atenuação para cada descontinuidade de um GIS real. A principal contribuição do artigo foi demonstrar que é possível modelar a propagação de onda em GIS a fim de auxiliar no processo de calibração do sistema.

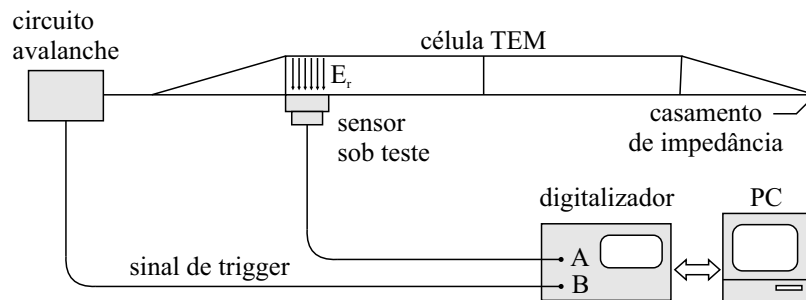
Em 1997, Judd *et al.* (1997) propuseram um método para calibração de sensores UHF usando uma célula Transversal Eletromagnética (TEM), também conhecida por célula Crawford (CRAWFORD, 1974), conforme apresentado na Figura 3.2. A célula TEM consiste em uma estrutura metálica blindada com duas extremidades. Em uma das extremidades é injetado um sinal impulsivo que se propaga no interior da célula, gerando um campo elétrico uniforme entre as placas condutoras na região planar. Desse modo, o sensor UHF deve ser montado na estrutura

Figura 3.1 – Comparação de sinais UHF medidos e simulados com a sonda localizada a três distâncias da sonda fonte: (a) 0,9 m de separação, (b) 1,2 m de separação, e (c) 1,5 m de separação entre a fonte e o sensor.



Fonte: adaptado de Judd *et al.* (1996).

Figura 3.2 – Esquema de uma célula TEM para calibração de sensores UHF.



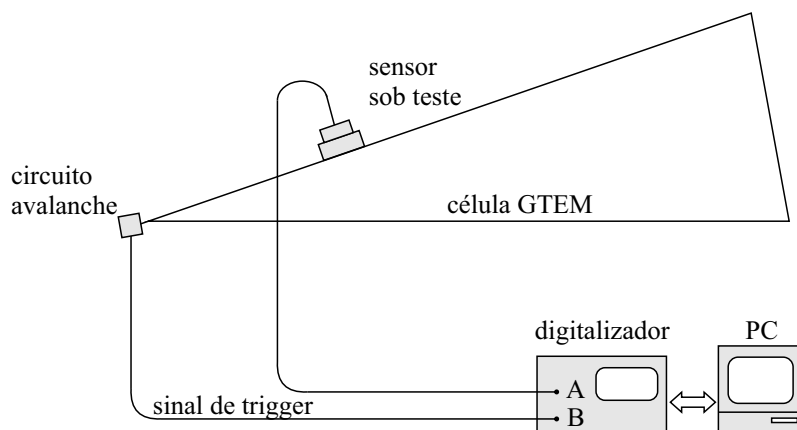
Fonte: adaptado de Judd *et al.* (1997).

submetida ao campo elétrico uniforme e a sua sensibilidade definida no domínio da frequência. Para tanto, a altura efetiva $h_e(\omega)$ é calculada, que é a razão entre a tensão de saída do sensor $V_{ca}(\omega)$ e o campo elétrico incidente $E(\omega)$. Para a medição do campo elétrico incidente, foi utilizado um sensor de sensibilidade conhecida na mesma posição do objeto de teste e submetido ao mesmo sinal de excitação. A partir dos resultados experimentais, os autores concluíram que a célula TEM pode ser usada para calibração de sensores UHF. Contudo, o sensor sob teste

deve ser montado em uma estrutura que replique a disposição em campo, pois os efeitos de acoplamento interferem na sensibilidade do sensor.

Judd e Farish (1998) continuaram a pesquisa sobre calibração de sensores e propuseram a utilização de uma célula Gigahertz Transversal Eletromagnética (GTEM), conforme apresentado na Figura 3.3. O novo sistema de medição supera algumas limitações da célula TEM, pois possui menos descontinuidades na geometria da estrutura, provocando uma maior uniformidade do campo elétrico e uma faixa de frequência estendida. Atualmente as células GTEM são utilizadas na realização de testes de compatibilidade ou interferência eletromagnética, de acordo com a norma IEC 61000-4-20 (2010).

Figura 3.3 – Esquema de uma célula GTEM para calibração de sensores UHF.



Fonte: adaptado de Judd e Farish (1998).

Ainda em 1998, Kurrer e Feser (1998) analisaram analiticamente a atenuação do sinal da irradiação de DP em GIS e correlacionaram medições UHF de DP com medições utilizando um capacitor de acoplamento, de acordo com a norma IEC 270 (1981). Segundo os autores, em concordância com Pearson *et al.* (1995), a perda de potência na estrutura metálica da GIS é baixa, na ordem de 2 dB/km. Contudo, nas descontinuidades os autores verificaram perdas de 2 dB a 3,5 dB devido aos efeitos de reflexões. Nos testes experimentais a medição UHF apresentou sensibilidade alta, comparável à medição com capacitores de acoplamento, sendo possível detectar DP da ordem de 1 pC. Contudo, se por um lado o método convencional permite ser calibrado e os mesmos defeitos resultam no mesmo valor de pC, independente da localização do dispositivo de acoplamento, o mesmo não acontece com a medição UHF. Os autores verificaram que a relação entre a tensão do sensor UHF e a carga aparente da DP depende do tipo de

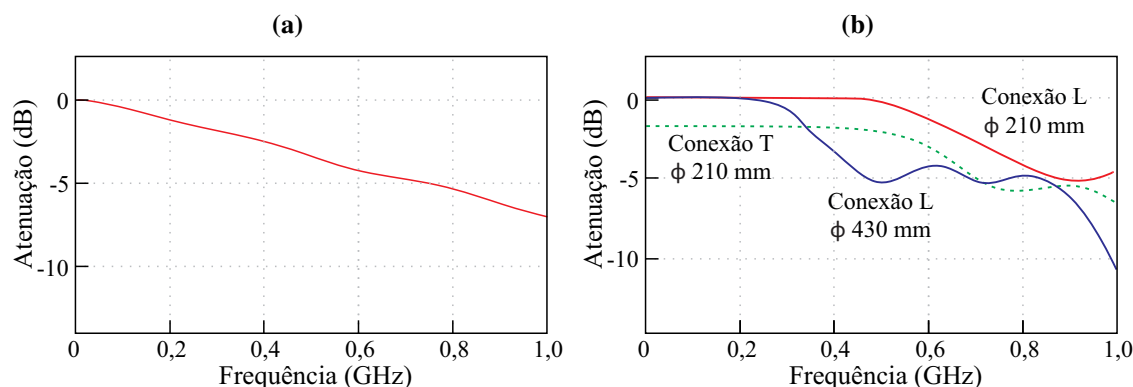
defeito, bem como da distância entre o defeito e o sensor. Por essa razão o método UHF é de difícil calibração.

Em 1999, o grupo de trabalho 15/33.03.05 do Cigré ([Task Force 15/33.03.05, 1999](#)) recomendou procedimentos para verificação da sensibilidade de técnicas UHF e acústicas para medição de DP em GIS. Segundo o grupo de trabalho, devido à complexidade dos padrões de ressonância, a magnitude dos sinais detectados depende fortemente da localização e da orientação do defeito e sensor. Um cálculo numérico da função de transferência global entre emissor (defeito) e receptor (sensor) geralmente é impossível porque a localização e a orientação do defeito não são conhecidas. A situação descrita indica que uma calibração do método UHF e acústico não era possível à época. Diante dessa realidade, o grupo estabeleceu procedimentos para verificação da sensibilidade dos sensores, a fim de identificar DP de pelo menos 5 pC. Para tanto, testes foram realizados em diversos laboratórios ao redor do mundo, bem como em GIS em operação. Ao final, foram propostos alguns procedimentos experimentais para verificação da sensibilidade do sistema. De modo geral, os autores recomendaram que os sensores UHF sejam instalados com espaçamento de algumas dezenas de metros, a fim de garantir a sensibilidade requerida, enquanto os sensores acústicos devem ser instalados a alguns metros uns dos outros.

[Imagawa et al. \(2001\)](#) investigaram na frequência a atenuação da propagação UHF do DP devido a descontinuidades em GIS. Para tanto, foram realizados testes laboratoriais em uma câmara GIS submetido a diferentes tipos de descontinuidades. Em seguida, testes foram realizados em uma subestação de 300 kV com diferentes estruturas e barramentos. Na [Figura 3.4](#) é apresentada a atenuação do sinal provocada por um espaçador e conexões tipo L e T de diferentes diâmetros. Conforme se pode observar, as taxas de amortecimento variam de acordo com a frequência, tendendo ser maiores para frequências mais altas. Desse modo, análises do sinal em frequências mais baixas estão sujeitas a menos interferências devido às descontinuidades. Para as conexões do tipo T e L de mesmo diâmetro, a curva de amortecimento é similar, apresentando apenas um amortecimento de -3,5 dB a mais que a conexão T. Provavelmente esse resultado deve-se ao fato dessa conexão proporcionar mais de um caminho de propagação do sinal. A partir dos resultados, os autores sugeriram o reconhecimento de padrões na frequência usando filtros passa faixa para a identificação e localização de fontes de DP. Contudo, essa abor-

dagem parece mais complexa que a análise no tempo usando sensores UHF estrategicamente distribuídos na subestação.

Figura 3.4 – Atenuação da irradiação de DP em GIS devido a (a) espaçadores e (b) conexões T e L.



Fonte: adaptado de [Imagawa et al. \(2001\)](#).

No final da década de 1990 e início do século XXI, a medição UHF de DP mostrou-se relativamente consolidada em GIS, de tal modo que [Bell et al. \(2003\)](#) fazem referência a testes de comissionamento em GIS realizados em mais de 200 *bays*¹ nos últimos 10 anos pela empresa britânica VA TECH Reyrolle. A aplicabilidade da metodologia, a tecnologia de fabricação de sensores UHF e as limitações de calibração e localização já eram conhecidas à época. Desse modo, o sucesso de aplicação em GIS motivou diversos pesquisadores a aplicarem a mesma metodologia em transformadores de potência. Assim, as primeiras pesquisas nessa área se iniciaram em 1997 e atingiu popularidade até a presente data, conforme será mostrado a seguir.

3.2 Medições UHF de Descargas Parciais em Transformadores

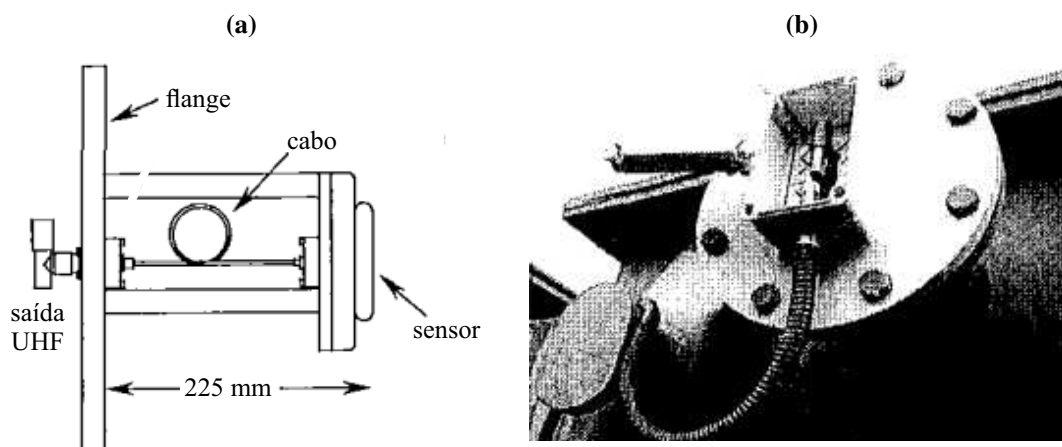
Os primeiros testes de medições UHF de DP para transformadores de potência foram realizados por [Rutgers e Fu \(1997\)](#), que utilizaram um tanque de transformador de 110 kV preenchido com óleo a fim de realizar medições UHF e acústicas de DP. Para tanto, os autores simularam quatro defeitos: (a) descarga corona, (b) partículas flutuantes no óleo, (c) defeitos no papel e (d) descargas superficiais. A principal contribuição do artigo foi servir como precursor nesse tipo de medição em transformadores, visto ter demonstrado que a DP em óleo é capaz de sensibilizar

¹ Bay de uma subestação corresponde ao conjunto de equipamentos ligados entre uma entrada e saída de linha de transmissão.

sensores UHF e acústicos de DP. A medição UHF apresentou sensibilidade de aproximadamente 20 pC. No entanto, os autores calcularam a carga aparente integrando a corrente medida a partir de uma resistência de 50 Ω . Atualmente, sabe-se que esse procedimento não é correto para a determinação da carga aparente, visto que a alta frequência do pulso de DP exige que os efeitos das indutâncias e capacitâncias parasitas, normalmente desconhecidas, sejam consideradas na integração (CARMINATI; LAZZARONI, 1999). De todo modo, os autores demonstraram que a medição UHF apresentou maior sensibilidade que a medição acústica. A medição acústica apresentou um sinal de menor frequência e, portanto, com maior tempo de resolução de pulso (da ordem de milissegundos), o que dificulta a caracterização do sinal, bem como pode conduzir a erros de superposição. Além disso, a identificação de padrões no tempo torna-se mais difícil.

Em 1999, Judd *et al.* (1999) avaliaram a viabilidade da medição UHF em transformadores de potência. Inicialmente os autores utilizaram um arranjo experimental consistindo de uma câmara blindada de alumínio contendo uma fonte de DP e um sensor UHF cônico ligado a um analisador de espectro. Então, foram realizadas comparações entre os sinais obtidos com a câmara preenchida com ar e com a câmara preenchida com óleo. Os resultados mostraram que as DP em óleo geraram sinais UHF capazes de serem detectados em frequências de até pelo menos 1,5 GHz. Em seguida, os autores desenvolveram um sensor UHF para transformadores de potência, adaptado para ser instalado internamente no tanque do equipamento, conforme mostrado na Figura 3.5. Para teste do sistema, pulsos foram injetados dentro do transformador mediante uma ponta de prova de 40 mm e detectados com o sensor desenvolvido. O sistema foi capaz de detectar sinais de DP de baixa intensidade, certamente menores que 50 pC. Em seguida, o transformador foi posto em operação em campo e avaliado o efeito das mudanças de tap na sensibilização do sensor. Os autores observaram que aproximadamente 30% das mudanças de operação resultaram em sinais sensibilizados no sensor, sem amplitude ou frequência consistente. Contudo, a característica do sinal apresentou comportamento característico distinguível das DP. Não se verificou a presença de DP no transformador em campo que pudesse servir de validação para o sensor UHF.

Figura 3.5 – Sensor UHF desenvolvido por Judd *et al.* (1999). (a) Detalhe esquemático do sensor UHF. (b) Sensor UHF no transformador.



Fonte: extraído de Judd *et al.* (1999).

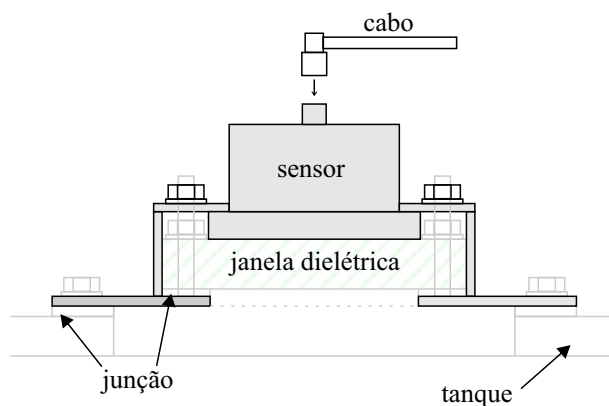
Em 2003, Yang e Judd (2003) propuseram a utilização de três sensores UHF e um modelo geométrico do transformador de potência para a localização de fontes de DP em transformadores. Os autores propuseram a construção de um modelo numérico discreto dos materiais do transformador, em que o transformador é representado por uma matriz 3D composta de células de tamanho $\Delta l \times \Delta l \times \Delta l$ localizada nas coordenadas $x = i\Delta l$, $y = j\Delta l$ e $z = k\Delta l$. Em cada célula é atribuído um código para definir se os sinais UHF podem ou não se propagar por ele e qual é a velocidade de propagação nessa região. Então, conforme explica os autores, de acordo com o princípio de Huygens-Fresnel, o sinal medido no sensor UHF corresponde à composição de todas as frentes de ondas percorridas pelos diferentes caminhos de propagação no transformador. O início do sinal é obtido pela primeira frente de onda, que percorre o caminho mais curto entre o defeito e o sensor e sofre um atraso de propagação mínimo. Desse modo, o tempo de propagação do sinal é calculado a partir de cada célula, verificando geometricamente o menor caminho de propagação até os diferentes sensores UHF. O método de localização consiste na busca pela célula no espaço (ou conjunto de células) em que os atrasos no tempo correspondem aos dados medidos dentro de uma tolerância especificada.

A abordagem proposta por Yang e Judd (2003) para localização de fontes de DP em transformadores é promissora, uma vez que inclui o efeitos dos obstáculos presentes no equipamento - tais como o núcleo, enrolamentos e conexões - ao propor um modelo geométrico. Contudo, o trabalho apresenta um conceito que não foi bem desenvolvido. Ele carece de mais

proposições para o cálculo do menor caminho de propagação entre dois pontos e um algoritmo de otimização para localização do ponto no espaço que melhor corresponde aos dados medidos dentro da tolerância especificada. Além disso, uma abordagem utilizando softwares de simulação eletromagnética seria mais precisa para o cálculo do tempo de propagação de onda, bem como para a modelagem do transformador de potência.

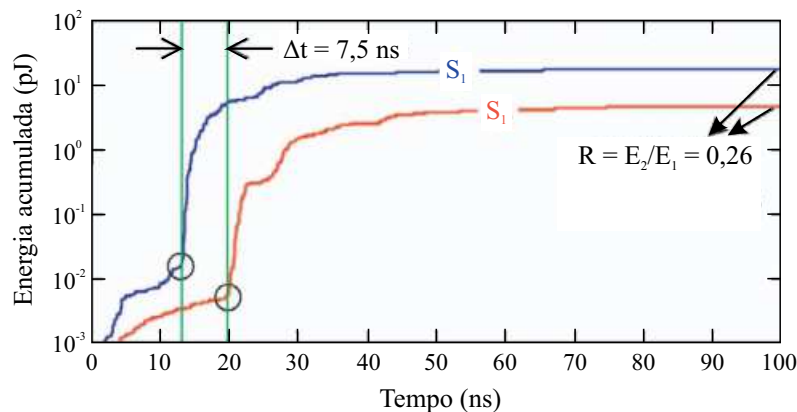
Em 2005, [JUDD *et al.*](#) publicaram dois importantes artigos sobre monitoramento de transformadores de potência usando sensores UHF. Os autores realizaram ensaios de campo em cinco transformadores com potências de 18 MVA a 1000 MVA e tensão de 25 kV a 400 kV. No primeiro dos dois artigos, os autores delinearam os princípios do monitoramento UHF de transformadores de potência ([JUDD *et al.*, 2005b](#)). No segundo, descreveram várias experiências com testes em transformadores ([JUDD *et al.*, 2005a](#)). O elemento-chave da abordagem proposta pelos autores é o uso de sensores UHF adaptados em janelas dielétricas a fim de formar uma abertura elétrica robusta através da qual os campos eletromagnéticos podem ser detectados, conforme apresentado esquematicamente na [Figura 3.6](#).

Figura 3.6 – Esquema de montagem de um sensor UHF do tipo janela no tanque de um transformador.

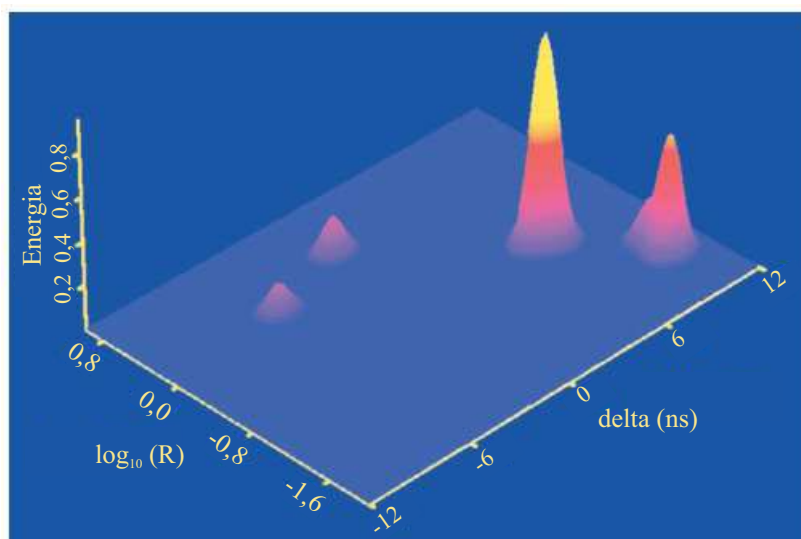


Fonte: adaptado de [Judd *et al.* \(2005b\)](#);

Os sinais obtidos pelos sensores UHF podem ser utilizadas para monitoramento dos níveis de DP no transformador a partir da análise de diversos parâmetros. Na [Figura 3.7](#) é apresentada a energia acumulada do sinal recebido por dois sensores. Como pode ser observado, tanto o tempo (Δt), quanto a razão R e a energia E de cada pulso pode ser utilizados como parâmetros relacionados à fonte de DP. Na [Figura 3.8](#), [Judd *et al.* \(2005b\)](#) apresentaram um mapeamento 3D $\{\Delta t, R, E\}$ de uma medição em que se pode identificar diversas fontes de

Figura 3.7 – Energia acumulada para um par de sinais UHF.

Fonte: adaptado de Judd *et al.* (2005b).

Figura 3.8 – Mapeamento 3D de sinais.

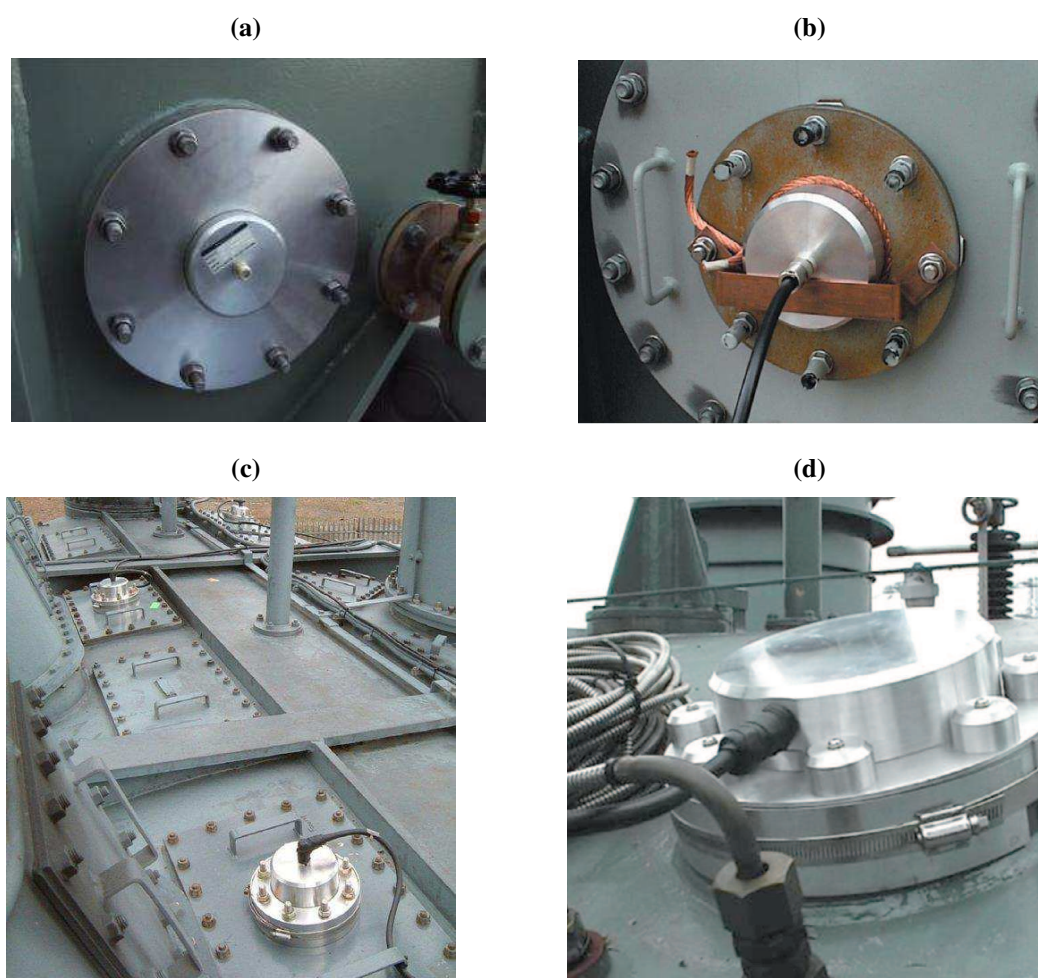
Fonte: adaptado de Judd *et al.* (2005b).

DP a partir da identificação de *clusters* no mapeamento. Além disso, o atraso na propagação do sinal UHF é insignificante em relação ao período do ciclo de energia (em contraste com a medição acústica). Desse modo, os autores mostraram que a formação de padrões representados em função da tensão aplicada (do inglês: *Phase Resolved Partial Discharge*, PRPD) é uma ferramenta útil para a identificação do tipo de defeito a partir de medições UHF. Posteriormente, pesquisas foram realizadas no sentido de correlacionar a energia do sinal UHF com a carga aparente da DP a fim de desenvolver uma base comum para a identificação de defeitos (REID *et al.*, 2011).

Nos anos subsequentes, sensores UHF adaptados em janelas dielétricas foram aplica-

das em transformadores de potência reais por vários pesquisadores do mesmo grupo de pesquisa, como em transformadores de 150 kV (MEIJER *et al.*, 2006), 275 kV (JUDD *et al.*, 2005a), 275/33 kV (Martin Judd, 2011) e 1000 MVA - 400/275 kV (JUDD *et al.*, 2005b), conforme apresentado na Figura 3.9. A escolha do material dielétrico não é especialmente crítico da perspectiva da medição UHF, de tal modo que propriedades mecânicas, químicas e de vida útil devem ser fatores dominantes na escolha. Como meios dielétricos podem ser considerados o politetrafluoretileno (PTFE) - que possui a vantagem de ser quimicamente inertes e impermeável à umidade (JUDD *et al.*, 2005a) - ou vários tipos de resina epóxi (Martin Judd, 2011).

Figura 3.9 – Sensor UHF externo montado em transformadores de: (a) 150 kV, (b) 275 kV, (c) 275/33 kV e (d) 1000 MVA - 400/275 kV.

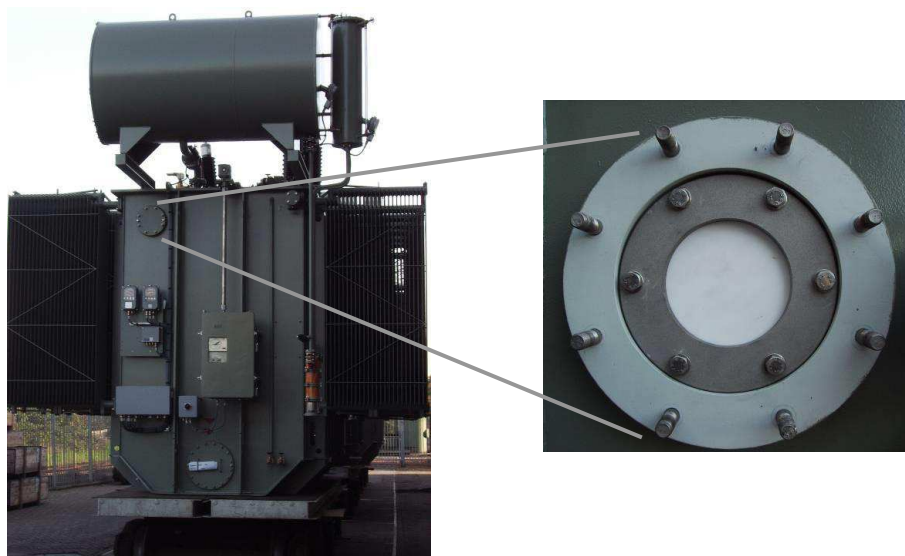


Fonte: extraído de Meijer *et al.* (2006), Judd *et al.* (2005a), Martin Judd (2011) e Judd *et al.* (2005b).

A aplicabilidade da técnica de medição UHF de DP em transformadores mostrou-se eficaz e promissora, de tal modo que em 2008 o Grupo de Trabalho A2.27 do Cigré (Working

Group A2.27, 2008) recomendou que, a partir daquele ano, transformadores de potência sejam fabricados com pelo menos quatro janelas dielétricas a fim de viabilizar a localização UHF de DP. Em 2011, [Martin Judd \(2011\)](#) apresentou um transformador de potência de 90 MVA já fabricado com uma janela dielétrica de PTFE, conforme mostrado na [Figura 3.10](#).

Figura 3.10 – Transformador de 90 MVA equipada com janela dielétrica.



Fonte: extraído de [Martin Judd \(2011\)](#)

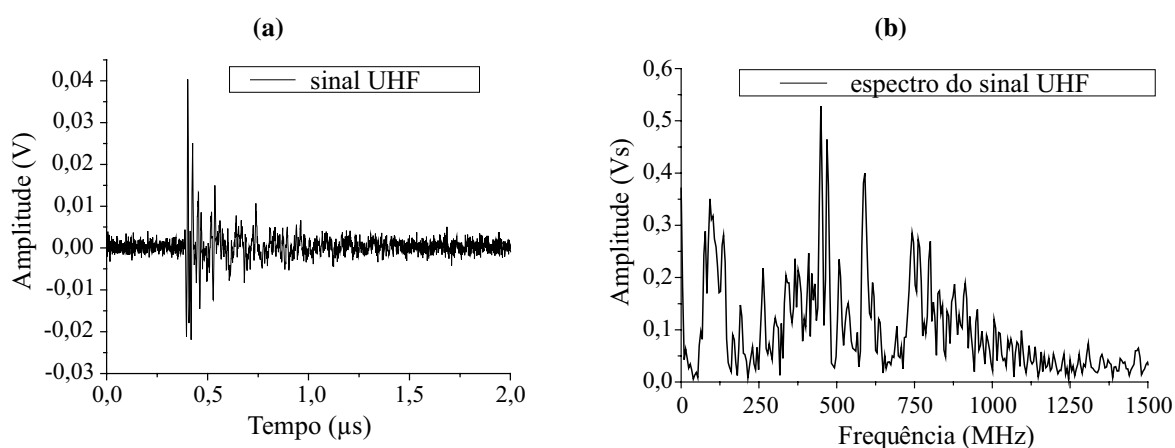
Além da medição de DP através de janelas dielétricas, pesquisadores tem utilizado sensores do tipo sonda portátil implantados em válvulas de óleo de transformadores. Em 2006, [Tenbohlen et al. \(2006\)](#) realizaram medições de DP em um transformador monofásico de 200 MVA e 380/220 kV, cuja AGD havia indicado a presença de DP. Para tanto, os autores utilizaram um sensor UHF do tipo sonda portátil, conforme apresentado na [Figura 3.11](#). As medições atestaram a validade do método para medição de DP, de tal modo que na [Figura 3.12](#) é apresentado um sinal UHF medido sem amplificação e seu espectro correspondente, onde é possível verificar componentes de frequência até 1500 MHz. Medições em laboratório indicaram níveis de DP de até 600 pC durante testes de tensão aplicada.

Figura 3.11 – Fotografia de um sensor UHF sonda portátil instalado através da válvula de óleo de transformadores de 200 MVA e 380/220 kV.



Fonte: extraído de [Tenbohlen et al. \(2006\)](#).

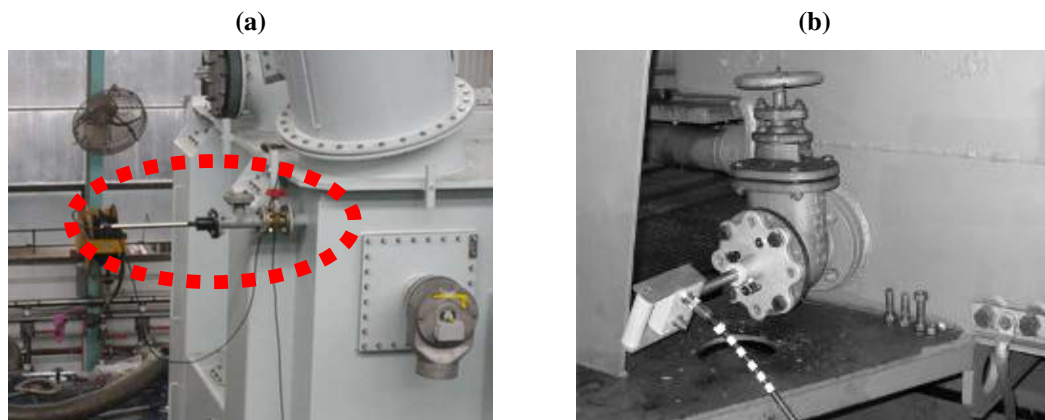
Figura 3.12 – Sinal UHF de DP medido em um transformador monofásico de 200 MVA e 380/220 kV: (a) sinal no tempo obtido sem amplificação, (b) espectro de frequência correspondente.



Fonte: adaptado de [Tenbohlen et al. \(2006\)](#).

Outros trabalhos foram desenvolvidos utilizando sensores UHF em válvulas de óleo em transformadores, como por exemplo em transformadores de 1500 MVA ([LOPEZ-ROLDAN et al., 2008](#)), 120 MVA e 210 MVA ([PFEFFER et al., 2009](#)), conforme mostrado na Figura 3.13. O uso de sensores UHF em válvulas de óleo é conveniente porque nenhuma estrutura extra é requerida no tanque do transformador e a instalação pode ser feita com o equipamento em operação. No entanto, o acesso à válvula de óleo é limitado, pois depende dela não estar em uso e ser de um projeto que permita a inserção da sonda. Portanto, esse tipo de sensor pode ser utilizado para o monitoramento da intensidade da DP, mas a localização da fonte de DP utilizando este sensor é difícil, pois é necessário obter quatro ou mais acessos disponíveis para

Figura 3.13 – Sensor UHF sonda portátil instalado através da válvula de óleo de transformadores de (a) 1500 MVA e (b) 120 MVA.



Fonte: extraído de [Lopez-Roldan et al. \(2008\)](#) e [Pfeffer et al. \(2009\)](#).

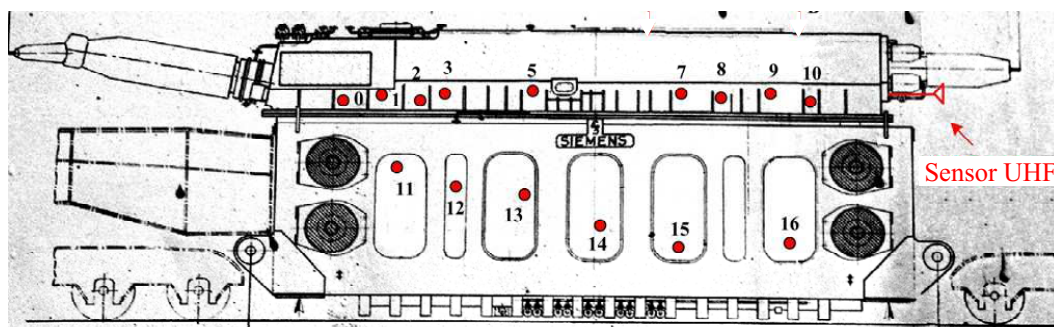
a inserção das sondas.

Em 2006, [Tang et al. \(2006\)](#) propuseram a localização de fontes de DP em transformadores utilizando algoritmos genéticos para solução das equações de distância entre os sensores e a fonte de DP. Para o cálculo da diferença no tempo de chegada dos sinais foi proposta a utilização do método da correlação cruzada. Na mesma linha, outros autores estudaram métodos para melhorar a precisão no uso de equações de distância. Dentre as técnicas estudadas, incluem a análise de técnicas de cruzamento de nível, correlação cruzada e energia cumulativa para determinação da diferença no tempo de chegada dos sinais ([SINAGA et al., 2012b](#)); a avaliação da eficiência da solução das equações de distância pelo método iterativo (método dos mínimos quadrados) e pelo método não iterativo de Bancroft ([MOUNTASSIR et al., 2017](#)); e a proposição do uso de sensores UHF em conjunto com sensores acústico ([COENEN; TENBOHLEN, 2012](#)). Em todos os casos, é importante observar que diferentes técnicas para solução de sistemas de equações ou técnicas diversas para estimação da diferença no tempo de chegada de sinais ou associação com sensores acústicos não modifica a essência do método baseado em equações de distância. Apesar de ser largamente utilizado, esse método possui a desvantagem de não considerar o efeito dos obstáculos no caminho de propagação dos sinais UHF.

Em 2008, [Coenen et al. \(2008\)](#) investigaram a atenuação do sinal UHF dentro de transformadores de potência. Para tanto, os autores utilizaram um autotransformador monofásico de 220 MVA destinado à demolição. Com o transformador livre de óleo, mas com o tanque e a

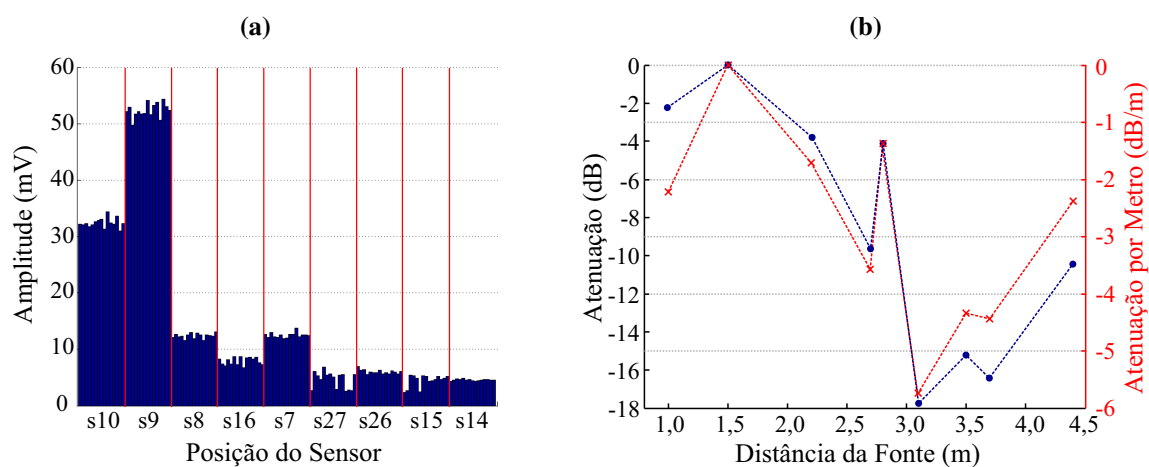
parte ativa intacta, os autores injetaram pulsos de calibração no transformador e verificaram o sinal captado em diversas posições. Para tanto, utilizaram sensores monopolos posicionados em diversas posições através de vinte e oito furos no tanque do transformador e um sensor UHF de referência instalado na válvula de óleo. Na [Figura 3.14](#) é apresentado a vista frontal do transformador com as posições onde foram realizadas as medições. Os pulsos de calibração foram produzidos a partir de um gerador de sinais, mantendo a mesma característica em todas as medições. Na [Figura 3.15a](#) é apresentada a amplitude máxima dos sinais UHF recebidos em diferentes posições e na [Figura 3.15b](#) é apresentada a atenuação em função da distância. A partir do resultado é reconhecível a clara diferença de amplitude dos sinais em função da posição da antena receptora. Além disso, existe uma relação não linear entre a atenuação dos sinais UHF e a distância. Essa relação não-linear depende da estrutura interna do transformador, da localização do sensor e do caminho de propagação dos sinais UHF. Como conclusão, os autores provaram que é impossível determinar o nível de uma DP pelo método UHF sem saber a localização da fonte de DP e a atenuação no caminho de propagação.

Figura 3.14 – Vista frontal do transformador com a indicação das posições dos sensores UHF (as posições n.º 17 a 27 estavam na parte traseira do transformador).



Fonte: adaptado de [Coenen et al. \(2008\)](#).

Figura 3.15 – (a) Indicação da amplitude máxima dos sinais recebidos em diferentes posições no transformador (a). (b) Atenuação dos sinais em função da distância entre a fonte emissora e o sensor UHF.



Fonte: extraído de [Coenen et al. \(2008\)](#).

Em 2009, [Xu et al. \(2009\)](#) simularam a propagação da irradiação UHF de DP em transformadores. Para tanto, foi utilizado o método das diferenças finitas no domínio do tempo e um modelo consistindo de um tanque e uma fonte de DP. Nos anos subsequentes diversos outros pesquisadores utilizaram simulações no domínio do tempo para estudar as características de propagação da irradiação UHF de DP em transformadores. As análises incluem o efeito da parte ativa do transformador no atraso e atenuação de onda ([SHIRDEL et al., 2011](#); [ZHAO et al., 2012](#); [ZANJANI et al., 2012](#); [MIRZAEI et al., 2012](#); [JIANG et al., 2013](#); [MIRZAEI et al., 2013](#); [ZHENG et al., 2014](#); [DU et al., 2016](#); [ROSTAMINIA et al., 2016](#)); a propagação da irradiação através das buchas do transformador ([WANG et al., 2012](#); [DU et al., 2016](#)); o estudo da resposta de sensores ([ISHAK et al., 2013](#); [ISHAK et al., 2017](#)); entre outros. Contudo, não se observou nenhuma metodologia que utilize tanto o ambiente computacional quanto medições em campo para o diagnóstico de transformadores de potência.

[Pinpart e Judd \(2010\)](#) propuseram uma técnica para identificação de múltiplas fontes de DP a partir da comparação da envoltória do sinal obtido pelo sensor UHF. Os autores propuseram detectar analogicamente a envoltória do sinal UHF, ao invés do sinal completo. Desse modo, a largura de banda (e, portanto, a taxa de amostragem) necessária para fazer a aquisição do sinal é significativamente reduzida. Em seguida, as envoltórias dos sinais medidos são comparadas, a fim de identificar diferenças que indiquem mais de uma fonte de DP. Apesar de

o método possuir a vantagem de diminuir a taxa de amostragem necessária para aquisição do sinal UHF, um dos problemas do método é a perda da informação precisa do tempo de chegada do sinal UHF. Como consequência, a localização de fontes pela diferença do tempo de chegada de ondas eletromagnéticas torna-se imprecisa.

Em 2010, [Liu e Li \(2010\)](#) aplicaram um sensor espiral para medir as atividades de DP dentro de um transformador de potência de 500 kV e 360 MVA, conforme ilustrado na [Figura 3.16](#). O sensor foi instalado internamente ao tanque do equipamento e encapsulado por resina epóxi, que atua como material dielétrico, revestimento anti-corrosão e possui tolerância a elevadas temperaturas. Na mesma linha outros trabalhos foram desenvolvidos, como por exemplo por [Sinaga et al. \(2012a\)](#) que usaram sensores espirais e monopolos para medir e localizar experimentalmente fontes de DP em um tanque cheio de óleo, representando um transformador. No entanto, apesar de ter sido demonstrada a viabilidade do uso de sensores internos, esse tipo de sensor é bastante invasivo e possui severas limitações de instalação em campo.

Figura 3.16 – Fotografia de um sensor UHF montado no tanque de um transformador de 360 MVA.



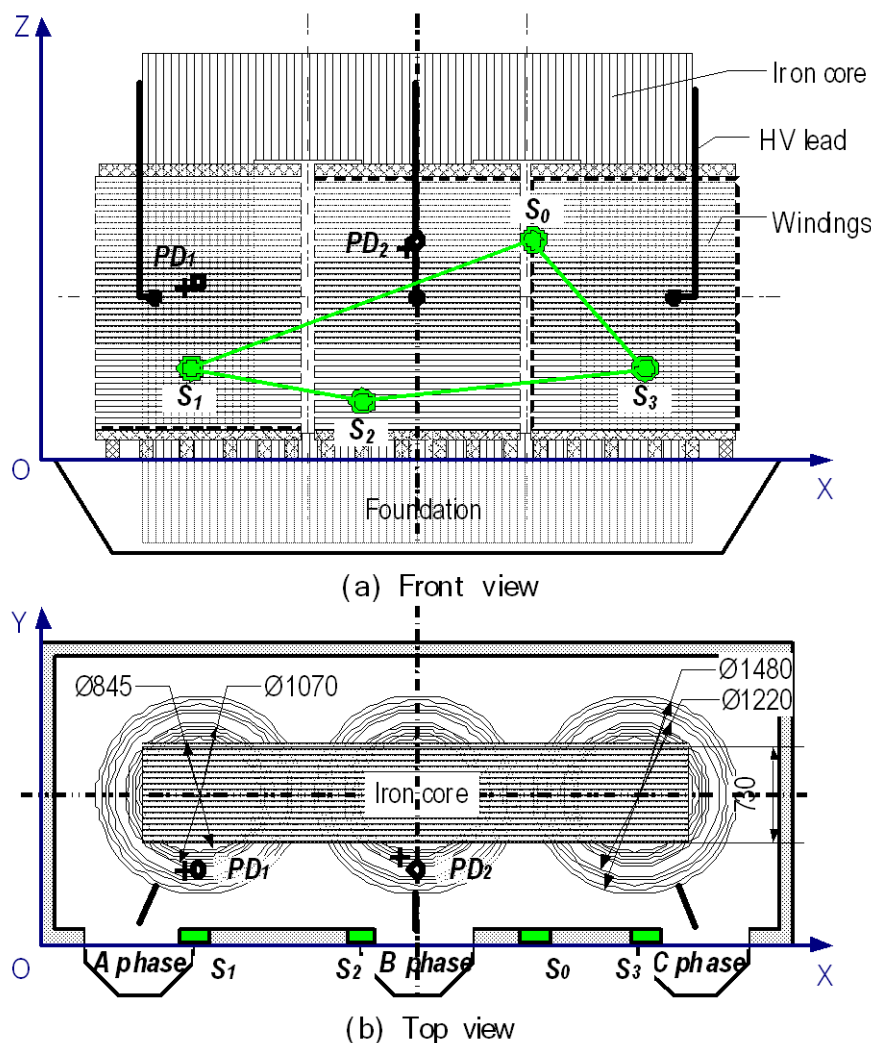
Fonte: extraído de [Liu e Li \(2010\)](#).

Em 2013, [Mirzaei et al. \(2013\)](#) propuseram uma adaptação do método proposto por [Yang e Judd \(2003\)](#) para localização de DP em transformadores de potência. Assim como sugerido por [Yang e Judd \(2003\)](#), os autores propõem a representação do transformador de potência por uma matriz 3D composta de células de tamanho $\Delta l \times \Delta l \times \Delta l$. Em seguida é verificado o caminho de propagação da frente de onda do sinal UHF a partir de cada célula até os diferentes sensores UHF. Então, é calculado o tempo de propagação do sinal, considerando as diferentes velocidades de propagação no caminho. O método de localização consiste na

busca pela célula no espaço (ou conjunto de células) em que os atrasos no tempo correspondem aos dados medidos dentro de uma tolerância especificada. Para tanto, utilizou-se o método de otimização por enxame de partículas para otimizar o processo de busca.

A inovação do trabalho consiste na proposição de um algoritmo probabilístico para determinação do caminho de propagação entre cada célula e os sensores. Por outro lado, a principal crítica que pode ser feita ao método proposto é a utilização de um algoritmo probabilístico para obtenção do caminho de propagação do sinal, visto que esse caminho não é aleatório, mas determinístico. Desse modo, conforme será mostrado em detalhes mais adiante a partir da discussão do trabalho de (UMEMOTO; TENBOHLEN, 2018), uma abordagem que calcule o tempo de propagação do sinal pela solução das equações de Maxwell provavelmente apresentará um resultado mais preciso. Por isso, uma abordagem utilizando simulações no domínio do tempo deve ser testada.

Em 2014, Zheng *et al.* (2014) realizaram testes de localização de DP em um transformador de potência de 120 MVA e 35/220 kV. Para tanto, os autores inseriram um defeito em duas fases do enrolamento de alta tensão, preencheram novamente o transformador com óleo e energizaram o equipamento. Então, utilizando quatro sensores UHF para a localização da fonte de DP a partir de equações de distância. A principal contribuição do artigo é a realização de testes com um transformador real em laboratório, permitindo a comparação precisa entre a estimativa da localização do defeito e a sua posição real. Contudo, os autores posicionaram os sensores UHF próximo aos defeitos produzidos e, intencionalmente, evitaram o núcleo do transformador no caminho de propagação posicionando os quatro sensores no mesmo plano, conforme apresentado na Figura 3.17. Como resultado, obtiveram uma precisão de mais de 10 cm na localização do defeito. Esse resultado é esperado, pois o único obstáculo no caminho de propagação é o enrolamento, no qual pesquisas anteriores mostraram que a propagação do sinal não sofre atrasos significativos devido aos espaçamentos existentes entre as espiras (MIRZAEI *et al.*, 2013). Além disso, é evidente que o arranjo de medição foi otimizado para obtenção de uma boa acurácia para o caso simulado, mas não necessariamente apresentará bons resultados para defeitos localizados em outras posições do transformador, sobretudo nas posições sujeitas às difrações provocadas pelo núcleo.

Figura 3.17 – Posicionamento das fontes de DP e dos sensores no transformador.

Fonte: extraído de [Zheng et al. \(2014\)](#).

Em 2015, [Mirzaei et al. \(2015\)](#) propuseram um sensor UHF para instalação nas saídas de óleo para radiadores presentes no tanque do equipamento. Esse tipo de sensor possui a vantagem de possuir vários pontos de acesso devido à grande disponibilidade desse tipo de saída de óleo. Contudo, a utilização do sensor fica condicionada a transformadores que não estejam utilizando radiadores para ventilação, o que é pouco comum, e a sua instalação necessita ser feita com a retirada de óleo do equipamento. Além do sensor, os autores também propuseram um método empírico para verificação do posicionamento ótimo de sensores em transformadores. O método consiste no teste computacional de vários arranjos, com a escolha daquele que minimiza o erro de localização na maioria dos casos. Nas simulações realizadas foi verificado que os erros de localização são minimizados quando os sensores são posicionados com uma dis-

tância espacial máxima uns dos outros e evitando o posicionamento geométrico em um mesmo plano.

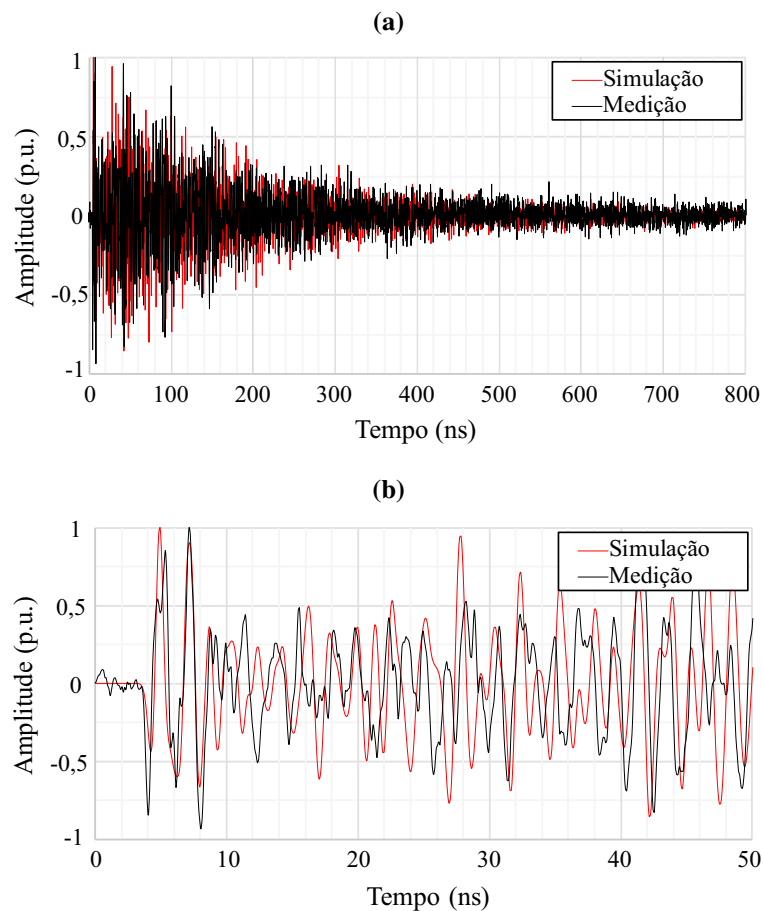
Em 2016, Akbari *et al.* (2016) realizaram testes de calibração em seis tipos diferentes de sensores UHF instalados em um pequeno tanque de transformador com objetos de forma cilíndrica, representando a parte ativa do equipamento. Com o objetivo de verificar a possibilidade de calibração do sistema de medição UHF, os autores injetaram um pulso de DP utilizando um gerador de sinais e avaliaram a resposta dos sensores, relacionando o sinal obtido com a distância e o ângulo da fonte de DP. Eles não conseguiram encontrar uma relação entre a amplitude do sinal UHF e a distância ou ângulo da fonte de DP, devido a fatores como: diferentes características de sensibilidade e diretividade dos sensores; ressonâncias e ondas estacionárias na propagação; características altamente reflexivas do transformador; e diferenças no padrão de emissão da fonte de DP. Segundo os autores, a calibração da medição UHF de DP é uma tarefa difícil e ainda não existe uma solução direta para o problema. A principal contribuição deste trabalho foram as diversas comparações realizadas para demonstrar a complexidade da calibração UHF.

Em 2017, Siegel *et al.* (2017) discutiram o processo de calibração UHF para transformadores e apresentaram uma proposta baseada em fatores de escala para calibração do sistema de medição. Primeiramente, foi proposto a obtenção da altura efetiva $h_e(\omega)$ do sensor UHF utilizando uma câmara GTEM preenchida com óleo e um analisador de rede. Então, obtêm-se um escalar K_1 a partir do valor médio de $h_e(\omega)$ na faixa de interesse (300 MHz a 1 GHz). Em seguida, um impulso de calibração é injetado no arranjo de medição, sem o sensor UHF instalado, para calibrar o cabo e o dispositivo de medição e determinar uma segunda constante para o sistema, K_2 . Por fim, determina-se um fator de calibração $K_{UHF} = K_1 \cdot K_2$, que relaciona a tensão de saída no sensor com o campo elétrico incidente. Contudo, o procedimento não inclui a atenuação provocada pelo caminho de propagação do sinal no transformador, de tal modo que a calibração de todo o sistema ainda não é disponível. Por essa razão, os autores propuseram um teste de sensibilidade, que consiste na utilização de dois sensores instalados idealmente na diagonal da seção transversal do transformador. Então, um pulso UHF é injetado em um sensor e a resposta do sinal é registrada no segundo sensor a fim de verificar a funcionalidade do sistema. Evidentemente, essa proposta é uma generalização, visto que apenas uma configuração

específica do caminho de propagação é usada como indicador para o transformador. Contudo, pode apresentar utilidade prática na medida que permite testar a funcionalidade do sistema.

Em 2018, [Umemoto e Tenbohlen \(2018\)](#) realizaram a comparação de dados medidos e simulados de sinais UHF em um transformador de distribuição de 630 kVA sem o óleo isolante. Para tanto, os autores utilizaram uma antena monopolo de 20 mm de comprimento e 1,3 mm de diâmetro como fonte eletromagnética afim de irradiar sinais eletromagnéticos estáveis na amplitude e frequência e simular um sinal de DP. A antena foi disposta em diversas posições ao redor dos enrolamentos do transformador. Em seguida, os sinais foram medidos em sensores do tipo sonda instalados através da válvula de óleo do equipamento. Posteriormente, os autores realizaram a modelagem da medição usando o software CST Microwave para simulação da propagação UHF pela solução das equações de Maxwell e comparação com os sinais medidos. Na Figura 3.18 é apresentado um exemplo comparativo de um sinal obtido na medição e simulação. Conforme se pode observar, o resultado demonstra que a modelagem no CST Microwave apresentou uma boa adequação à medição UHF realizada no transformador de 630 kVA.

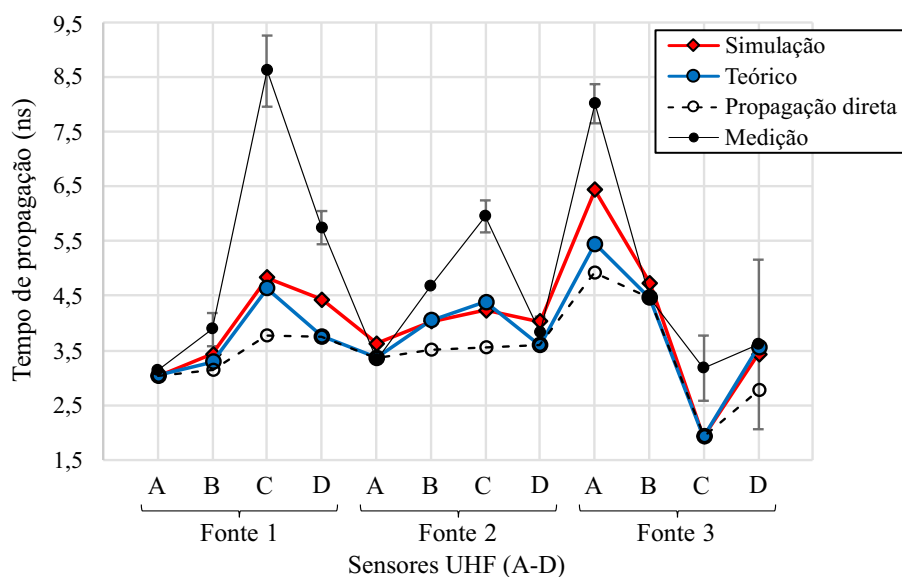
Figura 3.18 – Exemplo de um sinal UHF medido e simulado. **(a)** Sinais obtidos para uma janela de tempo de 800 ns. **(b)** Ampliação das formas de onda nos primeiros 50 ns.



Fonte: adaptado de [Umemoto e Tenbohlen \(2018\)](#).

Em seguida, os autores realizaram a comparação dos tempos de propagação dos sinais UHF, obtidos na simulação, no experimento e mediante cálculos teóricos (tais como os utilizados em [Yang e Judd \(2003\)](#) e [Mirzaei *et al.* \(2013\)](#)). Além disso, também foi calculado a estimativa do tempo de propagação utilizando equações de distância simples, calculados com base na distância euclidiana entre a fonte e os sensores UHF, divididos pela velocidade de propagação. Na [Figura 3.19](#) é apresentado os resultados obtidos para quatro sensores (A-D) em posições diversas e três posições da fonte eletromagnética.

Figura 3.19 – Tempos de propagação dos sinais UHF obtidas mediante simulação, medição e cálculos teóricos.



Fonte: adaptado de [Umemoto e Tenbohlen \(2018\)](#).

Em todos os casos, os resultados demonstram que a melhor estimativa no tempo de propagação do sinal UHF foi obtida a partir da simulação computacional. Além disso, observou-se que os maiores erros foram obtidos para a estimativa do tempo de propagação a partir do cálculo da distância euclidiana entre a fonte e os sensores (propagação direta), premissa utilizada no método TDOA de localização de fontes de DP. Em alguns casos, observou-se um erro maior entre o tempo de propagação obtida na medição e estimado a partir da simulação. Os autores comentam que tais sinais apresentaram elevada atenuação na medição, o que fez com que a determinação do tempo de chegada dos sinais estivesse sujeito a elevadas imprecisões.

3.3 Resumo das Contribuições dos Trabalhos Pesquisados

Devido ao número extenso de referências apresentadas neste capítulo e visando resumir as principais contribuições verificadas na revisão bibliográfica, na [Tabela 3.1](#) é apresentado um resumo dos artigos mais relevantes. Foram adotados como critério de seleção as publicações em periódicos e os artigos em congressos mais relacionados com os objetivos desta pesquisa. As contribuições na área de GIS foram omitidas, a fim de destacar apenas as pesquisas na área de transformadores. Além disso, ao fim da tabela é mencionada a contribuição científica deste

trabalho.

Tabela 3.1 – Comparativo das contribuições de diversos autores.

Ano	Pesquisadores	Contribuição	Med. ^α	Sim. ^β	Cal. ^γ	Loc. ^δ
1997	Rutgers e Fu	Realizaram as primeiras medições UHF de DP para transformadores de potência.	•			
1999	Judd <i>et al.</i>	Avaliaram a viabilidade da medição UHF em transformadores. Desenvolveram um sensor UHF cônico para uso interno em transformadores.	•			
2003	Yang e Judd	Propuseram um método de localização de fontes de DP baseado em uma modelagem geométrica do transformador de potência.	•			•
2005	Judd <i>et al.</i>	Relataram ensaios de DP em cinco transformadores, com potências entre 18 e 1000 MVA. Os autores utilizaram sensores adaptados em janelas dielétricas.	•			
2006	Meijer <i>et al.</i>	Relataram ensaios de DP em um transformador de 150 kV, utilizando sensores instalados em janelas dielétricas.	•			
2006	Tenbohlen <i>et al.</i>	Realizaram medições de DP em um transformador de 200 MVA utilizando um sensor UHF do tipo sonda portátil.	•			
2006	Tang <i>et al.</i>	Propuseram utilização de algoritmos genéticos para solução das equações de distância na localização de fontes de DP em transformadores.				•
2008	Coenen <i>et al.</i>	Avaliaram, mediante medições laboratoriais, a atenuação do sinal UHF em um transformador monofásico de 220 MVA destinado à demolição.	•		•	
2008	Loez-Roldan <i>et al.</i>	Realizaram medições de DP em um transformador de 1500 MVA utilizando um sensor UHF do tipo sonda portátil.	•			
2008	Working Group A2.27	Recomendou a fabricação de transformadores de potência com adaptação de fábrica para monitoramento UHF.				
2009	Pfeffer <i>et al.</i>	Realizaram medições de DP em transformadores de 120 e 210 MVA utilizando um sensor UHF do tipo sonda portátil.	•			
2009	Xu <i>et al.</i>	Simularam a propagação da irradiação UHF de DP em transformadores.		•	•	
2010	Pinpart e Judd	Propuseram uma técnica para identificação de múltiplas fontes de DP a partir da comparação da envoltória dos sinais UHF medidos.	•			
2010	Liu e Li	Realizaram medições de DP em um transformador de 360 MVA utilizando um sensor interno encapsulado com resina epóxi.	•			
2011	Judd	Relataram ensaios de DP em um transformador de 275/33 kV, utilizando sensores instalados em janelas dielétricas. Apresentou um transformador de 90 MVA fabricado com uma janela dielétrica de PTFE.	•			
2012	Sinaga <i>et al.</i>	Estudaram as técnicas de cruzamento de nível, correlação cruzada e energia cumulativa para determinação do tempo de chegada dos sinais UHF e o efeito na localização de fontes de DP pela solução de equações de distância.				•
2012	Coenen e Tenbohlen	Propuseram a utilização de sensores UHF em conjunto com sensores acústicos para localização de fontes de DP.				•
2013	Mirzaei <i>et al.</i>	Propuseram um método de localização de fontes de DP utilizando a estimação do tempo de propagação do sinal UHF mediante um método probabilístico.		•		•
2014	Zheng <i>et al.</i>	Inseriram defeitos artificiais em um transformador de 120 MVA para localização de fontes de DP utilizando equações de distância.	•			•

^α Medições; ^β Simulações; ^γ Calibração; ^δ Localização.

Tabela 3.1 – Comparativo das contribuições de diversos autores (*continuação*).

Ano	Pesquisadores	Contribuição	Med. ^α	Sim. ^β	Cal. ^γ	Loc. ^δ
2015	Mirzaei <i>et al.</i>	Propuseram um sensor UHF para instalação nas saídas de óleo para radiadores do transformador. Propuseram um método empírico para posicionamento ótimo de sensores UHF em transformadores.	•			
2016	Rostamina <i>et al.</i>	Simularam o efeito da parte ativa do transformador de potência no atraso e atenuação do sinal UHF.		•	•	
2016	Akbari <i>et al.</i>	Realizaram comparações na calibração de seis tipos diferentes de sensores UHF.	•		•	
2017	Siegel <i>et al.</i>	Apresentaram um proposta para calibração do sistema de medição UHF em transformadores, sem incluir o efeito da atenuação do sinal UHF no meio de propagação.	•		•	
2017	Mountassir <i>et al.</i>	Avaliaram a eficiência da solução de equações de distância pelo método iterativo e pelo método não iterativo de Bancroft.				•
2018	Umemoto e Tenbohlen	Realizaram a comparação de sinais UHF medidos em um transformador de 630 kVA com simulações computacionais da propagação UHF realizadas no CST Microwave.	•	•	•	
2019	Nobrega	Projetou, fabricou e validou um sensor UHF com uso de antena de microfita bioinspirada. Propôs um algoritmo de localização espacial de fontes de DP com auxílio de simulações computacionais e que contempla os efeitos de reflexões, refrações e difrações na propagação de onda.	•	•		•

^α Medições; ^β Simulações; ^γ Calibração; ^δ Localização.

Fonte: próprio autor.

Capítulo 4

Material e Métodos Desenvolvidos

Neste capítulo, inicialmente é apresentado o processo de projeto do sensor UHF desenvolvido, incluindo os procedimentos, simulações, medições e ensaios realizados para efeito de projeto, teste e validação do sensor. Em seguida, é apresentado o algoritmo de localização proposto e as simulações computacionais realizadas para teste do mesmo.

4.1 Projeto do Sensor UHF

Para medição dos sinais UHF irradiados pela DP, neste trabalho é desenvolvido e fabricado um sensor UHF a partir do uso de antenas microfita. O sensor é composto por: (1) uma antena de microfita com tecnologia bioinspirada, para detecção da irradiação UHF proveniente da DP; (2) um revestimento epóxi, para conferir à antena um revestimento anti-corrosão, rigidez mecânica e tolerância a altas temperaturas; (3) uma blindagem eletromagnética, a fim de garantir imunidade a ruídos externos. A seguir são apresentados os procedimentos realizados para obtenção da versão final do sensor desenvolvido.

4.1.1 Antena Bioinspirada

O primeiro passo no desenvolvimento do sensor UHF é o projeto e fabricação da antena de microfita bioinspirada. Para isso, os parâmetros iniciais do projeto foram a frequência de ressonância central de 900 MHz e uma largura de banda de 1200 MHz. Como substrato dielétrico foi utilizado um material FR4 ($\epsilon_r = 4,4$) com espessura de 1,6 mm.

Dentre as diversas plantas disponíveis para bioinspiração, a forma do *patch* da antena foi baseada na folha da planta *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill devido à sua boa relação perímetro/área. Desse modo, permite-se um aumento da largura de banda da antena (proporcional ao período do elemento irradiador) com uma redução na área da antena de modo a esta ser compatível com as dimensões necessárias para instalação em janelas dielétricas de transformadores.

A alimentação da antena foi realizada por linha de microfita e o plano de terra truncado ao longo do comprimento da linha de transmissão, a fim de aumentar a largura de banda da antena (HARAZ; SEBAK, 2013).

No projeto do elemento patch da antena, o perímetro (p) da forma geométrica bioinspirada foi calculado de acordo com a menor frequência de ressonância (f_L) do fenômeno de DP (300 MHz), conforme as equações (4.1) e (4.2) (AHMED; SEBAK, 2009):

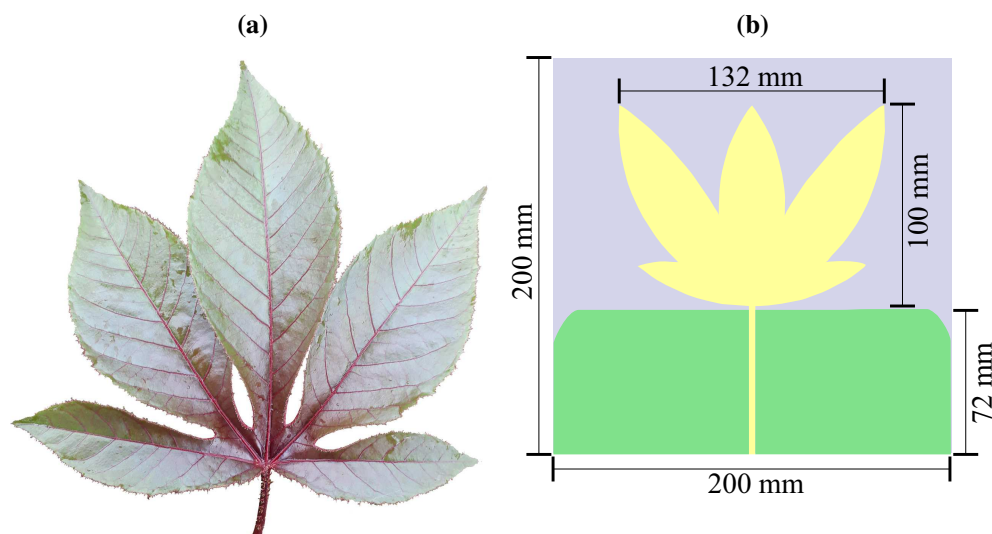
$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \text{ para } W/h > 1, \quad (4.1)$$

$$f_L(GHz) = 300 / (p \sqrt{\epsilon_{ref}}), \quad (4.2)$$

onde h representa a espessura do substrato dielétrico e W a largura da microfita utilizada.

Para obtenção de uma estrutura otimizada para detecção de sinais UHF, foram realizadas simulações no software HFSS (do inglês: *High Frequency Structure Simulator*). Nas simulações, as dimensões geométricas de largura e comprimento dos ramos da folha, bem como a distância e o ângulo de abertura entre elas, foram variados até obtenção de um resultado otimizado. As dimensões finais da antena bioinspirada e a folha da planta *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill estão apresentadas na Figura 4.1. O resultado das simulações do coeficiente de reflexão, ganho e diagrama de irradiação do formato final da antena foram registrados e apresentados no próximo capítulo.

Figura 4.1 – (a) Fotografia da folha da planta *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill. (b) Antena bioinspirada projetada.



Fonte: próprio autor.

4.1.2 Interferência Eletromagnética

O próximo passo no projeto do sensor UHF foi a avaliação do efeito da blindagem eletromagnética no coeficiente de reflexão da antena. Para tanto, a antena foi fabricada em uma prototipadora de circuito impresso LPKF ProtoMat S103. Em seguida, uma placa metálica foi aproximada do plano de terra da antena a distâncias fixas de 2, 4, 8 e 10 cm e medido o coeficiente de reflexão da antena para cada distância. Uma fotografia do arranjo experimental utilizado é apresentada na [Figura 4.2](#). Foi utilizado um analisador de rede vetorial (do inglês: *vector network analyser*, VNA) E5071C (9 MHz - 8,5 GHz) da Keysight Technologies para medição.

Figura 4.2 – Arranjo experimental para verificação do efeito da blindagem eletromagnética sobre a antena.

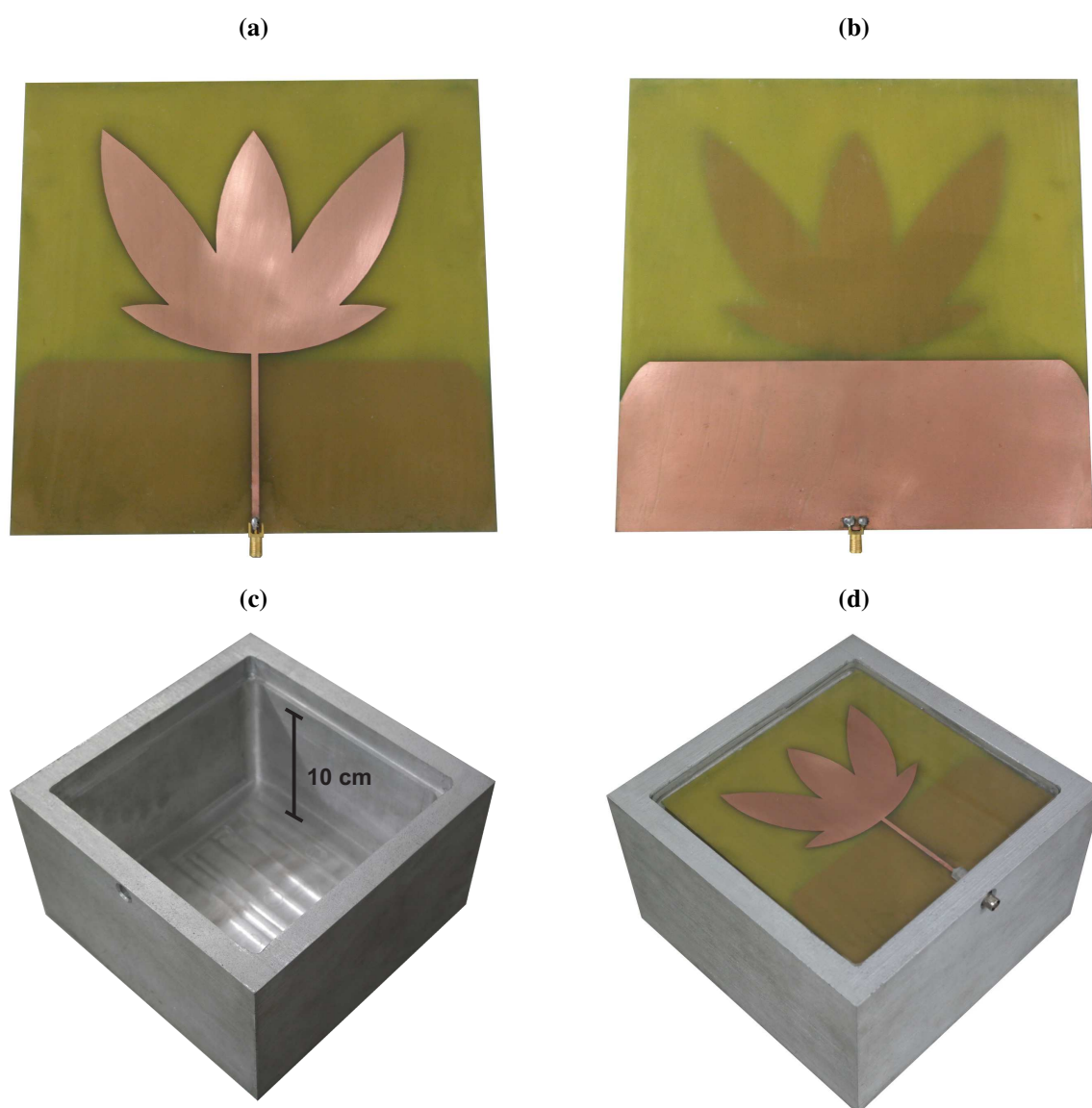


Fonte: próprio autor.

4.1.3 Montagem Final

Após a avaliação do efeito da blindagem eletromagnética no coeficiente de reflexão da antena, a antena de microfitas foi revestida em resina epóxi de 20 mm de espessura para conferir à antena proteção anti-corrosão, rigidez mecânica, tolerância a altas temperaturas e elevação de vida útil. Além disso, uma blindagem em alumínio foi produzida, a qual possui um espaço de ar de 10 cm entre a parte interna da estrutura e o plano de terra da antena. Essa distância foi estabelecida a partir dos resultados obtidos na análise anterior, de modo a minimizar interferências. Na Figura 4.3 é apresentada uma fotografia do sensor UHF fabricado, onde é possível observar em (a) o elemento irradiante da antena bioinspirada; em (b) o plano de terra, no verso da antena; em (c) a blindagem do sensor em alumínio; e em (d) a montagem completa do sensor UHF.

Figura 4.3 – Componentes e montagem do sensor UHF. (a) Elemento irradiante da antena bioinspirada. (b) Plano de terra, no verso da antena. (c) Blindagem do sensor em alumínio. (d) Montagem completa do sensor.



Fonte: próprio autor.

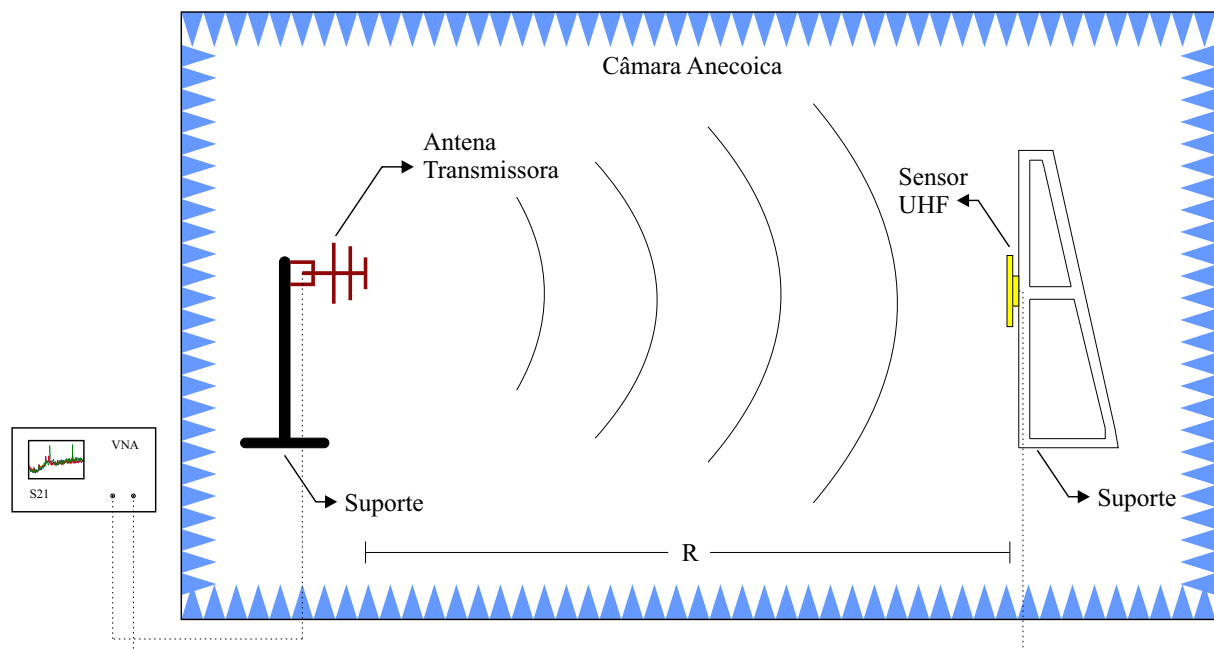
4.1.4 Testes Experimentais

Para a verificação da funcionalidade do sensor, foram realizados dois conjuntos de experimentos. O primeiro diz respeito à medição dos parâmetros elétricos do sensor. O segundo corresponde ao teste de detecção de DP em laboratório.

4.1.4.1 Parâmetros Elétricos

Para obter os principais parâmetros elétricos do sensor, medições foram realizadas em uma câmara anecoica usando um VNA E5071C (9 MHz - 8,5 GHz) da Keysight Technologies. Inicialmente, foi obtido o coeficiente de reflexão do sensor. Em seguida, foi realizada a medição de ganho. Para tanto, foi utilizada uma antena de referência Aaronia Hyperlog 30100X, com ganho médio de 4,5 dBi na faixa de 400 MHz a 10 GHz. A antena de referência e o sensor UHF foram posicionados na frente um do outro a uma distância (R) de 1,75 m, definida de acordo com a região de campo distante (Fraunhofer) do sensor UHF, conforme ilustrado na [Figura 4.4](#).

Figura 4.4 – Procedimento para calibração do sensor UHF.



Fonte: próprio autor.

A partir dos valores medidos de potência transmitida e recebida, o ganho do sensor UHF (G_{sensor}) foi calculado a partir da equação a seguir:

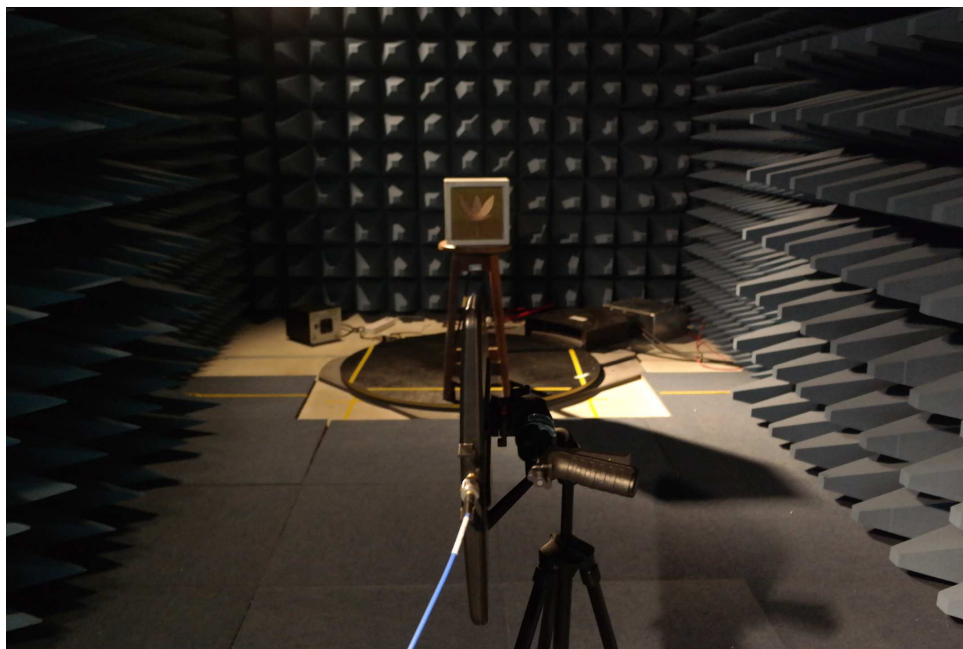
$$[G_{sensor}]_{dB} = [G_{ref}]_{dB} + [|S21|_{med}^2]_{dB} - [|S21|_{ref}^2]_{dB} + [1 - |\Gamma_{ref}|^2]_{dB} - [1 - |\Gamma_{sensor}|^2]_{dB} \quad (4.3)$$

em que G_{ref} é o ganho da antena de referência; $S21_{med}$ o $S21$ medido para a antena de referência e o sensor UHF; $S21_{ref}$ o $S21$ medido para duas antenas de referência iguais; Γ_{ref} o coeficiente de reflexão da antena de referência; e Γ_{sensor} o coeficiente de reflexão do sensor UHF.

A equação (4.3) acima corresponde a um desdobramento da equação de Friis (2.27),

assumindo como premissa que a polarização das antenas receptora e transmissora são iguais. Na [Figura 4.5](#) é apresentada uma fotografia do arranjo de medição montado.

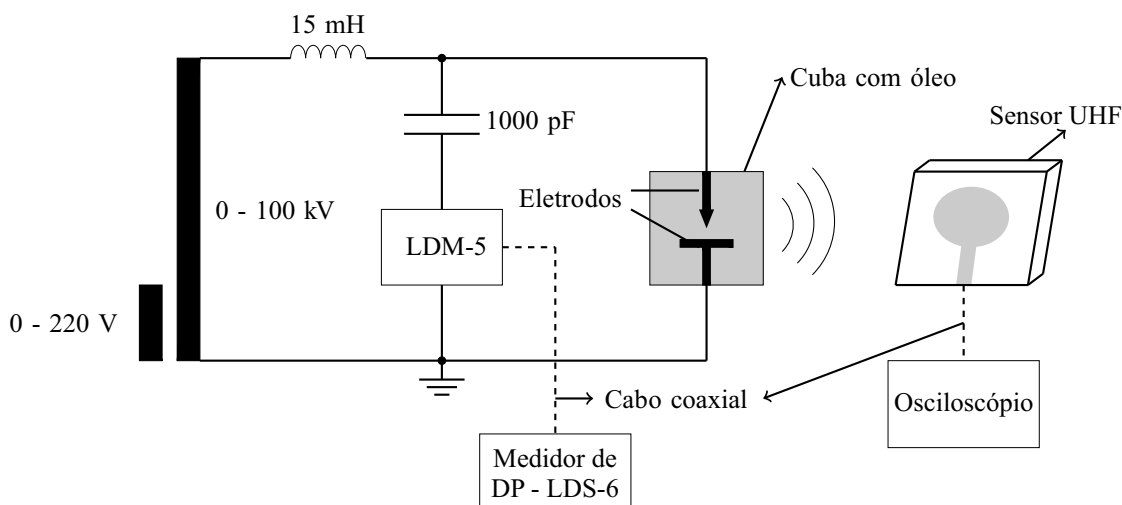
Figura 4.5 – Arranjo para medição do ganho do sensor UHF.



Fonte: próprio autor.

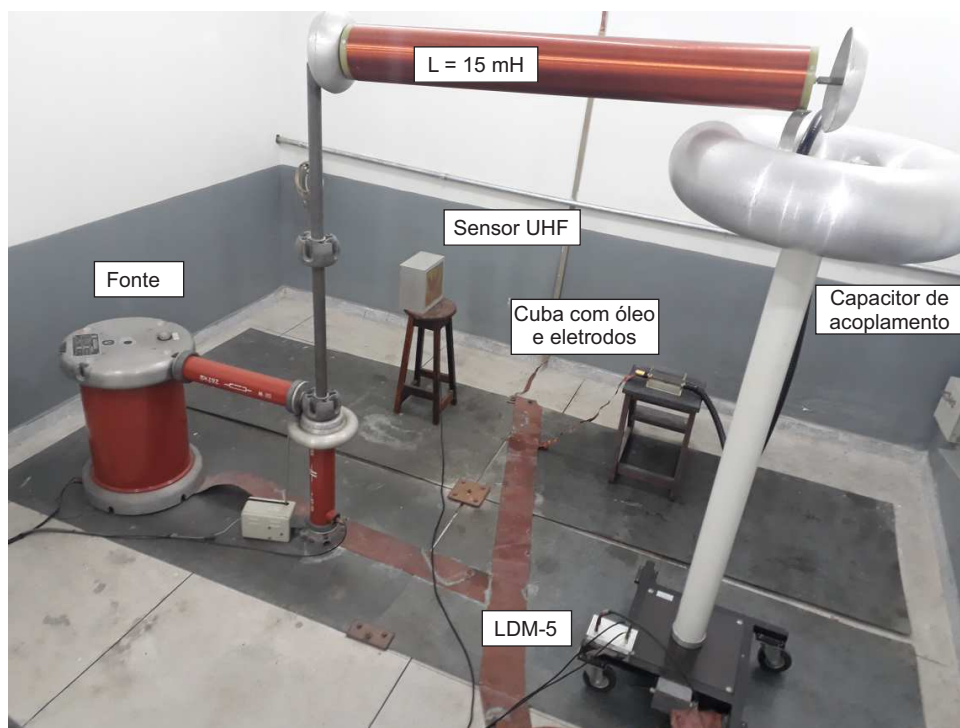
4.1.4.2 Medição de DP

O terceiro experimento realizado foi o ensaio de detecção de DP em laboratório usando o arranjo experimental apresentado na [Figura 4.6](#). O arranjo é composto pelo sensor UHF; um capacitor de acoplamento de 1000 pF; um indutor de 15 mH; uma impedância de medição LDM-5 e um sistema de medição de DP LDS-6, ambos desenvolvidos pela Double Lemke; e uma câmara de acrílico preenchida com óleo e eletrodos para geração de DP. As medições foram realizadas usando um osciloscópio Keysight DSO90604A com largura de banda de 6 GHz, taxa de amostragem de 20 GSa/s, tempo de subida de 70 ps e quatro canais analógicos. Para minimizar a atenuação do sinal UHF no cabo coaxial, foram utilizados cabos coaxiais de alta eficiência, modelo SPUMA 400-FR-01, com atenuação de 0,13 dB/m. O procedimento adotado para os níveis de medição de DP foi definido de acordo com as prescrições da norma [IEC 60270 \(2000\)](#).

Figura 4.6 – Arranjo de medição para detecção de DP.

Fonte: próprio autor.

A fim de produzir os sinais de DP, um conjunto de eletrodos ponta-plano e um disco de poliamida (PA) foram utilizados imersos em óleo. Desse modo, é possível produzir sinais de DP semelhantes aos que poderiam ser gerados em transformadores reais. A produção de DP em uma célula de óleo se deve ao fato de a frequência do sinal irradiado pela DP depender do dielétrico onde é gerada, sendo maior para dielétricos com maior permissividade, como o óleo, do que para dielétricos com menor permissividade, como o ar (MOORE *et al.*, 2005). Além disso, o disco de PA foi inserido entre os eletrodos a fim de produzir DP superficial e interna, defeitos mais comuns nos enrolamentos de transformadores. Nas Figuras 4.7 e 4.8 são apresentadas fotografias da configuração de medição e dos eletrodos usados para a produção das DP, respectivamente.

Figura 4.7 – Fotografia do arranjo de medição montado.

Fonte: próprio autor.

Figura 4.8 – Fotografia dos eletrodos utilizados para produção de DP.

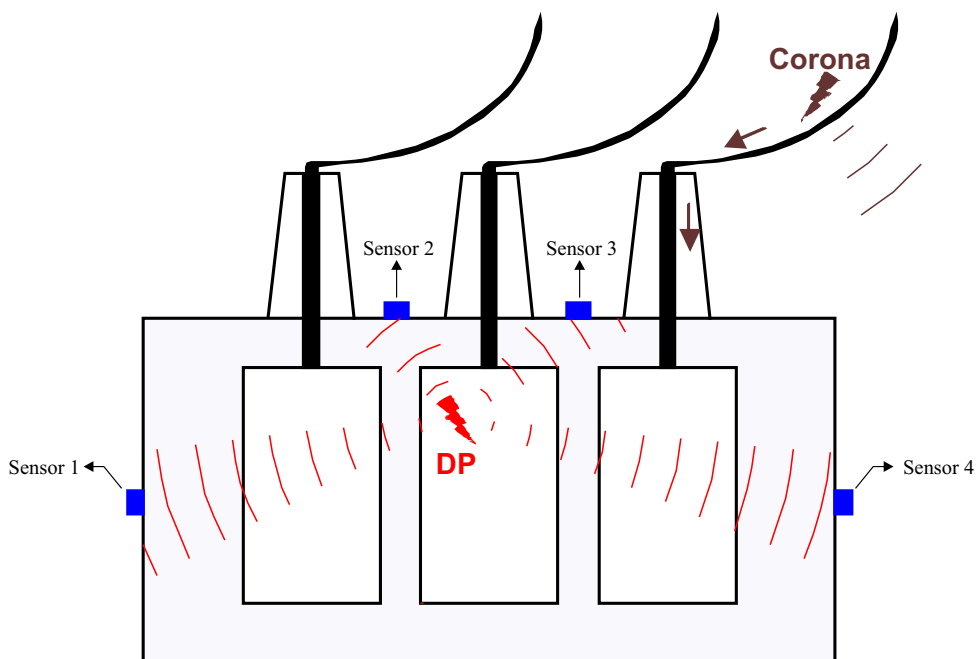
Fonte: próprio autor.

4.2 Algoritmo de Localização

4.2.1 Formalização

Além do projeto e desenvolvimento do sensor UHF apresentado, neste trabalho é proposto um algoritmo para localização de fontes de DP em transformadores que considera as reflexões, refrações e difrações que ocorrem no interior do equipamento. Para tanto, inicialmente os sensores UHF projetados deverão ser instalados no tanque do equipamento, conforme ilustrado na [Figura 4.9](#). Eles devem ser instalados com uma distância espacial máxima uns dos outros, como também evitando que os mesmos sejam posicionados em um mesmo plano bidimensional.

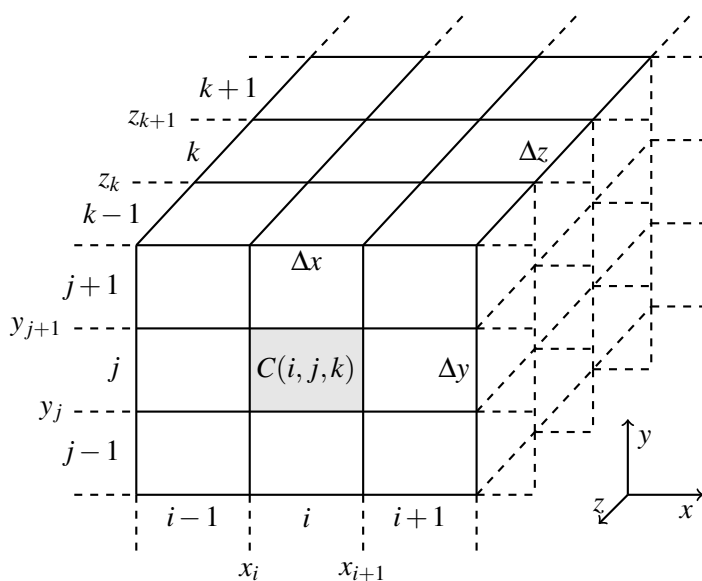
Figura 4.9 – Monitorando UHF de DP.



Fonte: próprio autor.

Em seguida, assim como em [Yang e Judd \(2003\)](#), propõe-se a criação de um modelo numérico discreto do transformador de potência, em que ele é representado por uma matriz 3D composta de células de tamanho $\Delta x \times \Delta y \times \Delta z$, localizadas nas coordenadas $x = i\Delta x$, $y = j\Delta y$ e $z = k\Delta z$, conforme [Figura 4.10](#).

Figura 4.10 – Modelo numérico do transformador.



Fonte: próprio autor.

Para cada célula $C(i, j, k)$ é atribuído o tempo de propagação de um sinal UHF entre a respectiva célula e os quatro sensores UHF presentes no tanque do equipamento. Uma vez que se obtêm esse modelo de propagação do transformador, a localização em campo consiste em determinar a célula que minimiza a seguinte função objetivo:

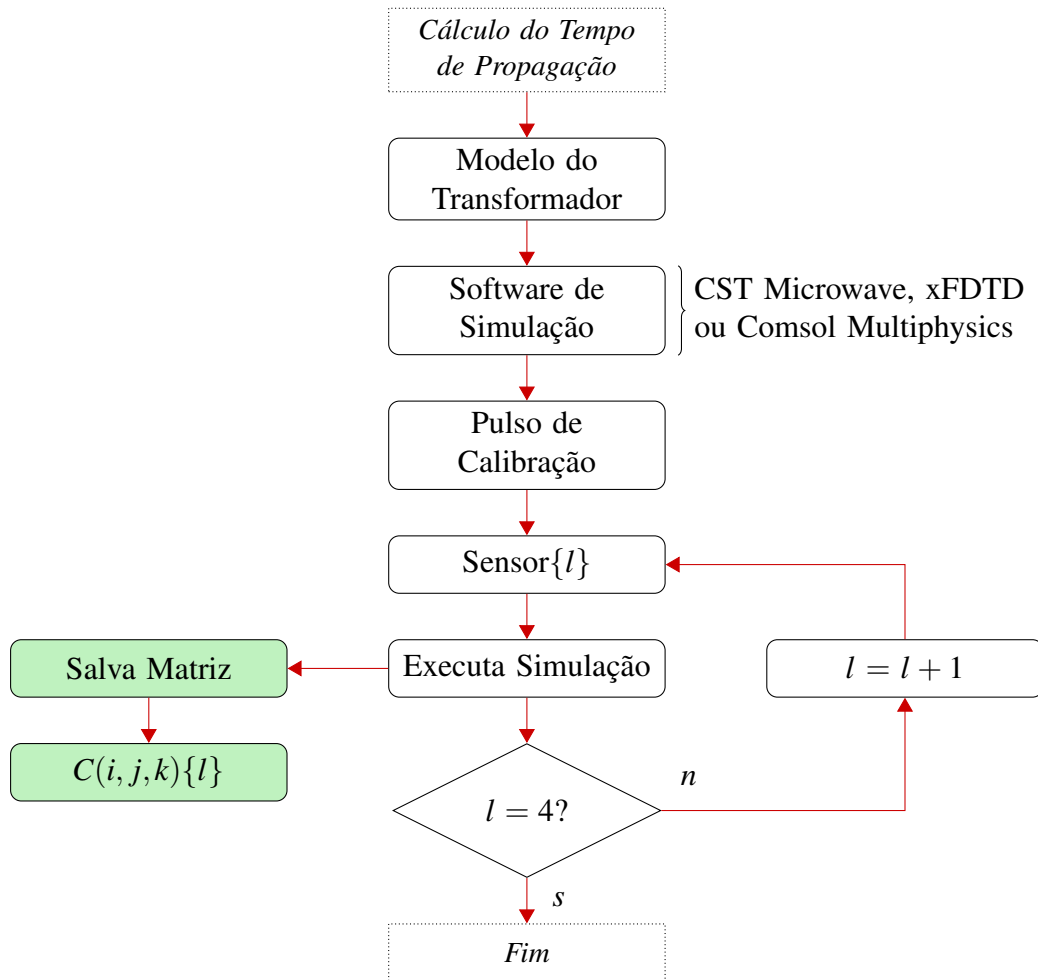
$$\text{cost}(C_{i,j,k}) = \sqrt{(\Delta t_{12}^m - \Delta t_{12}^C)^2 + (\Delta t_{13}^m - \Delta t_{13}^C)^2 + (\Delta t_{14}^m - \Delta t_{14}^C)^2}, \quad (4.4)$$

em que os sobrescritos m e C referem-se aos tempos medidos e aos tempos calculados para a célula $C_{i,j,k}$, respectivamente. Em outras palavras, o método de localização consiste na busca pela célula no espaço (ou conjunto de células) em que os atrasos no tempo correspondem aos dados medidos dentro de uma tolerância especificada. Para a obtenção do valor mínimo da equação (4.4), propõe-se a utilização do Algoritmo de Enxame de Partículas Binário, que é mais adequado para otimização discreta do que a versão convencional do método.

Para o cálculo dos tempos de propagação Δt_{12}^C , Δt_{13}^C , e Δt_{14}^C é proposto o cálculo baseado na solução das equações de Maxwell a partir de simulações no domínio do tempo. Para tanto, inicialmente deve-se modelar o transformador de potência por um software de simulação no domínio do tempo - tais como o CST Microwave, xFDTD ou Comsol Multiphysics. Em seguida, injeta-se um pulso de calibração a partir de um dos quatro sensores UHF, repetindo a simulação para os demais sensores. Então, registra-se o tempo de propagação Δt_l^C do sinal a partir de cada sensor l até cada célula $C(i, j, k)$ e se constrói o modelo discreto de propagação. Na [Figura 4.11](#) é apresentado fluxograma da metodologia proposta para a criação do modelo discreto de propagação do transformador.

A premissa da proposição para o cálculo do tempo de propagação se baseia em uma conclusão do princípio de Fermat. Segundo esse princípio, em um meio isotrópico, o tempo que o sinal gasta para se propagar de um ponto A para um ponto B é o mesmo que para se propagar do ponto B para o ponto A. Desse modo, ao invés de simular a propagação de um sinal UHF a partir de todos os pontos da malha C até os quatro sensores UHF, o que demandaria grande esforço computacional, pode-se calcular a propagação do sinal UHF a partir dos quatro sensores até todos os pontos da malha. Assim, o tempo de propagação do sinal é calculado a partir da solução das equações de Maxwell no tempo, o que é mais preciso do que os métodos propostos anteriormente, conforme resultados obtidas em ([UMEMOTO; TENBOHLEN, 2018](#)).

Figura 4.11 – Fluxograma da metodologia proposta para a construção do modelo discreto de propagação do transformador.



Fonte: próprio autor.

Outra vantagem do método proposto é que se faz necessária a obtenção do modelo discreto de propagação do transformador uma única vez, possivelmente pelo próprio fabricante. Em seguida, esse modelo pode ser utilizado para monitoramento contínuo, online e permanente do transformador a partir do uso do Algoritmo de Enxame de Partículas Binário.

4.2.2 Teste do Algoritmo de Localização em Ambiente Computacional

Para teste do algoritmo de localização proposto, foram utilizadas simulações computacionais para representar o fenômeno de propagação da irradiação de DP em um modelo de transformador de potência e testar o algoritmo de localização proposto. Para tanto, os seguintes procedimentos foram adotados: (i) foi realizada a construção de uma representação gráfica de um transformador; (ii) foi inserida a representação gráfica em um software capaz de simular a

propagação da irradiação de DP pela solução das equações de Maxwell no tempo; (3) foram realizadas simulações computacionais da propagação da irradiação de DP; (4) foi avaliado efeito do núcleo e do enrolamento na atenuação de onda da irradiação da DP; (5) foi realizado o teste do algoritmo de localização proposto.

4.2.2.1 Representação Gráfica do Transformador

Para estudo da propagação de ondas em transformadores de potência, foi realizada a modelagem 3D de um transformador trifásico 69/230 kV de 180 MVA. Na Tabela 4.1 são apresentadas as características construtivas de cada elemento do transformador modelado. Conforme se pode observar, nos enrolamentos será considerada a relação de espiras, bem como o espaçamento entre discos adjacentes de um mesmo enrolamento.

Tabela 4.1 – Características construtivas do transformador modelado.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
Potência (MVA)	180	Espaçamento entre espiras (mm)	5
Número de fases	3	Largura do núcleo (mm)	4095
Número de espiras	127	Altura do núcleo (mm)	3870
Nível de Tensão (kV/kV)	69/230	Largura da janela do núcleo (mm)	780
Altura do enrolamento (mm)	1915	Altura da janela do núcleo (mm)	2230
Diâmetro interno do enrolamento (mm)	1219	Largura do Tanque (mm)	5321
Diâmetro externo do enrolamento (mm)	1431	Altura do Tanque (mm)	4500
Altura das espiras (mm)	10	Profundidade do Tanque (mm)	2071

Fonte: próprio autor.

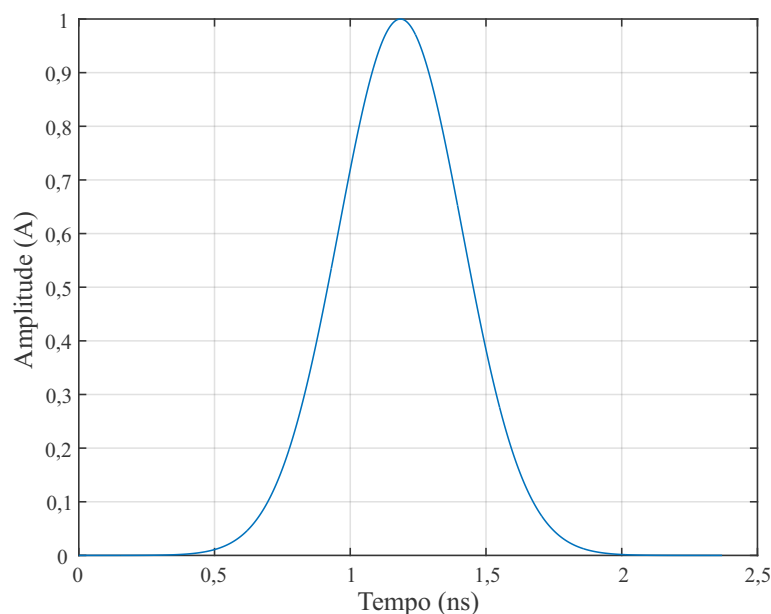
4.2.2.2 Modelagem no CST Microwave

Para a simulação da propagação da DP no transformador de potência foi utilizado o software CST Microwave, que usa a técnica de integração de elementos finitos (do inglês: *Finite Integration Technique* - FIT) para solucionar as equações de Maxwell pela discretização na forma integral, em vez da diferencial (WEILAND, 2001). Contudo, outros softwares que trabalham

com a solução das equações de Maxwell, tais como o Comsol Multiphysics ou o xFDTD, também podem ser utilizados.

Para representar o fenômeno de DP, assim como em [Rostaminia *et al.* \(2016\)](#), [Rostaminia *et al.* \(2015\)](#), [Zheng *et al.* \(2014\)](#), [Mirzaei *et al.* \(2013\)](#) um pulso Gaussiano com largura de pulso de 1,5 ns, corrente de 1 A e frequência UHF irradiada na faixa de 0 a 1,5 GHz foi utilizado, conforme apresentado na [Figura 4.12](#). Para avaliar a propagação do sinal UHF no equipamento, o campo elétrico foi medido em quatro pontos passíveis de instalação de sensores no tanque do equipamento e os materiais modelados de acordo com a sua permissividade.

Figura 4.12 – Impulso gaussiano simulado.



Fonte: próprio autor.

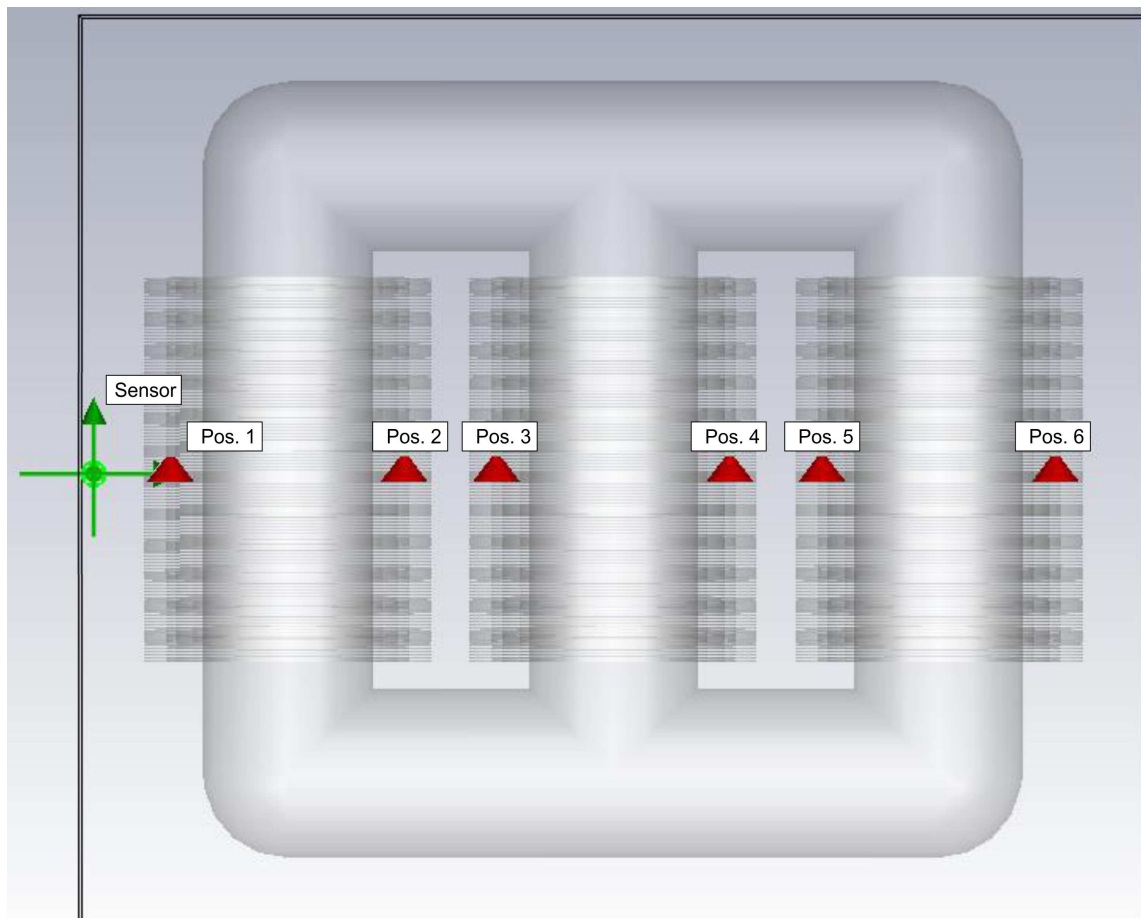
Em razão do fato de uma modelagem detalhada aumentar significativamente, e desnecessariamente, o esforço computacional para a aplicação da metodologia e, eventualmente, inviabilizar uma simulação 3D, algumas simplificações foram adotadas no modelo de acordo com recomendações encontradas na literatura. Todas as estruturas metálicas foram modeladas utilizando material condutor perfeito (PEC) ([ROSTAMINIA *et al.*, 2016](#)). Além disso, na simulação foi desprezada a presença do papel isolante presente nos condutores e enrolamentos ([MIRZAEI *et al.*, 2012](#); [MIRZAEI *et al.*, 2013](#)). Com essas simplificações o esforço computacional foi reduzido drasticamente, com efeito negligenciável na propagação da irradiação da DP ([MIRZAEI *et al.*, 2013](#)). Assim como em ([MIRZAEI *et al.*, 2013](#)), o meio de propagação

foi modelado como vácuo, ao invés do óleo, também por razões computacionais. Essa simplificação provocará efeitos significativos na atenuação do sinal. Contudo, não deverá afetar o comportamento da propagação, reflexões e refrações no transformador, que dependem mais dos obstáculos presentes no caminho de propagação do que do meio em que ela ocorre. Deste modo, o fenômeno poderá ser perfeitamente compreendido e o algoritmo de localização testado.

4.2.2.3 Avaliação dos Efeitos de Reflexão, Refração e Difração no Transformador

Para análise do efeito do núcleo e do enrolamento na propagação de onda da irradiação da DP, foi realizada a modelagem com um sensor no tanque do transformador. Em seguida, a propagação da irradiação foi simulada para seis posições diferentes da fonte de DP. Essas simulações foram repetidas em quatro cenários diferentes: (1) para o transformador sem o núcleo e o enrolamento; (2) para o transformador somente com o enrolamento; (3) para o transformador somente com o núcleo; e (4) para o transformador com o núcleo e o enrolamento. Deste modo foi verificado o efeito de cada elemento nas reflexões e refrações de onda. Ao todo, portanto, para essa avaliação foram realizadas vinte e quatro simulações 3D no CST Microwave. Na [Figura 4.13](#) é apresentado um corte transversal do transformador com a posição do sensor e dos defeitos nas seis simulações.

Figura 4.13 – Corte transversal do transformador com a posição do sensor e dos defeitos nas seis simulações.

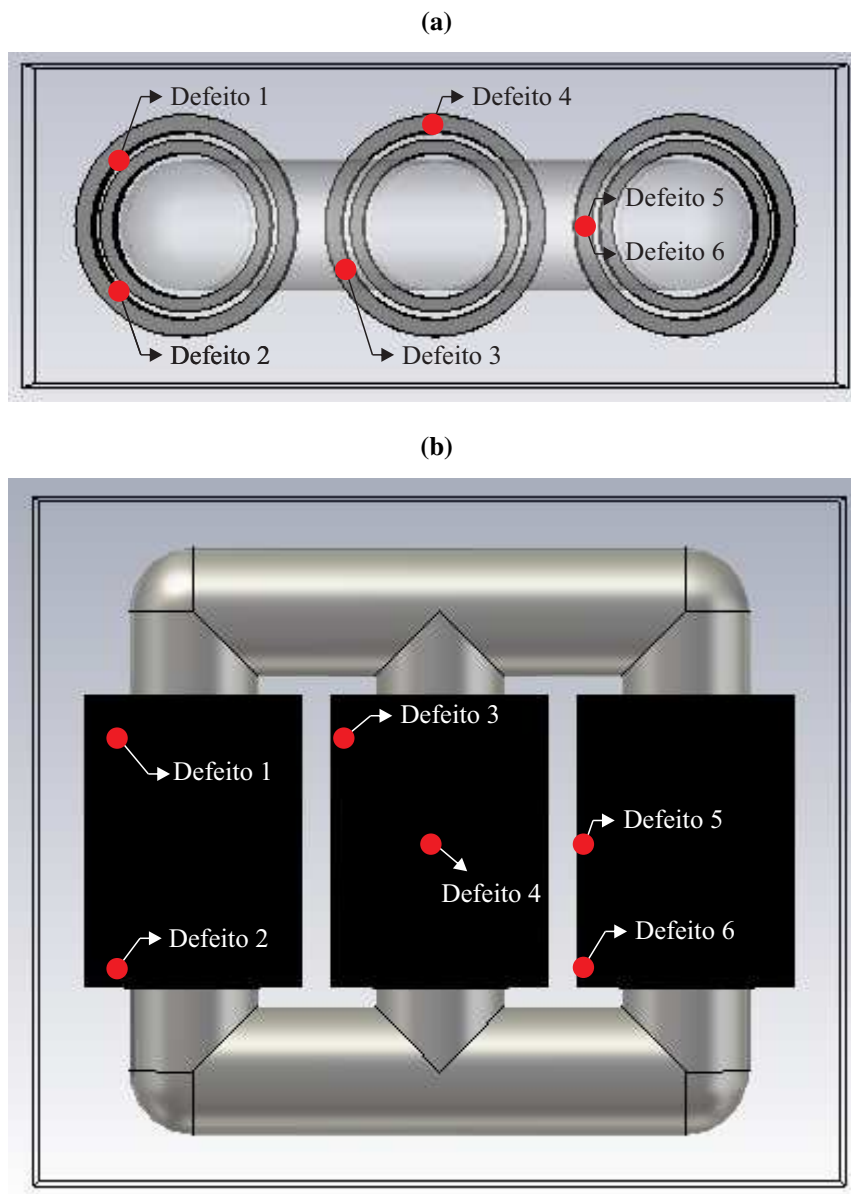


Fonte: próprio autor.

4.2.2.4 Teste do Algoritmo de Localização da Fonte de DP

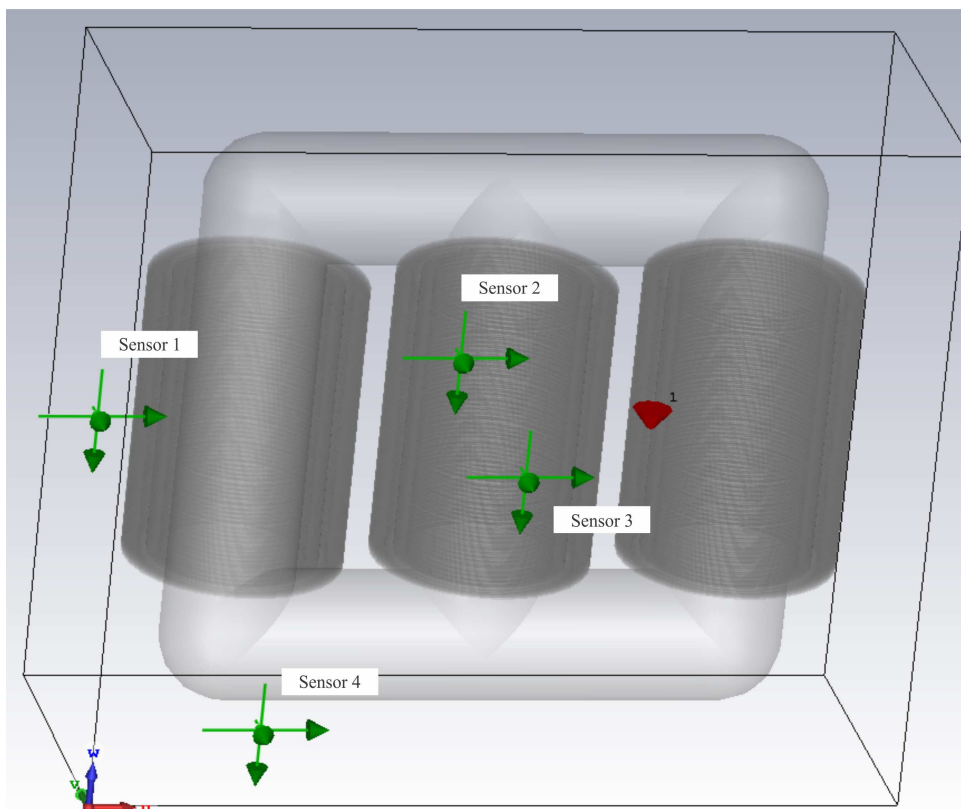
Uma vez testada a ferramenta computacional para simulação do sinal UHF no transformador, assim como procedida a verificação da contribuição do núcleo e do enrolamento nos atrasos e atenuações de propagação, procedeu-se o teste do algoritmo de localização. Para tanto, seis casos de simulação 3D foram criados, em que, para cada caso, um defeito foi simulado em uma posição diferente no equipamento. Na determinação da posição dos defeitos, priorizou-se localizá-los em posições mais distintas possíveis, incluindo as três fases e posições no topo, centro e base do enrolamento. Na [Figura 4.14](#) são apresentadas as posições dos defeitos a partir de uma representação gráfica do transformador.

Figura 4.14 – Posição dos defeitos simulados. (a) Vista superior do transformador simulado. (b) Vista frontal do transformador simulado.



Fonte: próprio autor.

Uma vez escolhida a posição dos defeitos, procedeu-se a localização dos sensores na simulação. Para tanto, os sensores foram modelados como uma ponta de prova de campo elétrico, dispostos em quatro posições distintas, conforme apresentado na [Figura 4.15](#). Na [Tabela 4.2](#) são apresentadas as coordenadas dos defeitos, para cada caso simulado, bem como as coordenadas dos sensores.

Figura 4.15 – Fotografia do modelo utilizado para teste do algoritmo de localização.

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.2 – Posição dos sensores e da fonte de DP.

Sensor	Posição (cm)	Caso simulado	Posição (cm)
Sensor 1	(7, 103, 225)	Defeito 1	(55, 135, 285)
Sensor 2	(266, 200, 225)	Defeito 2	(60, 65, 145)
Sensor 3	(266, 7, 225)	Defeito 3	(210, 133, 299)
Sensor 4	(134, 103, 444)	Defeito 4	(265, 32, 225)
		Defeito 5	(370, 103, 225)
		Defeito 6	(370, 103, 135)

*Sistema de coordenadas centrado na base inferior esquerda do transformador.

Fonte: próprio autor.

Para a aplicação do algoritmo de localização, inicialmente foi obtida a matriz de propagação $C(i, j, k)$ para o transformador em análise, conforme procedimento estabelecido na seção 4.2. Em seguida, foi realizada, no Matlab, a aplicação do algoritmo de localização nas seis situações descritas, utilizando o algoritmo de exame de partículas para minimização da

equação (4.4), conforme procedimento proposto na seção 4.2. Na aplicação do algoritmo de enxame de partículas foram utilizadas 100 partículas distribuídas aleatoriamente no equipamento. Além disso, devido o algoritmo de enxame de partículas ser um método probabilístico, ele foi aplicado vinte vezes, sendo o centro geométrico das soluções indicadas a posição considerada como solução do método de localização. A partir dos resultados obtidos com as simulações foi calculado o erro na estimativa da posição do efeito.

No próximo capítulo são apresentados os resultados obtidos a partir dos materiais e métodos desenvolvidos e apresentados neste capítulo.

Capítulo 5

Resultados

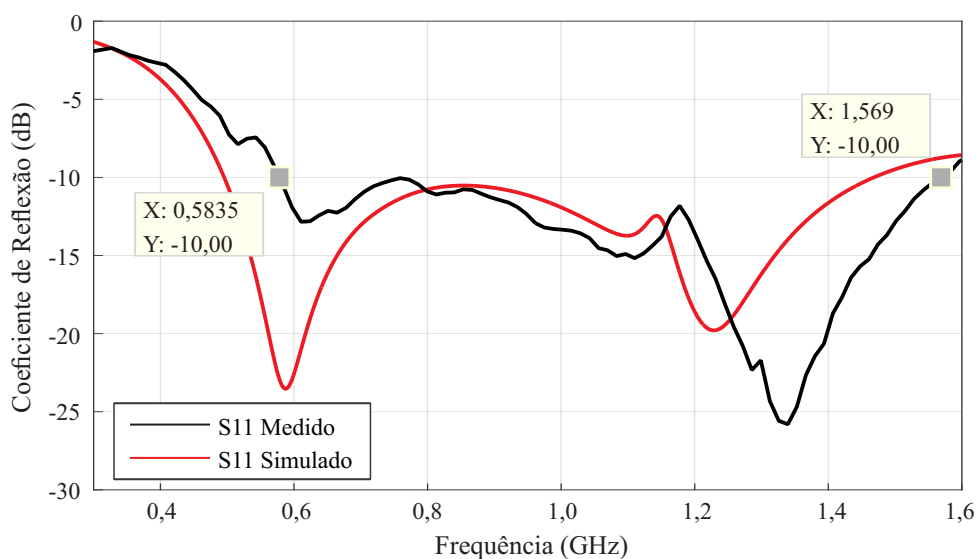
Este capítulo apresenta os resultados obtidos na pesquisa. Inicialmente, são apresentados os resultados relacionados ao sensor UHF desenvolvido. Em seguida, são apresentadas as simulações computacionais e avaliações da propagação UHF no transformador de potência modelado. Por fim, são apresentados os resultados obtidos durante o teste do algoritmo de localização.

5.1 Sensor UHF

5.1.1 Antena de Microfita

O primeiro passo no processo de projeto do sensor UHF foi o projeto e confecção da antena de microfita básica, a qual possui a função de captação da energia irradiada pela DP. Após a obtenção da estrutura final da antena, foram realizadas a medição e simulação do coeficiente de reflexão, e simulações do ganho e diagrama de irradiação da antena bioinspirada. O primeiro resultado analisado foi o coeficiente de reflexão da antena, conforme apresentado na [Figura 5.1](#).

Figura 5.1 – Coeficiente de reflexão da antena bioinspirada.

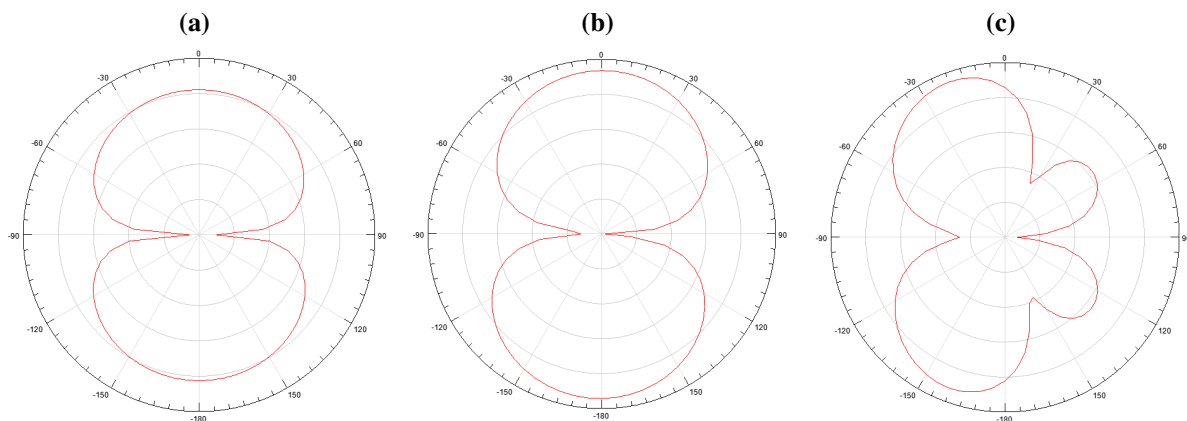


Fonte: próprio autor.

Como pode ser visto na [Figura 5.1](#), a medição do coeficiente de reflexão da antena apresentou boa adequação ao dado simulado, com um deslocamento da curva para frequências superiores. A antena apresentou uma faixa operacional de 583 MHz a 1569 MHz, com um coeficiente de reflexão menor que -10 dB. Portanto, a antena bioinspirada foi capaz de fornecer uma largura de banda satisfatória na maior parte do intervalo de interesse para detecção de DP (300 MHz a 1500 MHz).

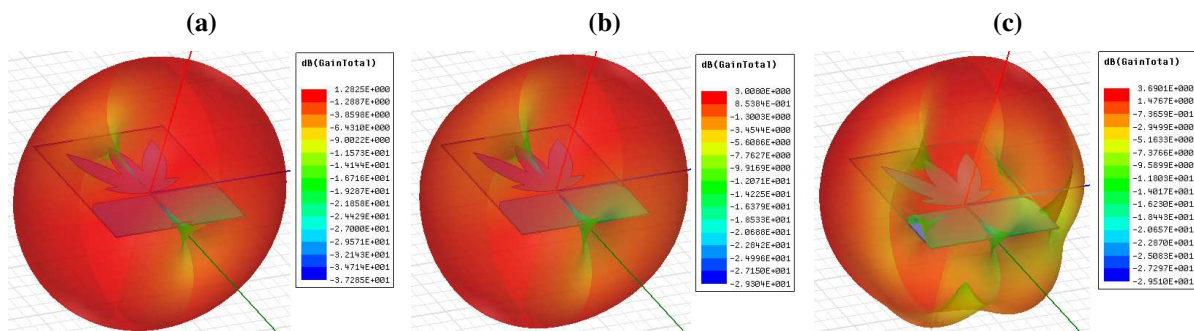
Além do coeficiente de reflexão, obteve-se o ganho e o diagrama de irradiação da antena para as frequências inferior (487 MHz), central (992 MHz) e superior (1497 MHz), conforme apresentado nas [Figuras 5.2 e 5.3](#). A partir do diagrama de irradiação, é possível verificar que a maior parte da energia é irradiada na direção de interesse para detecção de DP, correspondente a 0° no diagrama de irradiação. O ganho médio obtido na direção da irradiação máxima foi de 2,69 dBi.

Figura 5.2 – Diagrama de irradiação da antena: (a) 487 MHz; (b) 992 MHz; (c) 1497 MHz.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.3 – Ganho 3D da antena: (a) 487 MHz; (b) 992 MHz; (c) 1497 MHz.

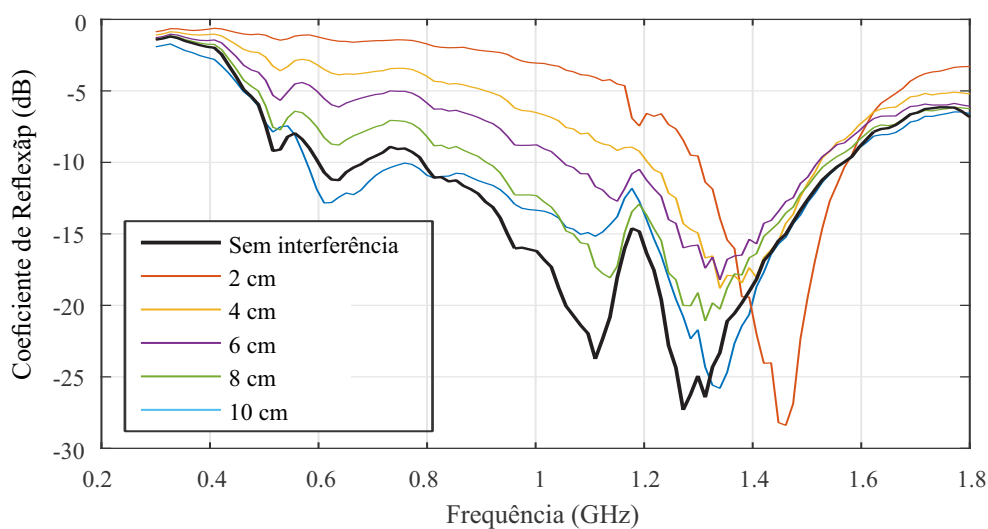


Fonte: próprio autor.

5.1.2 Interferência Eletromagnética

O próximo passo no projeto do sensor UHF foi a avaliação do efeito da blindagem eletromagnética no coeficiente de reflexão da antena. Para tanto, uma placa metálica foi aproximada do plano de terra da antena a distâncias fixas de 2, 4, 8 e 10 cm e medido o coeficiente de reflexão da antena para cada distância. Na [Figura 5.4](#) é apresentado o coeficiente de reflexão medido para cada distância avaliada.

Figura 5.4 – Efeito da blindagem eletromagnética sobre o coeficiente de reflexão da antena bioinspirada.



Fonte: próprio autor.

A partir dos resultados, observa-se que quanto menor a distância entre a estrutura metálica e o plano de terra da antena, mais degenerado é o coeficiente de reflexão medido. Os melhores resultados foram obtidos com a placa metálica a uma distância de 8 e 10 cm. No primeiro cenário, é possível verificar um coeficiente de reflexão abaixo de -5 dB na faixa de frequência de interesse. No segundo cenário, o efeito da placa de metal foi insignificante, de modo que o coeficiente de reflexão apresentou valores abaixo de -10 dB na faixa de 600 MHz a 1,5 GHz. A medição não apresentou interferências significativas para a situação em que a placa metálica estava perpendicular à antena, razão pela qual não foram apresentadas medições para esta situação.

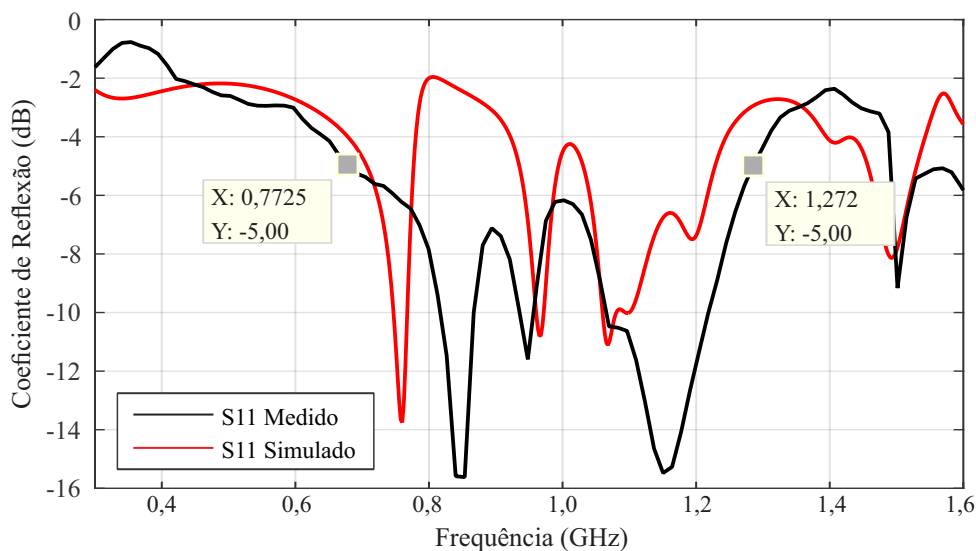
5.1.3 Testes Experimentais

Após a confecção da blindagem do sensor, foram realizadas medições dos parâmetros elétricos e da capacidade de detecção de DP do sensor fabricado. A seguir são apresentados e discutidos os resultados.

5.1.3.1 Parâmetros Elétricos

Inicialmente, foi obtido o coeficiente de reflexão do sensor, cujo resultado medido e simulado é apresentado na [Figura 5.5](#).

Figura 5.5 – Coeficiente de reflexão no sensor UHF.



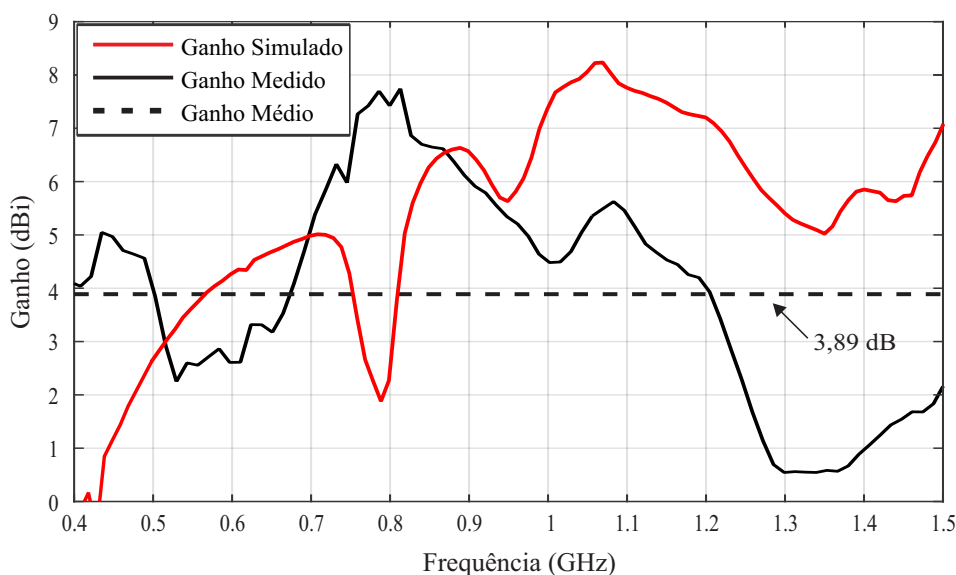
Fonte: próprio autor.

Como pode ser visto na [Figura 5.5](#), o sensor UHF apresentou um coeficiente de reflexão maior que a antena bioinspirada. Esse resultado era esperado, uma vez que o corpo de alumínio do sensor UHF provoca um efeito de acoplamento que interfere no patch da antena de microfita. No entanto, apesar do aumento no coeficiente de reflexão, a largura de banda do sensor pode ser baseada no limite de -5 dB do S_{11} medido, o que representa o aproveitamento de aproximadamente 70% da energia do sinal recebido. Para um sensor com ganho elevado, este limite pode ser considerado operacional para efeitos práticos. Portanto, após estas observações, considerou-se a faixa de operação do sensor de 772 MHz a 1272 MHz no limite de -5 dB.

Outra medição realizada foi a medição do ganho do sensor UHF em função da frequência, conforme apresentado na [Figura 5.6](#). A medição de ganho foi a que apresentou maior

diferença em relação aos resultados simulados. Durante as medições, percebeu-se um efeito significativo da polarização da antena hyperlog de referência na medição de ganho. A medição apresentada corresponde à posição da antena hyperlog em que se observou um menor efeito da polarização na medição do ganho. A partir do resultado, observa-se que o sensor UHF apresentou um ganho positivo na maior parte da faixa de frequência medida, com um decréscimo nas frequências abaixo de 700 MHz e acima de 1,2 GHz.

Figura 5.6 – Ganho medido no sensor UHF.



Fonte: próprio autor.

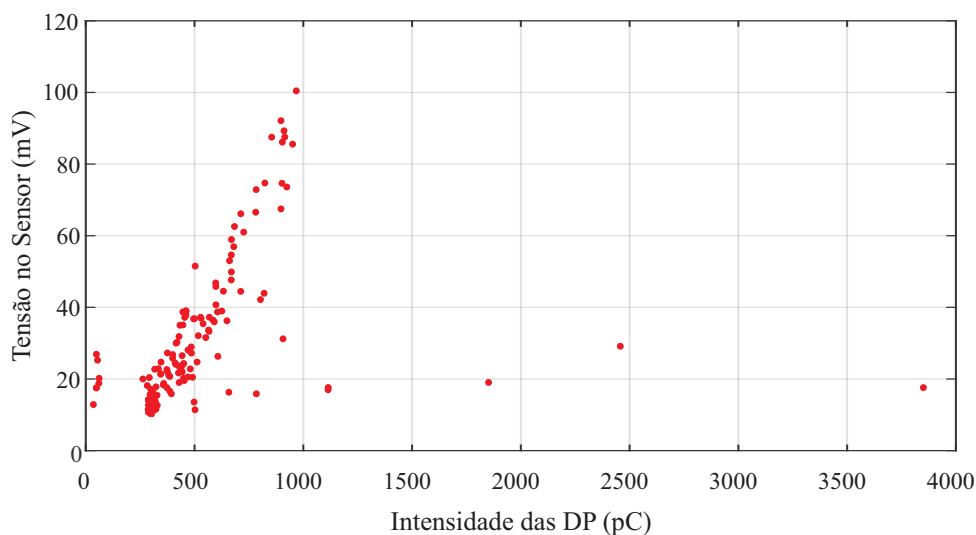
Comparando as Figuras 5.5 e 5.6, é possível constatar que os valores de ganho muito abaixo do valor médio ocorrem exatamente nas frequências onde a antena apresentou um coeficiente de reflexão maior (Figura 5.5). Este resultado é esperado, uma vez que o coeficiente de reflexão da antena diminui a transmissão do sinal recebido. Considerando toda a faixa de frequência medida, o sensor UHF apresentou um ganho médio de 3,89 dB. Medições anteriores com antenas UHF demonstram que um ganho médio maior do que 2 dB já é suficiente para a detecção de sinais de DP (LUO *et al.*, 2016).

5.1.4 Medição de DP

O terceiro teste realizado foi a medição de DP. Com o arranjo de medição utilizado, foi possível obter níveis de DP dentro de uma ampla faixa, variando com o nível de tensão aplicada. A Figura 5.7 apresenta, na forma de um gráfico de correlação, a carga aparente medida dos pulsos

de DP e a tensão obtida no sensor UHF. Após vários testes, verificou-se que o sensor UHF foi capaz de identificar sinais DP a partir de 35 pC a uma distância de 1 m da fonte de DP. Níveis mais altos de até milhares de picocoulombs também foram obtidos.

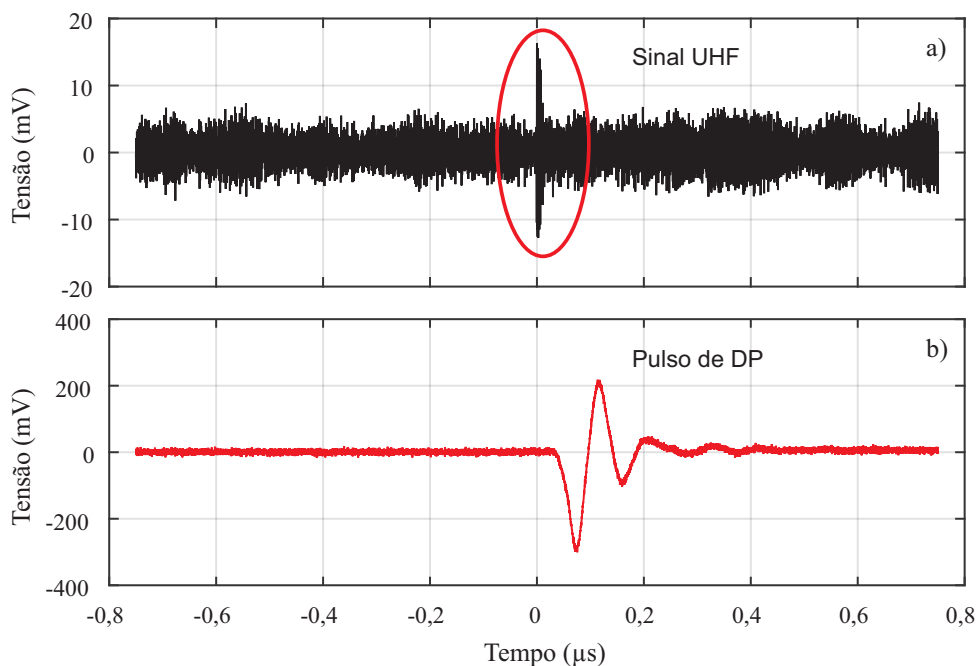
Figura 5.7 – Gráfico de correlação entre o sinal detectado pelo sensor UHF e pelo método padrão da IEC 60270, a uma distância de 1 m entre o sensor UHF e a fonte de DP.



Fonte: próprio autor.

Para ilustrar um sinal obtido pelo sensor UHF, na [Figura 5.8](#) são apresentados um sinal medido no sensor e o sinal correspondente medido na impedância de medição do arranjo da norma [IEC 60270 \(2000\)](#). Como pode ser observado, o sinal UHF é claramente distinguível do ruído branco presente na medição e possui uma forma típica de sinal radiométrico, com largura de pulso menor que o sinal elétrico obtido na impedância de medição. Além disso, observa-se que o sinal UHF apresentou um deslocamento de tempo devido à maior velocidade de propagação do sinal para o sensor UHF do que pelo arranjo na norma [IEC 60270 \(2000\)](#).

Figura 5.8 – Comparação entre o sinal de DP detectado pelo (a) sensor UHF e (b) pelo padrão IEC 60270.



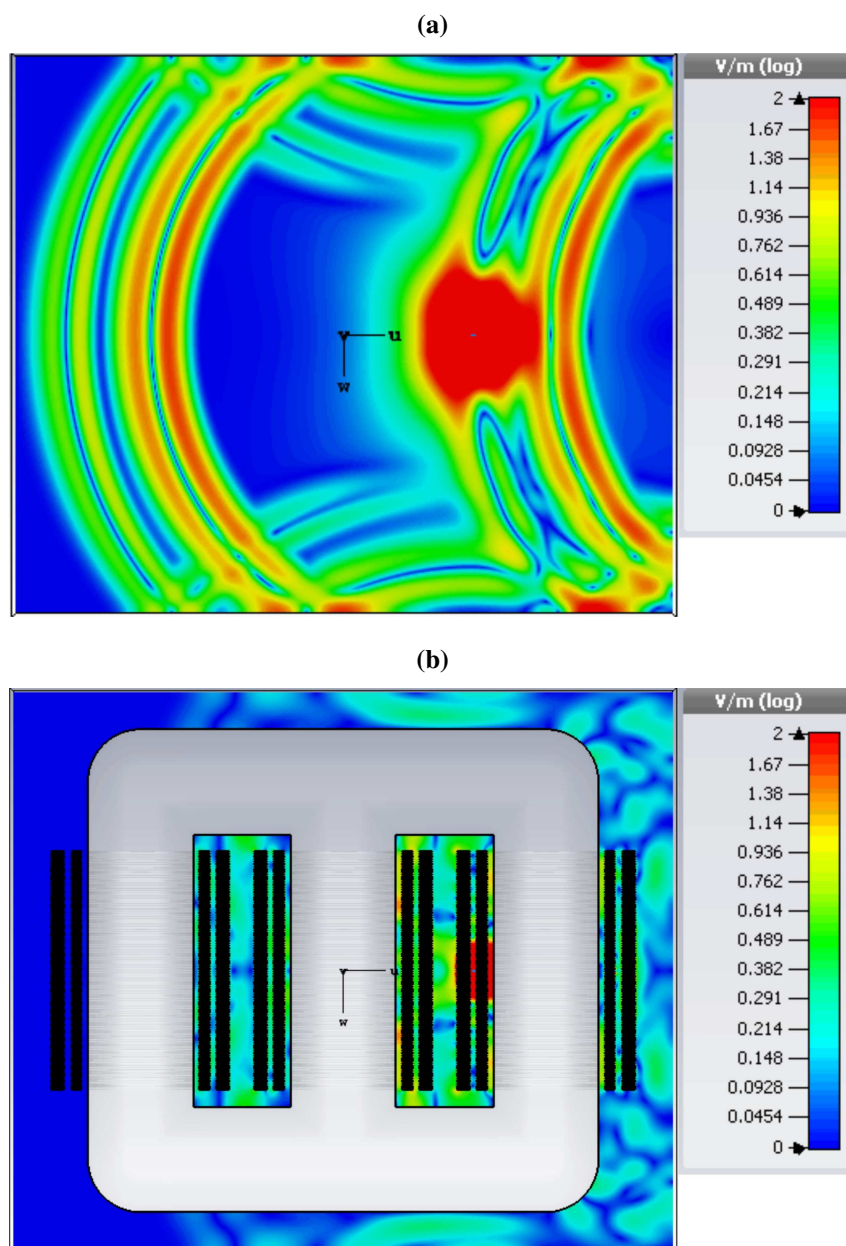
Fonte: próprio autor.

5.2 Simulação da Propagação UHF no Transformador

Uma vez realizado projeto, desenvolvimento e teste do sensor UHF, procederam-se as simulações computacionais para avaliação dos efeitos de reflexões, refrações e difrações que ocorrem dentro do tanque do transformador durante a propagação.

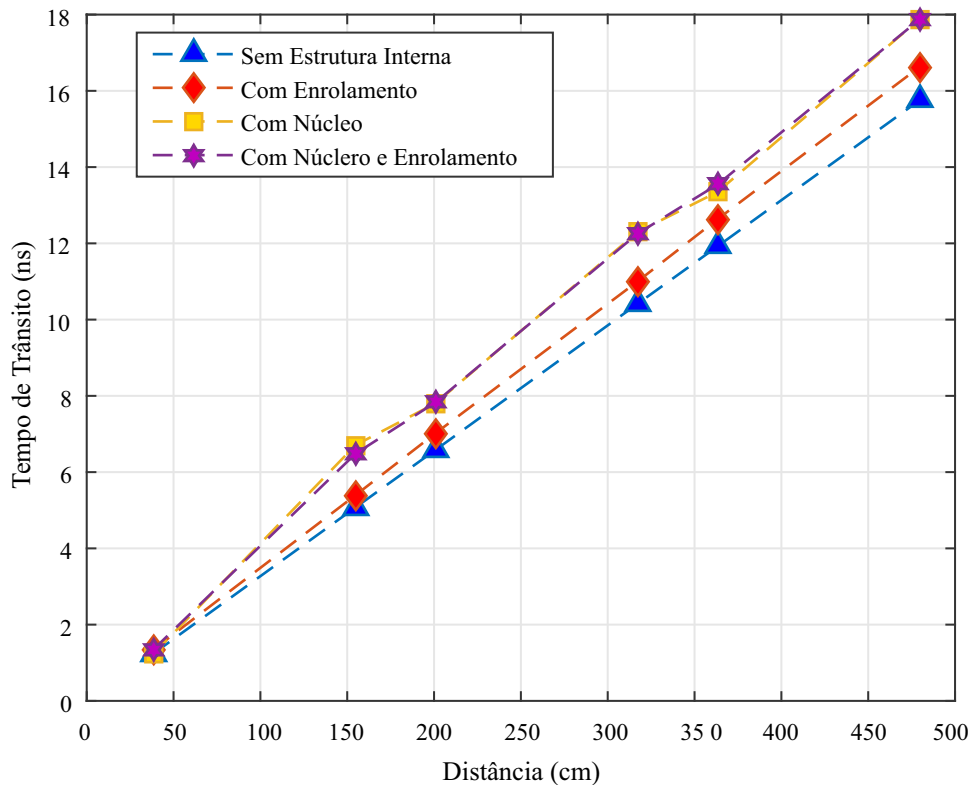
Na [Figura 5.9](#) é apresentada o resultado da simulação de propagação da irradiação da DP para o transformador sem a estrutura interna e com a estrutura interna, ambos para o instante de tempo 12,8 ns. As cores nas figuras indicam a intensidade do campo elétrico irradiado a partir da DP. Com a simulação apresentada, é possível observar que a irradiação da DP atinge o tanque do equipamento na extremidade esquerda mais rapidamente, aos 12,8 ns, com a simulação sem a estrutura interna. No outro caso, quando foram considerados o núcleo e o enrolamento do equipamento, ocorreu um atraso na propagação. Além disso, pela escala de cores, que indica a intensidade da irradiação, observa-se que a estrutura interna do equipamento provoca uma atenuação no sinal propagado. Ademais, verifica-se na simulação da [Figura 5.9a](#) que a frente de onda do sinal não sofre reflexão, refração ou difração antes de atingir o tanque do equipamento. O mesmo, contudo, não se observa na simulação da [Figura 5.9b](#).

Figura 5.9 – Propagação do campo elétrico da irradiação da DP no instante de tempo 12,8 ns. (a) Propagação sem o núcleo e o enrolamento do transformador. (b) Propagação com o núcleo e o enrolamento do transformador.



Fonte: próprio autor.

A fim de quantificar o efeito de cada estrutura interna do transformador no atraso do sinal UHF, na [Figura 5.10](#) é apresentado o tempo de trânsito da irradiação da DP para as seis posições simuladas, considerando a distância entre o defeito e o sensor. Os resultados foram obtidos a partir das vinte e quatro simulações 3D realizadas com as diferentes estruturas do transformador, conforme detalhado na seção [4.2.2.3](#).

Figura 5.10 – Efeito das estruturas do transformador no tempo de trânsito da irradiação.

Fonte: próprio autor.

Os resultados indicam que quanto maior a distância entre o defeito e o sensor, maior é o atraso causado na propagação do sinal. Esse resultado é esperado, pois quanto maior a distância mais obstáculos há no caminho de propagação. Observa-se também que a relação entre a distância e o tempo de propagação foi aproximadamente linear. Contudo, esse resultado se deve ao fato de a posição dos defeitos estarem situados em uma linha reta cruzando a parte central do transformador (Figura 4.13). Caso as simulações tivessem contemplado posições aleatórias, haveria diferentes obstáculos a depender da posição do defeito. Certamente, nessa hipótese, a relação entre a distância e o tempo de trânsito só seria linear nas simulações sem a estrutura interna do transformador.

A partir da Figura 5.10 também se observa que o núcleo provoca maior atraso no tempo de trânsito do que o enrolamento. No pior caso, em que a distância entre o sensor e o defeito foi de 480 cm, obteve-se um atraso de 2,12 ns em relação ao modelo livre de obstáculos. Assumindo a velocidade de propagação no vácuo de $3 \cdot 10^8$ m/s (meio utilizado na simulação), esse atraso no tempo de propagação representa um erro de 63 cm na estimativa da distância do

defeito, considerando a análise para apenas um sensor.

Desse modo, é evidente que o atraso na propagação do sinal UHF induzirá erros nos algoritmos que se baseiam no tempo de trânsito do sinal para localização da fonte da DP. Portanto, o efeito da estrutura interna do transformador deve ser levado em consideração nos algoritmos de localização de fontes de DP.

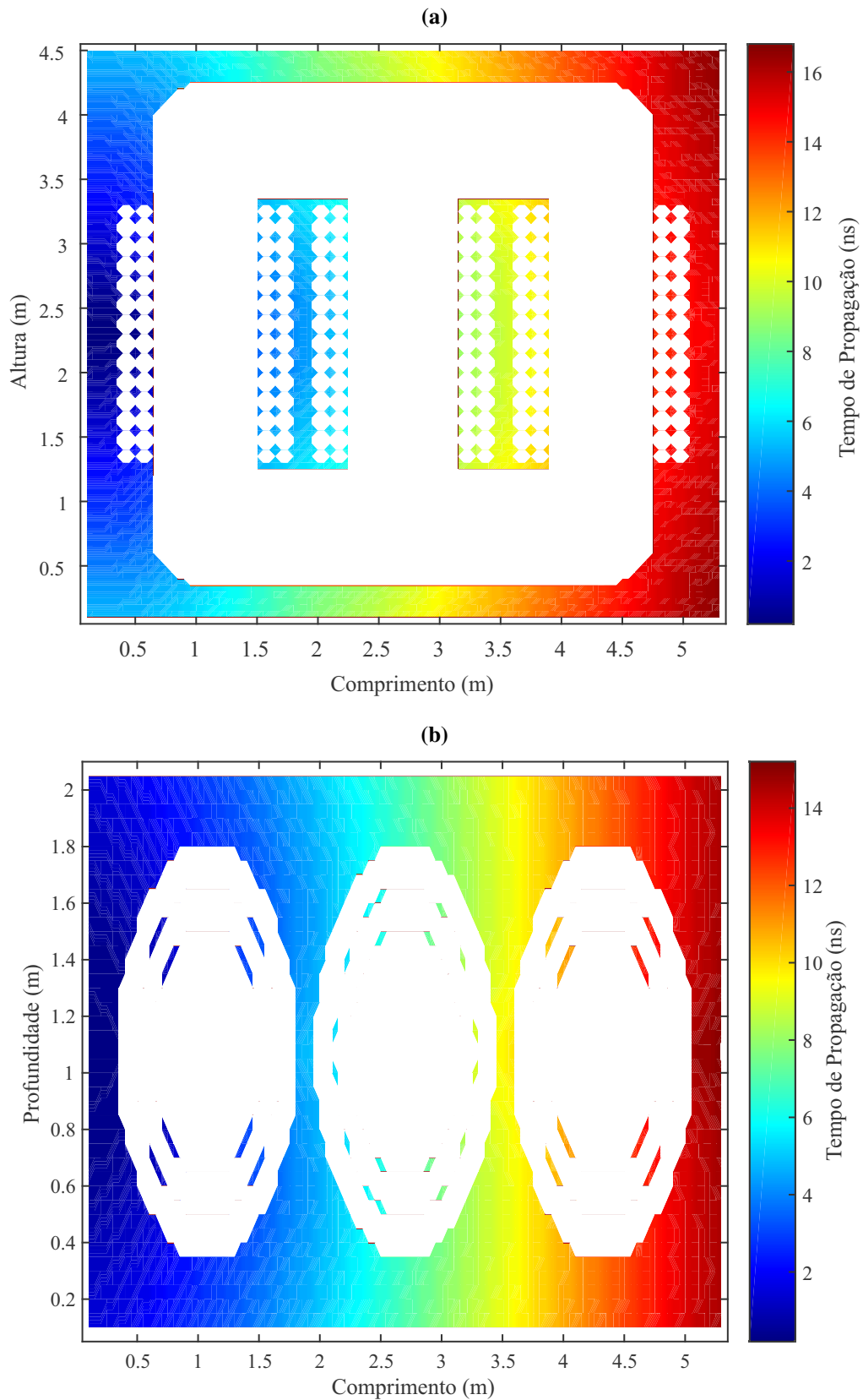
5.3 Teste Computacional do Algoritmo de Localização da Fonte de DP

Após a análise da propagação UHF no transformador, procedeu-se a aplicação do algoritmo proposto neste trabalho para a localização da fonte de DP, o qual contempla os efeitos das reflexões, refrações e difrações que ocorrem no caminho de propagação.

5.3.1 Construção do Modelo Discreto do Transformador

A primeira etapa do algoritmo de localização é a construção do modelo discreto do transformador. Conforme explicado na seção 4.2, esse modelo necessita ser obtido uma única vez e poderá ser utilizado quantas vezes for necessário no algoritmo de localização. Para apresentar de modo gráfico a matriz $C(i, j, k)$ obtida para o transformador em análise, na Figura 5.11 é apresentado um corte longitudinal e horizontal ao longo do eixo central do transformador. Nesse gráfico, as cores representam o tempo de propagação do sinal nos diversos pontos da matriz $C(i, j, k)$ até um sensor localizado na lateral esquerda do tanque do equipamento. A silhueta em branco representa a estrutura metálica do transformador, no qual não há propagação do sinal UHF.

Figura 5.11 – Representação espacial do tempo de propagação do sinal até um sensor localizado na lateral esquerda do tanque do equipamento. (a) Corte longitudinal ao longo do eixo central do transformador. (b) Corte horizontal ao longo do eixo central do transformador.



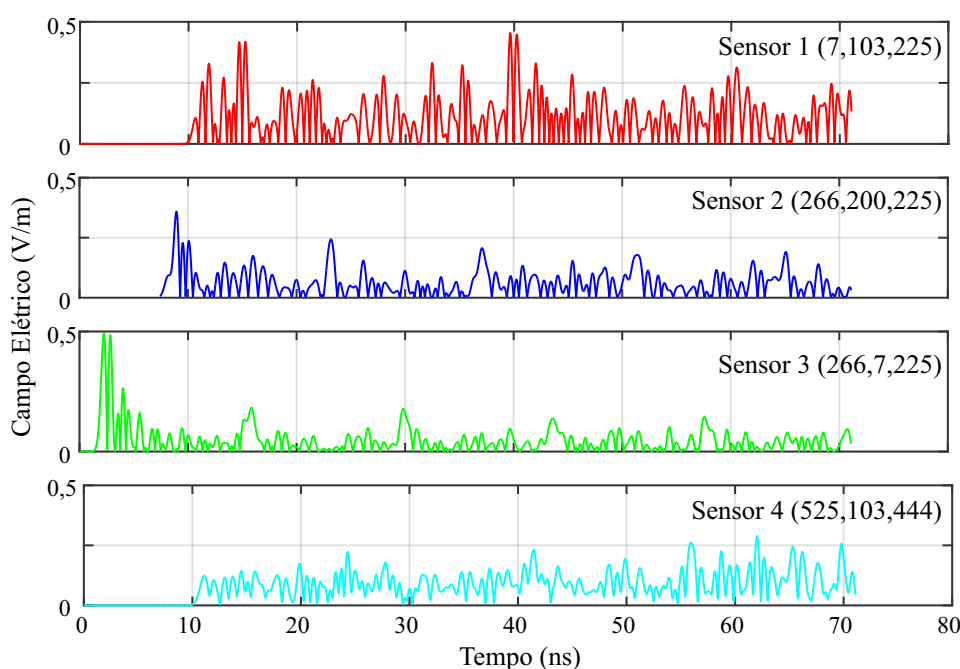
Fonte: próprio autor.

A partir da [Figura 5.11](#) é possível fazer algumas constatações. Primeiro, verifica-se que é possível obter o tempo de propagação a partir de todos os pontos apresentados até o sensor UHF. Desse modo, é demonstrado que a metodologia apresentada obteve sucesso na obtenção do modelo de propagação do transformador. Em segundo lugar, a partir de um olhar atento à figura, observa-se que há regiões mais próximas do sensor UHF que apresentam maior tempo de propagação do que regiões mais distantes. Essa diferença é explicada devido ao fato de em alguns caminhos de propagação o sinal encontrar mais ou menos obstáculos que o atrasam no tempo. Desse modo, o tempo de propagação do sinal é definido não pela distância espacial entre dois pontos no espaço, mas pelo caminho real de propagação que o sinal faz ao contornar os obstáculos presentes.

5.3.2 Simulação da Resposta dos Sensores UHF

Para exemplificar os sinais obtidos nas simulações, na [Figura 5.12](#) são apresentados os sinais captados nos quatro sensores para o defeito na posição quatro. O resultado obtido é o equivalente computacional da captação de sinais em campo, mediante o uso de um osciloscópio. Portanto, servirá para teste do algoritmo de localização.

Figura 5.12 – Sinais obtidos nos sensores UHF simulados.



Fonte: próprio autor.

A partir [Figura 5.12](#) verifica-se que o sinal UHF apresenta intensidade e tempo de propagação diferentes para cada sensor. Esse resultado é esperado, uma vez que o sinal UHF percorre diferentes caminhos até os sensores UHF instalados. Calculando-se o tempo de propagação para o caso apresentado, foram obtidos os tempos de 9,38 ns, 6,75 ns, 0,83 ns e 9,44 ns para os sensores 1 a 4, respectivamente.

5.3.3 Localização da Fonte da DP

A partir da simulação dos sinais captados pelos sensores UHF e da matriz de propagação $C(i, j, k)$ obtida para o transformador em análise, procedeu-se a localização da fonte de DP para os seis casos simulados. Para tanto, foi aplicado o algoritmo de enxame de partículas para minimização da equação (4.4), conforme proposto na seção 4.2. Na [Tabela 5.1](#) é apresentada, para cada caso simulado, a solução do método de localização e o erro obtido na solução.

Tabela 5.1 – Resultados obtidos a partir do algoritmo de localização.

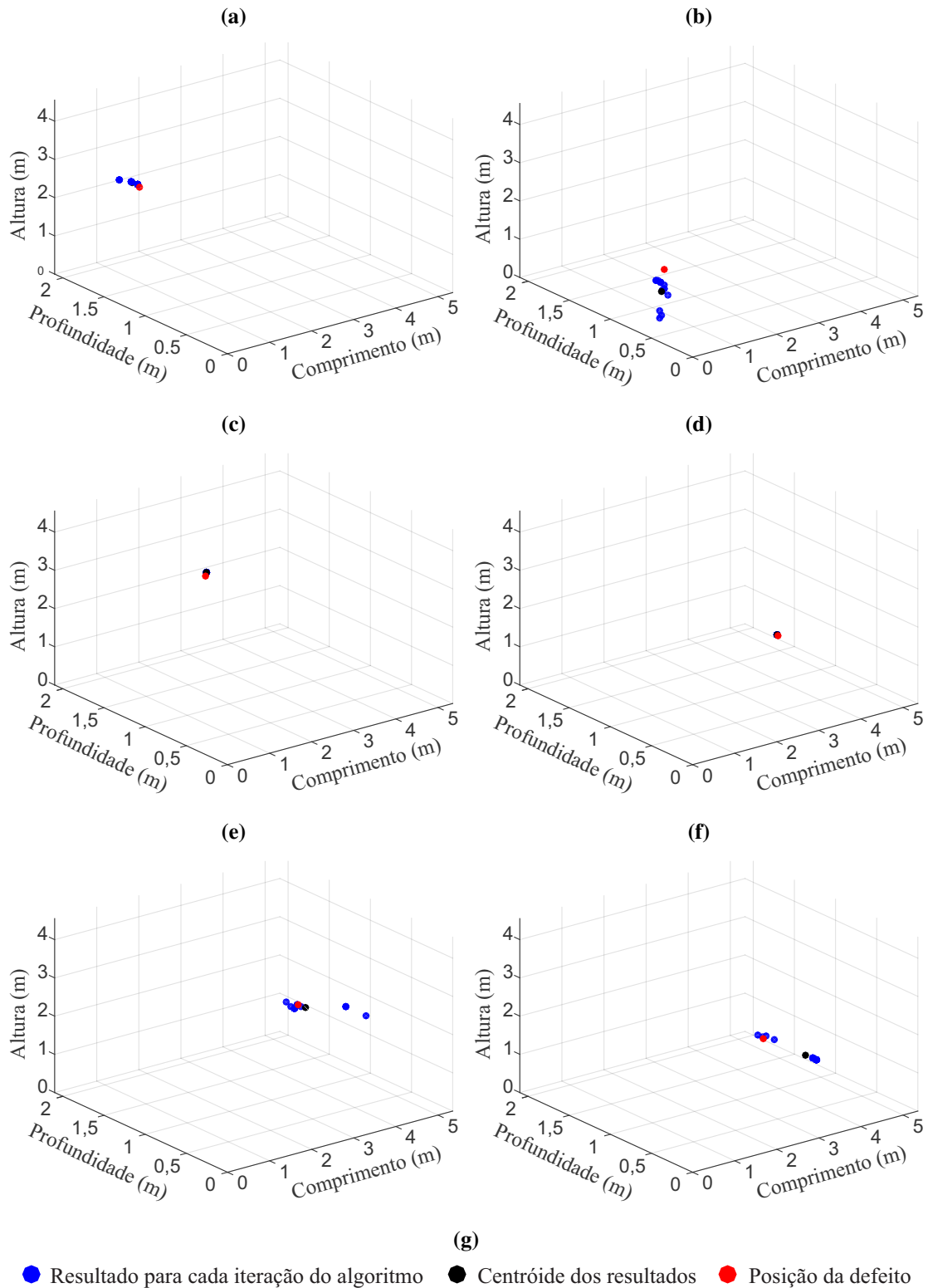
Caso Simulado	Algoritmo (cm)	Fonte (cm)	Erro (cm)	Erro absoluto (cm)
Defeito 1	(57, 145, 285)	(55, 135, 285)	(-2, -10, 0)	11
Defeito 2	(43, 60, 100)	(60, 65, 145)	(17, 5, 45)	49
Defeito 3	(215, 135, 305)	(210, 133, 299)	(-5, -2, -6)	8
Defeito 4	(270, 35, 225)	(265, 32, 225)	(-5, -3, 0)	6
Defeito 5	(397, 108, 205)	(370, 103, 225)	(-27, -5, 20)	34
Defeito 6	(476, 106, 59)	(370, 103, 135)	(-106, -3, 76)	130

Fonte: próprio autor.

Para melhor visualização dos resultados indicados na [Tabela 5.1](#), na [Figura 5.13](#) são apresentados graficamente os resultados obtidos. Os círculos em azul indicam a localização tridimensional indicada para cada iteração do algoritmo de localização, o círculo em preto indica o centro geométrico da solução e o círculo vermelho indica a posição do defeito.

Analisando as soluções obtidas pelo método de localização, na melhor situação, o algoritmo conseguiu identificar a fonte de DP com um erro de 6 cm (defeito 4). Na maioria das situações, obteve-se uma precisão maior do que 49 cm (defeitos 1 a 5). Tal nível de precisão é suficiente para identificar não somente a ocorrência de defeitos, como identificar o enrolamento

Figura 5.13 – Resultados do algoritmo de localização. (a) Defeito na posição 1. (b) Defeito na posição 2. (c) Defeito na posição 3. (d) Defeito na posição 4. (e) Defeito na posição 5. (f) Defeito na posição 6.



Fonte: próprio autor.

onde ele está ocorrendo e a região (topo, centro ou base). Tal informação é útil para diagnóstico do equipamento, uma vez que permite avaliar a gravidade do problema e motivar investigação mais detalhadas no equipamento.

Na simulação do caso seis, obteve-se um erro de 130 cm (defeito 6) após as vinte iterações do método. No entanto, observando a [5.13](#) é possível perceber que algumas iterações do algoritmo de localização (em azul) apresentaram solução bastante próxima da posição do defeito (em vermelho). Para tais casos, o erro absoluto obtido foi de 21 cm. Observa-se, portanto, que para o defeito 6 algumas iterações convergiram para o mínimo global do problema, enquanto outras convergiram para um mínimo local. Deste modo, verificamos que mudanças nas condições de contorno do algoritmo de enxame de partículas podem ser realizadas a fim de evitar sua convergência para mínimos locais ao invés do mínimo global da solução.

Por fim, o algoritmo de localização apresentou convergência em aproximadamente 50 segundos, quando atingiu Eos critérios de parada. Desse modo, observa-se a rapidez computacional do método, de modo que a sua aplicação em campo é ágil para todos os efeitos práticos, inclusive para monitoramento on-line.

5.4 Considerações Finais

A partir dos resultados obtidos, algumas considerações podem ser feitas com relação a pesquisa desenvolvida nesta tese.

Primeiro, o coeficiente de reflexão da antena bioinspirada apresentou valores abaixo de -10 dB na faixa de 600 MHz a 1,5 GHz. No entanto, devido à blindagem eletromagnética do sensor, houve um aumento no coeficiente de reflexão para aproximadamente -5 dB. Como discutido anteriormente, essa redução na capacidade de transmissão do sinal é um efeito conhecido, uma vez que o corpo de alumínio do sensor cria um efeito de acoplamento que interfere no patch da antena de microfita. Ainda assim, um limite de -5 dB no coeficiente de reflexão é suficiente para a definição da largura de banda do sensor UHF em muitas aplicações, uma vez que permite o aproveitamento de aproximadamente 70% da energia do sinal recebido. Em outros estudos, tais como em [Li et al. \(2013\)](#) e [Sarkar et al. \(2014\)](#), sensores com um coeficiente de reflexão ainda maior, na ordem de -3.5 dB, foram satisfatórias para detecção de DP.

Portanto, o corpo de alumínio do sensor apresentou mais vantagens, especialmente a blindagem eletromagnética e o suporte para fixação mecânica em janelas dielétricas em transformadores, do que desvantagens.

Em segundo lugar, o sensor UHF demonstrou sua eficácia para a detecção de DP em transformadores de potência. A sensibilidade detectada para níveis de DP superiores a 35 pC é satisfatória, uma vez que os ensaios de rotina em transformadores de potência permitem níveis de DP de até 200 pC durante um teste de 1 minuto a 1,6 vezes a tensão nominal do transformador, de acordo com os procedimentos estabelecidos na norma [IEC 60076-1 \(Geneve, Switzerland, 2011\)](#). Além disso, de acordo com a [Wang et al. \(2002\)](#), dependendo da tensão e do tamanho do transformador, níveis até 500 pC são aceitáveis para a tensão de operação no equipamento. Desse modo, o sensor UHF desenvolvido nesta pesquisa mostrou sensibilidade satisfatória para a aplicação esperada, uma vez que apresentou sensibilidade para níveis muito menores do que o exigido por norma.

Sobre a distância de 1 metro utilizada, ela foi utilizada por ser próxima a situação real à qual o sensor UHF estará sujeito. Em geral, os transformadores de potência adaptados para monitoramento UHF têm pelo menos quatro sensores UHF, localizados em lados diferentes do transformador, de acordo com recomendação do Cigré ([Working Group A2.27, 2008](#)). Assim, no caso de um defeito, pelo menos um dos sensores UHF estará próximo da fonte de DP a uma distância de cerca de 1 metro.

Portanto, o sensor UHF desenvolvido nesta pesquisa é funcional para teste em um transformador de potência real. A fixação no tanque do equipamento pode ser realizada a partir do corpo metálico do sensor, o qual possui dimensão suficiente para fixação em janelas dielétricas através do uso de parafusos. Para medição em campo, pode-se utilizar cabos coaxiais ligados a um osciloscópio com alta taxa de aquisição. Outra possibilidade é a utilização de um sistema embarcado associado ao sensor, capaz de identificar a energia e o tempo de chegada do sinal UHF e transmitir os dados para uma central de monitoramento, conforme proposto em [Zhang et al. \(2015\)](#). Nas próximas etapas desta pesquisa pretende-se utilizar o sensor UHF desenvolvido para classificação de defeitos, localização de fontes de DP e monitoramento em tempo real do equipamento.

Além do que foi exposto, a metodologia para o desenvolvimento de um sensor UHF

para transformadores de potência baseada em antenas de microfita bioinspiradas é promissora, uma vez que o sensor UHF desenvolvido demonstrou a sua efetividade. Uma das vantagens deste tipo de sensor é a sua facilidade de fabricação e baixo custo, com a possibilidade de utilização de outras formas bioinspiradas para otimizar um ou mais parâmetros do sensor. Além disso, essas vantagens estão associadas à proteção contra corrosão garantida pelo revestimento epóxi e à resistência mecânica e blindagem eletromagnética produzida pelo invólucro de alumínio do sensor. Desse modo, outros sensores UHF para uso em equipamentos elétricos podem ser desenvolvidos utilizando a mesma metodologia, com a possibilidade de utilização de outras formas bioinspiradas para otimizar um ou mais parâmetros do sensor.

No que diz respeito às simulações eletromagnéticas realizadas, ao todo foram realizadas trinta e quatro simulações 3D de um transformador de potência. Os resultados indicaram que a estrutura interna do transformador provoca um atraso na propagação de onda do sinal UHF e afeta drasticamente a intensidade do sinal. Assim, o atraso na propagação induz erros nos algoritmos de localização que se baseiam no tempo de trânsito do sinal, de modo que foi demonstrada a necessidade do desenvolvimento de algoritmos de localização que incluam o efeito que as estruturas causam na propagação de onda, tais como o algoritmo proposto nesta pesquisa.

Sobre o método de localização proposto, a sua efetividade foi demonstrada a partir de simulações computacionais. A acurácia obtida na localização a partir do algoritmo é suficiente para identificar não somente a ocorrência de defeitos, como identificar o enrolamento onde ele está ocorrendo e a região (topo, centro ou base). Além disso pode-se obter uma melhora significativa na eficácia do algoritmo a partir de um estudo detalhado sobre a posição ótima de sensores, tal como sugerido em (MIRZAEI *et al.*, 2015).

No capítulo seguinte são apresentadas as conclusões e propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 6

Conclusões

Nesta tese foi apresentada uma solução para monitoramento UHF de DP em transformadores de potência a partir do projeto, fabricação e validação de um novo sensor UHF e de um algoritmo de localização espacial de defeitos mediante a solução das equações de Maxwell em ambiente computacional.

O sensor UHF desenvolvido foi composto de uma antena de microfita com tecnologia bioinspirada, para captação da irradiação UHF proveniente da DP; de um revestimento epóxi, para conferir à antena um revestimento anti-corrosão, rigidez mecânica e tolerância a altas temperaturas; e uma blindagem eletromagnética, a fim de garantir imunidade a ruídos externos. O sensor apresentou uma largura de banda de 772 MHz a 1272 MHz e sensibilidade para níveis de DP acima de 35 pC. Desse modo, apresentou largura de banda dentro da faixa de detecção de DP com sensibilidade satisfatória para a aplicação esperada, uma vez que foi capaz de detectar níveis de DP muito menores do que os exigidos por norma nos ensaios em transformadores de potência. A dimensão final do sensor foi de 260 x 260 x 150 mm, o qual se adéqua às dimensões de janelas dielétricas de transformadores e dispõe de um corpo metálico que permite a sua fixação através do uso de parafusos.

Nas medições realizadas, observou-se que o corpo metálico do sensor criou um efeito de acoplamento que interferiu no elemento irradiador da antena de microfita. Como consequência, houve um aumento no coeficiente de reflexão da antena de -10 dB na faixa de 600 MHz a 1500 MHz para -5 dB na faixa de 772 MHz a 1272 MHz. Ainda assim, o limite de -5 dB no coeficiente de reflexão foi suficiente para detecção dos sinais de DP, uma vez que permite o aproveitamento de aproximadamente 70% da energia do sinal de potência recebido.

Além do desenvolvimento do sensor UHF, foram realizadas simulações no CST Microwave da propagação UHF proveniente de DP em um transformador de potência de 180 MVA. Ao todo, foram realizadas vinte e quatro simulações para avaliação do efeito do núcleo e do en-

rolamento no atraso da propagação UHF. Os resultados indicaram que a estrutura interna do transformador provocou um atraso na propagação e uma diminuição da intensidade do sinal UHF obtidos nos sensores simulados. Assim, verificou-se que o atraso na propagação induz erros nos algoritmos de localização que se baseiam no tempo de trânsito do sinal, de modo que foi demonstrada a necessidade do desenvolvimento de algoritmos de localização que incluam o efeito que as estruturas causam na propagação de onda.

Em seguida, foi apresentado o algoritmo de localização proposto nesta pesquisa o qual utiliza simulações computacionais da propagação das ondas eletromagnéticas geradas pelas DP. Por meio do algoritmo, são obtidos o o atraso de propagação do sinal a partir de cada ponto no espaço tridimensional até os sensores UHF. Os sinais calculados computacionalmente são, então, comparados com os sinais medidos em campo, de modo que a posição indicada para a fonte de DP é a que o atraso de propagação simulado melhor se aproxima dos dados medidos. As equações do método foram definidas como um problema de otimização tridimensional, de modo que foi utilizado o algoritmo de otimização por enxame de partículas binário para minimização da função objetivo do algoritmo.

A efetividade do algoritmo de localização foi demonstrada a partir de seis simulações computacionais 3D (além de outras quatro simulações para obtenção dos parâmetros do método). O algoritmo proposto foi capaz de incluir os efeitos das reflexões, refrações e difrações que o sinal UHF sofreu no tanque do equipamento. Desse modo, foi obtido um avanço metodológico na localização de DP, em relação aos métodos já existentes. Nos casos simulados para teste do algoritmo, a solução indicada foi suficiente para identificar não somente a ocorrência de defeitos, como identificar o enrolamento e a região (topo, centro ou base) onde o defeito ocorreu. Na maioria dos casos foi obtida acurácia maior do que 50 cm na localização da fonte do defeito simulado.

Por fim, pode-se afirmar que os objetivos geral e específicos desta tese foram alcançados, fornecendo não somente um sensor UHF efetivo para monitoramento de transformadores de potência e um algoritmo de localização que utiliza o ambiente computacional para solução das equações de Maxwell para inclusão dos efeitos de reflexão, refração e difração na propagação do sinal UHF. Além disso, a metodologia utilizada neste trabalho pode ser utilizada como base para projeto de outros sensores UHF bioinspirados.

6.1 Trabalhos Futuros

Como continuação da pesquisa realizada nesta tese, propõe-se:

1. Medir e analisar o fator de antena do sensor UHF projetado em comparação com sensores comerciais e propostos na literatura;
2. Classificar diversos tipos de defeitos, correlacionando a intensidade da DP em picocoulombs e a energia do sinal recebido no sensor UHF projetado;
3. Avaliar o desempenho do sensor UHF projetado na medição de DP em um transformador de potência real;
4. Avaliar e quantificar, computacionalmente, mediante modelagem de um transformador de potência com óleo mineral, o efeito da atenuação do sinal UHF na calibração do sistema de medição UHF;
5. Avaliar o efeito da inclusão do fator de antena do sensor UHF nas simulações computacionais do transformador de potência para efeito de calibração do sistema de medição;
6. Comparar os resultados obtidos na simulação computacional com medições UHF realizadas em laboratório para validação do modelo utilizado;
7. Testar o algoritmo de localização em um transformador de potência real a partir do uso de quatro sensores UHF;
8. Propor um algoritmo de posicionamento ótimo de sensores UHF no transformador de potência para efeito de localização de DP;
9. Propor um método de calibração do sistema de medição UHF em transformadores de potência que inclua os efeitos de propagação do sinal UHF;
10. Projetar um sistema eletrônico embarcado capaz de identificar a energia e o tempo de trânsito do sinal UHF recebido no sensor projetado e realizar a transmissão sem fio a fim de permitir o monitoramento contínuo e em tempo real do transformador de potência.

Apêndice A

Design and Development of a Bio-Inspired UHF Sensor for Partial Discharge Detection in Power Transformers

Nobrega, L. A., Xavier, G. V., Aquino, M. V., Serres, A. J., Albuquerque, C. C., e Costa, E. G..
Design and Development of a Bio-Inspired UHF Sensor for Partial Discharge Detection in Power Transformers. *Sensors*, v. 19(3), p. 653, 2019.

Article

Design and Development of a Bio-Inspired UHF Sensor for Partial Discharge Detection in Power Transformers

Luiz A. M. M. Nobrega * , George V. R. Xavier , Marcus V. D. Aquino, Alexandre J. R. Serres, Camila C. R. Albuquerque and Edson G. Costa

Department of Electrical Engineering, Universidade Federal de Campina Grande, Aprigio Veloso 882, Campina Grande 58429-900, Brazil; george.xavier@ee.ufcg.edu.br (G.V.R.X.); marcus.aquino@ee.ufcg.edu.br (M.V.D.A.); alexandreserres@dee.ufcg.edu.br (A.J.R.S.); camila.albuquerque@ee.ufcg.edu.br (C.C.R.A.); edson@dee.ufcg.edu.br (E.G.C.)

* Correspondence: luiz.nobrega@ee.ufcg.edu.br

Received: 2 January 2019; Accepted: 31 January 2019; Published: 5 February 2019

Abstract: In this paper, the design and development of a bio-inspired UHF sensor for partial discharge detection in power transformers is presented. The UHF sensor was developed for external use in dielectric windows of power transformers. For this purpose, a microstrip antenna was designed with a radiating element shape based on the leaf of the *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill plant. Then, an epoxy coating and an aluminium enclosure were developed to protect the antenna against corrosion and to provide mechanical support, external noise immunity, and a lifetime compatibility with power transformers. In order to verify the electrical parameters of the developed sensor, measurements of the gain and the reflection coefficient were performed in an anechoic chamber. Lastly, the antenna sensitivity for denominated partial discharge (PD) detection was compared with the IEC 60270 standard method. For this purpose, simultaneous tests were carried out in a partial discharge generator setup, composed of an oil cell with needle-plane electrodes. The experimental tests demonstrated the effectiveness of the sensor for detecting PD signals with apparent charge values higher than 35 pC.

Keywords: bio-inspired; partial discharge; antenna; UHF sensor; power transformer; monitoring

1. Introduction

Electrical insulation systems are one of the main components of high-voltage equipment. In general, these insulation systems have higher dielectric strength than air, allowing them to support high-voltage levels with a shorter distance between electrodes. In this way, the system becomes more compact, reducing space and costs. However, the insulating material is subjected to high electrical fields, which excites the electrical charges inside the insulation. The acceleration of these charges by the electrical field may cause electron avalanche, in which parts of the insulation become conductive. When this occurs, small internal discharges appear, known as denominated partial discharges (PD). These discharges, although initially of a small magnitude, are by nature an evolutionary process that cause chemical decomposition and material erosion. As a consequence, the damaged area can increase in size and cause the insulation to breakdown. Therefore, damage to the insulation of electrical equipment must be recognized in its initial stages, PD detection being the most common method used for this purpose.

As far as PD detection and measurement mechanisms are concerned, several techniques have been used for monitoring electrical equipment, such as the method defined by the IEC 60279 standard [1] and acoustic [2,3], optical [4,5], and chemical [6] detection methods. In addition, one technique that

has received attention in the last years uses general UHF sensors to detect, locate, and characterize PD activity [7–14].

Initially, the UHF measurement was used for the diagnosis of a gas insulated substations (GIS) [15], becoming an economically viable online monitoring method for PD measurement [16]. As a result of the consolidation of UHF monitoring in GIS, particularly because of its good immunity to external noise and the possibility of locating defects, in 1997, researchers began to apply the method in power transformers [17]. Since then, countless investigations have been developed, and the applicability of UHF PD measurement in transformers has been promising. Indeed, currently, the Cigre [18] recommends the manufacturing of power transformers with factory adaptation for UHF PD monitoring, whose first models have already been presented in the literature [19].

Among the UHF sensors that can be applied for PD detection, microstrip antennas are highlighted because of some interesting practical features, such as their low cost, ease of installation and manufacture, attractive radiation patterns, and wideband. However, the microstrip antennas with classical radiating element (patch) shapes (such as, rectangles, circles, triangles, squares, and others) designed to operate in the UHF range would assume relatively large dimensions [20–24], limiting their practical application for PD detection in power transformers.

According to References [25,26], the operating frequency of microstrip antennas is directly related to the perimeter of the radiating element. The greater the perimeter, the lower the operating frequency. Therefore, techniques applied in antenna miniaturization mainly seek geometries that maximize the patch perimeter. These optimized geometries can be addressed in the shapes of living beings found in nature, developed in order to provide greater efficiency regarding the ability to survive. Hence, aiming to achieve a better radiating efficiency, bio-inspired antennas use the structure of plants or animals as a basis for their design. Moreover, bio-inspired designs generally present a higher perimeter/area ratio, allowing an antenna size reduction. Furthermore, bio-inspired geometries provide a higher density of current concentrations on the transmission line, resulting in a higher gain than classical microstrip antenna shapes, essential for the detection of low intensity PD pulse signals [27].

Studies involving bio-inspired antennas have been receiving great attention in several fields, such as ultrawideband operation [25], band-stop purposes [28], coplanar waveguide antennas [29], 2G, 3G, and 4G operation [27], and wireless systems [26]. Some studies applied other miniaturizing techniques in the development of UHF sensors for PD detection, such as fractal shapes as well as [30–33] other alternative shapes [34–36]. However, narrow bandwidth sensors were produced, failing in the full coverage of the PD activity frequency range. In contrast, with the simultaneous application of a bio-inspired geometry design and the truncated ground plane bandwidth enhancement technique, it is possible to develop a UHF sensor that presents a compact size (necessary for the application) and with enough bandwidth for the PD detection in power transformers.

In order to contribute to the state-of-the-art techniques in transformer monitoring, this paper presents the design and development of a bio-inspired UHF sensor for PD monitoring of power transformers. The sensor is developed for adaptation in dielectric windows, and for this purpose, an aluminum enclosure was developed in order to protect the antenna against corrosion and to provide mechanical support, external noise immunity, and a lifetime compatibility with power transformers.

This paper is organized as follows: Section 2 presents an overview of PD UHF transformer monitoring. In Section 3, the detailed design of the UHF sensor proposed in this research is described. In Section 4, the experimental tests carried out for validation of the designed UHF sensor are presented, while the discussions and conclusion are presented in Sections 5 and 6, respectively.

2. UHF Monitoring of Power Transformers

The UHF monitoring principle is based on the electromagnetic waves radiated by the PD pulse, which has a rise time of less than a nanosecond [37]. The electromagnetic waves emitted by the PD pulse are propagated in all directions with frequencies that vary depending on the phenomenon, type of defect, and propagation material. In power transformers, the radiation typically assumes

a frequency range from 0 to 1500 MHz [17,38]. To exemplify the phenomenon, Figure 1 presents a simulation of a UHF propagation in a power transformer in four different moments. As can be seen, the electromagnetic waves are radiated from the PD source until they reach the equipment tank. In this way, UHF sensors can be installed on the tank of the the equipment to detect, identify, and locate PD sources.

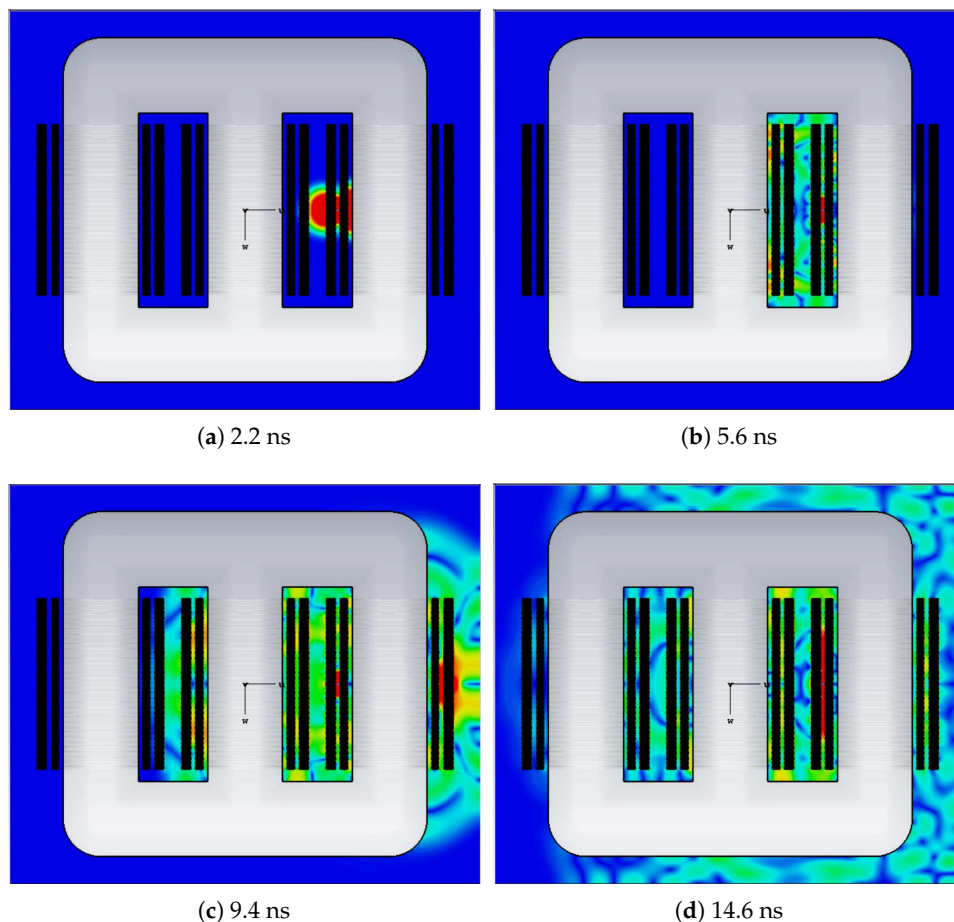


Figure 1. Radiation of electromagnetic waves in a power transformer.

The UHF PD monitoring in power transformers has three main advantages. The first one is the high immunity to external noise due to the shielding effect of the transformer tank. The second one is the immunity to detection of corona discharge signals, since these signals do not have appreciable energy at UHF frequencies [39]. The third advantage of the method is its high sensitivity due to the moderately attenuated propagation in the transformer oil [40], in a way that only one sensor is required for the continuous monitoring of the equipment [13] and four sensors for locating the PD sources [10].

For the UHF monitoring of PD in transformers, several types of sensors can be used, being normally classified as internal [41], external [13,14,19], and valve sensors [7,42]. Hereafter, we describe the installation of external sensors for use in dielectric windows, the object of study of this paper.

The external window sensors are installed in apertures in the equipment tank, against dielectric windows retrofitted or constructed for this purpose. Figure 2 presents a cross-section through an inspection hatch with a UHF sensor installed in a dielectric window. As can be observed, it is necessary to insert a dielectric material between the internal part of the transformer and the sensor to allow the electromagnetic waves to find a path to the external environment (where the sensor is located). According to Reference [19], the choice of the dielectric material is not especially critical from the perspective of electromagnetic properties. Mechanical, chemical, and lifetime properties must be

dominant choice factors. With a suitable mechanic design, the window is not exposed to the external environment and must keep the oil pressure in a normal operational range, being always covered by the sensor or by a protection plate. For the dielectric materials, either polytetrafluoroethylene (PTFE)—which is chemically inert and impermeable to moisture—or several types of epoxy resins can be used [19].

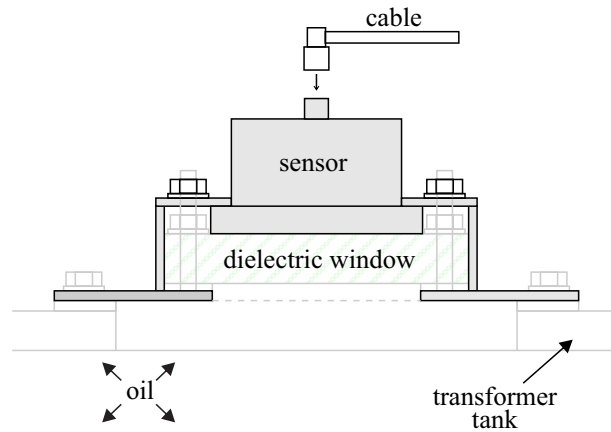


Figure 2. UHF sensor and window assembly on a transformer hatch cover [19].

3. UHF Sensor Design

The UHF sensor designed in this research is composed of three main parts: (1) one microstrip antenna with bio-inspired technology, to capture the UHF signal radiated from PD sources; (2) an epoxy coating, which provides the sensor with protection against corrosion, mechanical support, and high temperature tolerance; and (3) an electromagnetic shield, in order to guarantee immunity to external noise. Next, we present the procedures performed to obtain the final version of the developed sensor.

3.1. Bio-Inspired Microstrip Antenna

The first step in the development of the sensor is the design and manufacture of the bio-inspired microstrip antenna. For that, the initial design parameters were a central resonance frequency of 900 MHz and a bandwidth of 1200 MHz. A FR4 dielectric substrate ($\epsilon_r = 4.4$) was used with a thickness of 1.6 mm. The shape of the patch antenna was based on the leaf of the *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill plant and the ground plane was truncated along the length of the transmission line to increase the antenna bandwidth [43]. Among the several plant shapes analyzed, the *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill provided a good perimeter/area ratio, since the antenna patch fills a great area within the compact dimensions required for the installation in the dielectric window, and conferred enough bandwidth and gain results for PD detection applications in power transformers as is presented in the coming sections.

In the design of the patch antenna, the perimeter (p) of the bio-inspired geometric shape was calculated in agreement with the lowest resonance frequency (f_L) of PD occurrence (300 MHz) according to Equations (1) and (2) [25]:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2}, \text{ for } W/h > 1, \quad (1)$$

$$f_L(\text{GHz}) = 300 / (p \sqrt{\epsilon_{ref}}), \quad (2)$$

where h represents the dielectric substrate thickness and W the microstrip width.

In order to obtain an optimized structure in terms of gain, size, and coefficient of reflection, geometric parameter sweeps, such as, width and length of the leaves, as well the distance and opening angle between them were calculated. The final detailed dimensions of the described bio-inspired antenna and the leaf of the *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill plant are summarized in Figure 3.

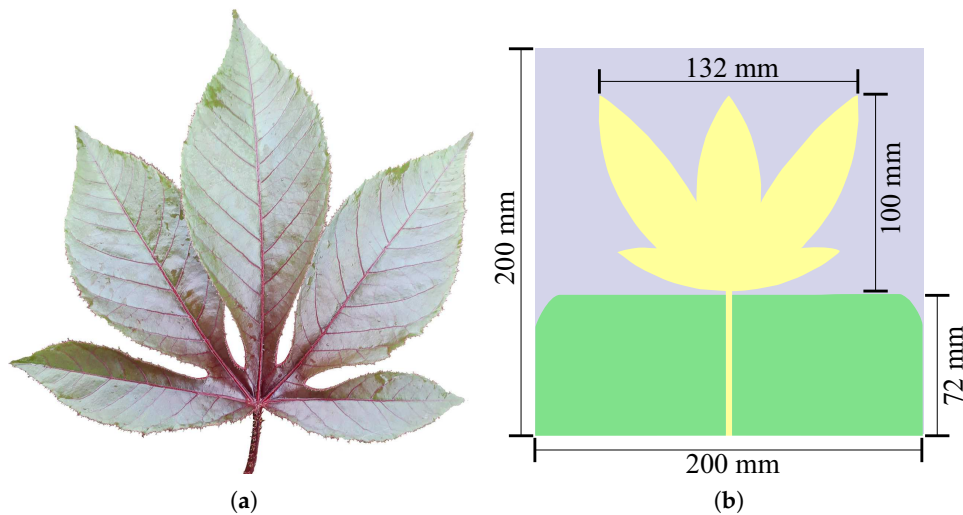


Figure 3. (a) Graphical representation of the *Jatropha mollissima* (Pohl) Baill leaf and (b) the designed bio-inspired antenna.

To obtain the main parameters of the antenna, simulations were performed in the high frequency structure simulator (HFSS) from ANSYS. The first simulation result analyzed was the antenna reflection coefficient, as shown in Figure 4.

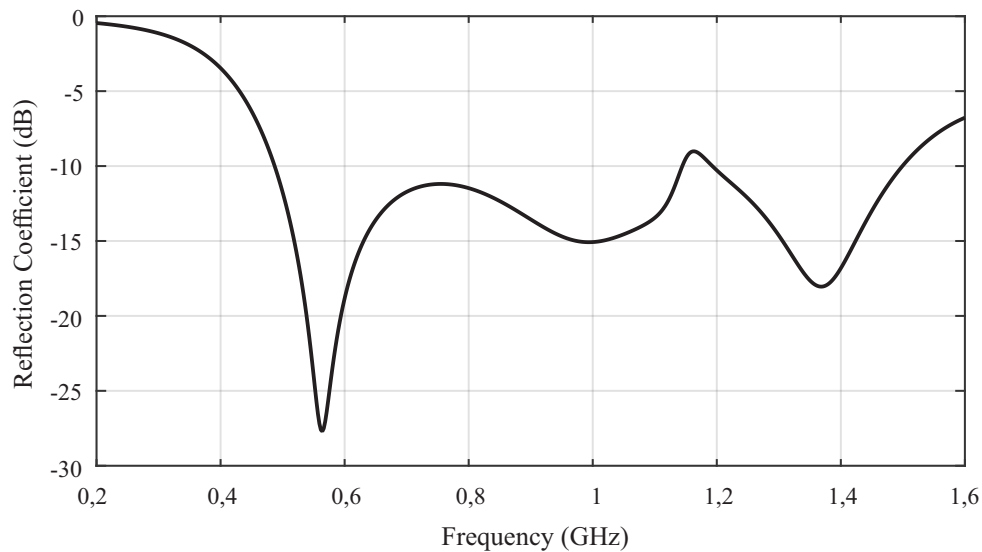


Figure 4. Simulated reflection coefficient for the bio-inspired antenna.

As can be seen in Figure 4, the bio-inspired antenna presented an operating band from 487 to 1145 MHz and 1194 to 1497 MHz, with a reflection coefficient less than -10 dB. Therefore, the bio-inspired antenna was able to provide a satisfactory bandwidth over most of the range of interest for PD detection (300 to 1500 MHz).

In addition to the reflection coefficient, the antenna radiation pattern and gain for the lower (487 MHz), central (992 MHz), and upper (1497 MHz) frequencies were obtained, as shown in Figures 5 and 6. From the radiation patterns, it is possible to verify that most of the energy is radiated in the direction of interest for PD detection, corresponding to 0° in the radiation pattern. The mean gain obtained in the direction of maximum radiation was 2.69 dBi.

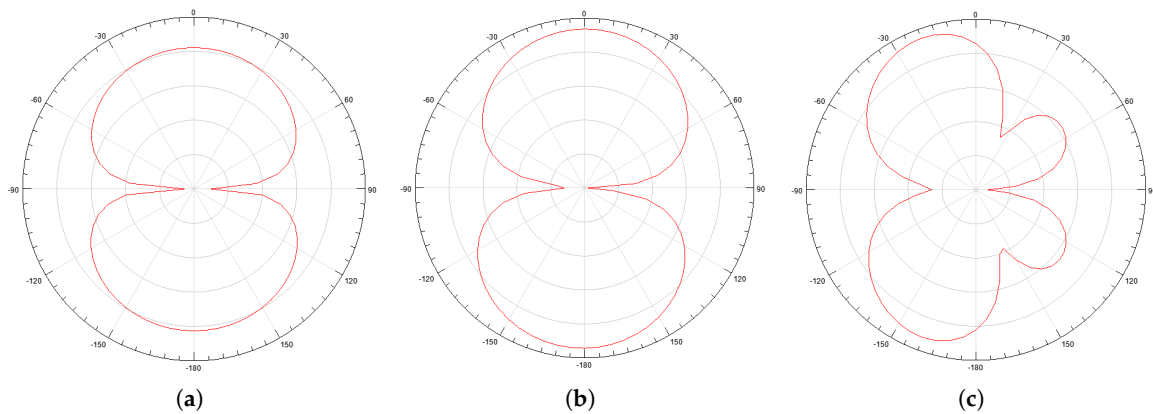


Figure 5. Antenna radiation pattern for: (a) 487 MHz; (b) 992 MHz; (c) 1497 MHz.

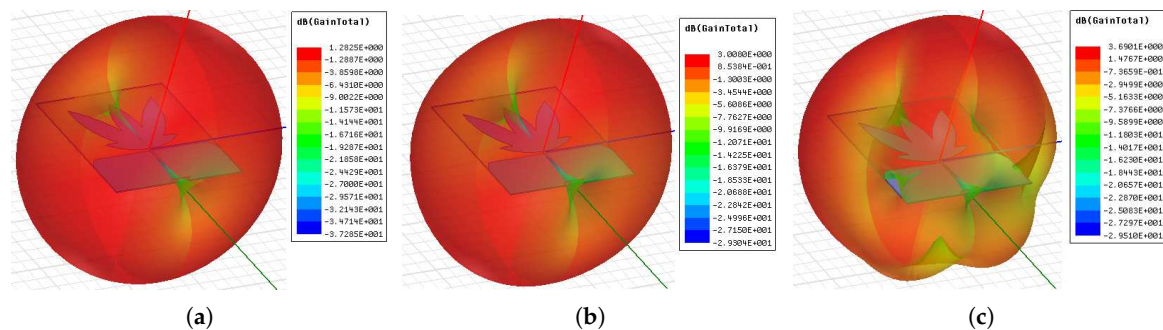


Figure 6. 3D directive gain pattern for: (a) 487 MHz; (b) 992 MHz; (c) 1497 MHz.

3.2. Electromagnetic Shield

Evaluations of the electromagnetic shielding effect on the antenna reflection coefficient were performed in laboratory. For that, the antenna was manufactured in a LPKF ProtoMat S103 circuit board plotter. Then, a metal plate was moved towards the antenna ground plane at fixed distances of 2, 4, 8, and 10 cm and the reflection coefficient was measured for each distance. A photograph of the experimental setup is shown in Figure 7, which used a vector network analyzer (VNA) E5071C (9 MHz–8.5 GHz) from Keysight Technologies for measurement. The antenna reflection coefficient for each measurement is shown in Figure 8.

From the results, it is observed that the closer the metal structure is to the antenna, the more degenerate the measured reflection coefficient. The best results were obtained with the metal plate at a distance of 8 and 10 cm. In the first scenario, it is possible to verify a reflection coefficient below -5 dB in the frequency range of interest. In the second scenario, the effect of the metal plate was negligible, so that the reflection coefficient presented values below -10 dB in the range of 600 MHz to 1.5 GHz.



Figure 7. Experimental setup for the electromagnetic shielding test.

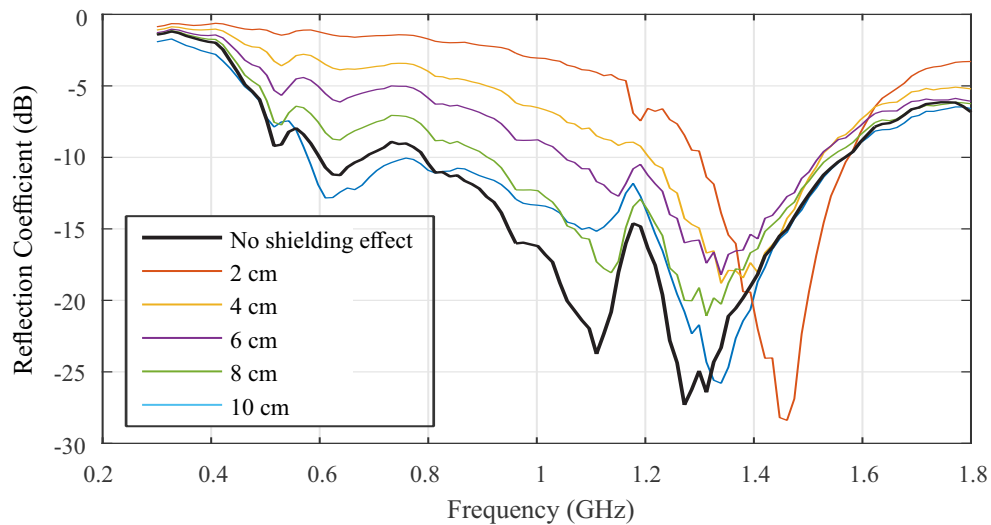


Figure 8. Electromagnetic shielding effect over the bio-inspired reflection coefficient.

3.3. Proposed UHF Sensor

After the measurements, the microstrip antenna was encapsulated in epoxy resins with a thickness of 20 mm to provide protection against corrosion, mechanical support, and a lifetime compatibility with power transformers. Besides that, an aluminum enclosure was produced with an air-gap of 10 cm between the back of the structure and the antenna ground plane. This distance is necessary to avoid interference, as demonstrated in Section 3.2. Figure 9 shows a photograph of the manufactured UHF sensor, where (a) the radiating element of the bio-inspired antenna; (b) the ground plane on the other side; (c) the aluminum sensor enclosure; and (d) the complete assembly of the UHF sensor are shown.

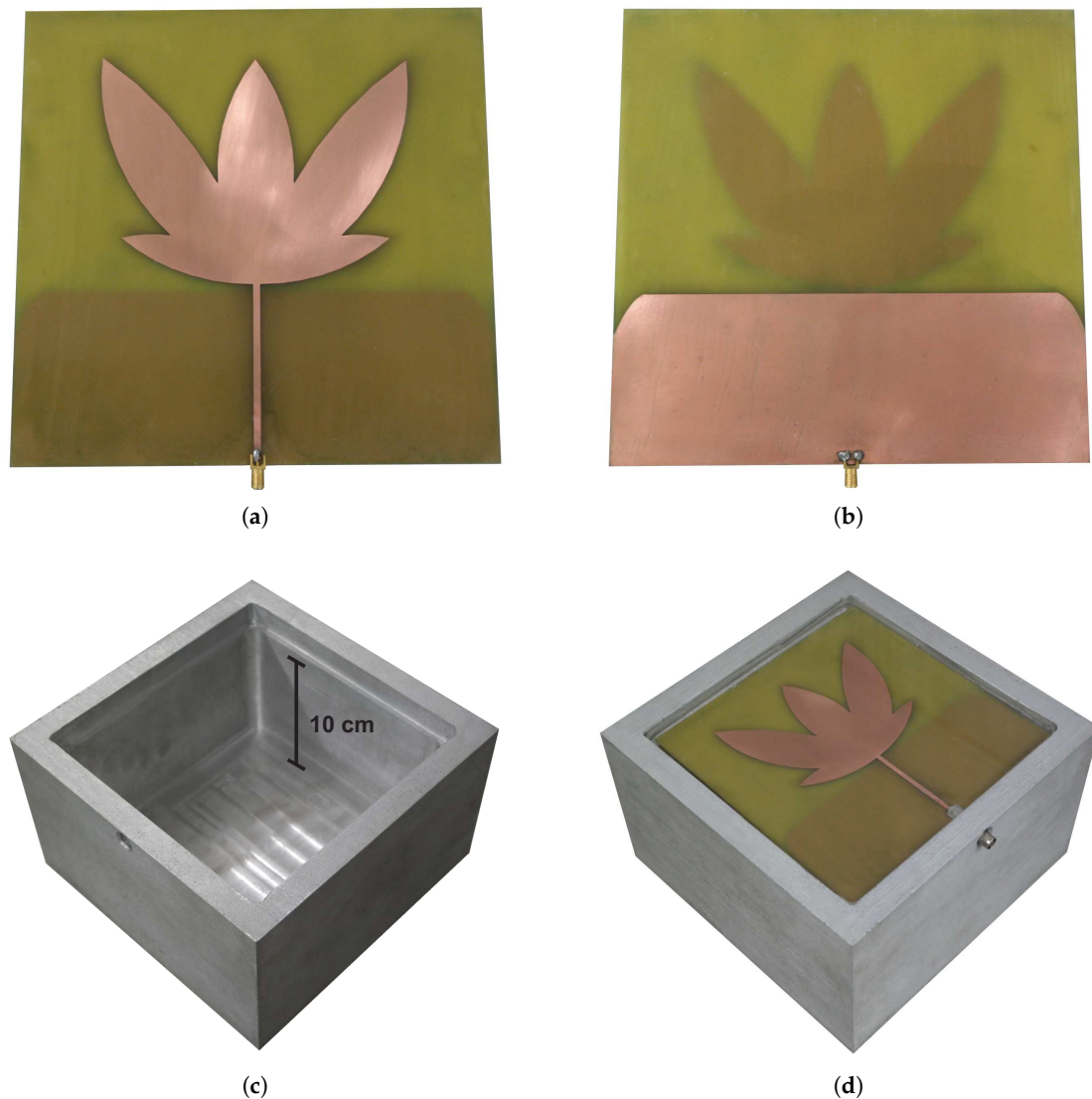


Figure 9. Components and assembly of the UHF sensor. (a) Radiating element of the bio-inspired antenna. (b) Ground plane on the other side of the antenna. (c) Aluminum sensor enclosure. (d) Complete assembly of the UHF sensor.

4. Experimental Testing

For the sensor functionality verification, two sets of measurements were performed. The first one concerns the obtaining of the sensor electrical parameters. The second one was the PD measurement test.

4.1. Electrical Parameters

To obtain the main electrical parameters of the sensor, measurements were performed in an anechoic chamber using a VNA E5071C (9 MHz–8.5 GHz) from Keysight Technologies. Initially, the sensor reflection coefficient was obtained, the result is shown in Figure 10.

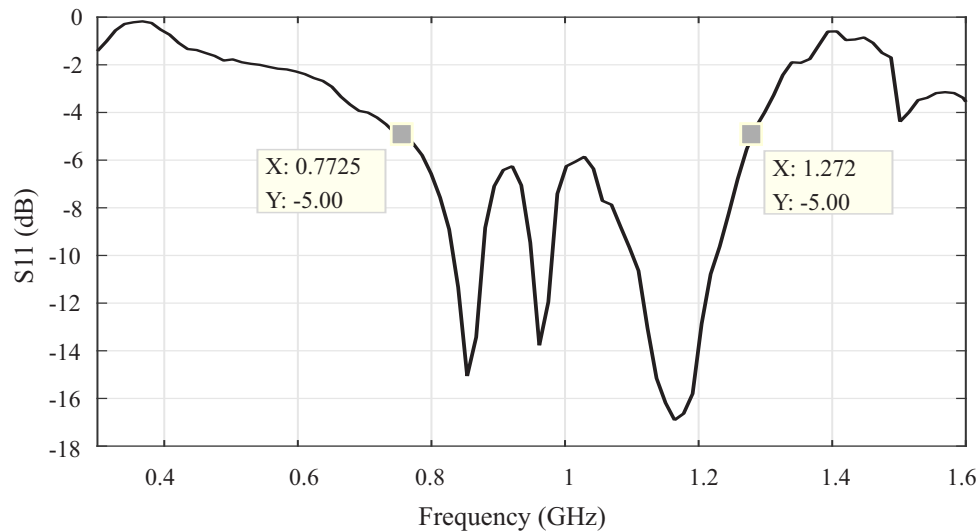


Figure 10. Reflection coefficient of the UHF sensor.

As can be seen in Figure 10, the UHF sensor presented a higher reflection coefficient than the bio-inspired antenna. This result was expected because the UHF sensor aluminum enclosure creates a coupling effect that interferes with the microstrip patch. However, despite the degeneration of the reflection coefficient, the sensor bandwidth can be based on the -5 dB limit of the measured S_{11} , which represents a transmission of approximately 70% of the power signal. After these considerations, the sensor operation is observed in the frequency range of 772 to 1272 MHz.

The sensor gain was also measured. For that, an Aaronia Hyperlog 30100X was used as the reference antenna, which operates in the frequency range of 400 MHz to 10 GHz with a mean gain of 4.5 dBi. The reference antenna and the UHF sensor were positioned in front of each other at a distance (R) of 1.75 m, defined according to the far-field (Fraunhofer) region of the UHF sensor, as illustrated in Figure 11.

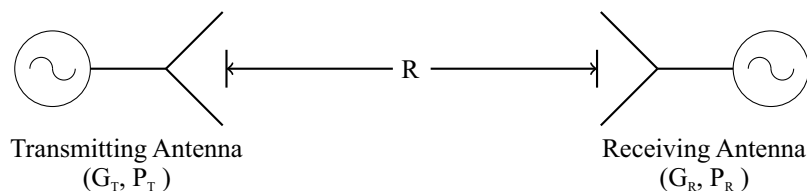


Figure 11. Schematic of the experimental arrangement applied on the gain measurement test.

From the measured values of transmitted and received powers, the gain of the UHF sensor was calculated according to the Friis Transmission Equation [44]:

$$[G_R]_{dB} = [P_R]_{dB} - [P_T]_{dB} - [G_T]_{dB} - [1 - |\Gamma_R|^2]_{dB} - [1 - |\Gamma_T|^2]_{dB} + 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (3)$$

where G_R and G_T are the gains of the reference and the test antenna, respectively, and P_R and P_T are the measured powers of the reference and the test antenna, respectively. The terms Γ_R and Γ_T are the return losses of the reference and the test antenna, respectively. The term $(\lambda/4\pi R)^2$ is denominated the free-space loss factor, and it takes into account the losses as a result of the spherical spreading of the energy by the antenna. A photograph of the gain measurement setup is shown in Figure 12.

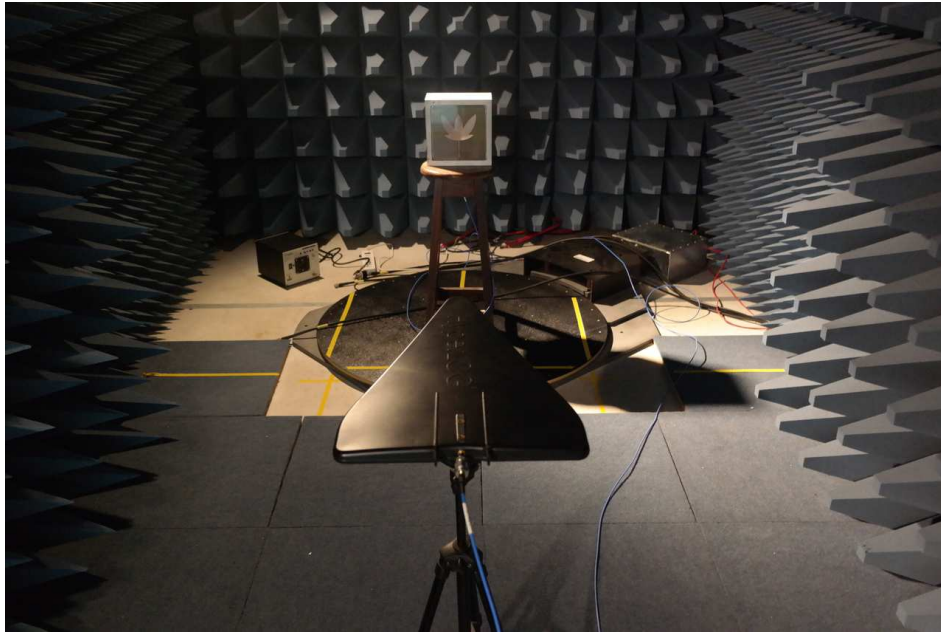


Figure 12. Gain measurement setup.

The first result obtained is the gain of the UHF sensor as a function of the frequency, as shown in Figure 13. It can be observed that the UHF sensor has a positive gain in most parts of the frequency band and a mean gain of 3.89 dB. Previous measurements with UHF antennas demonstrate that a mean gain higher than 2 dB is already sufficient for the detection of PD signals [45].

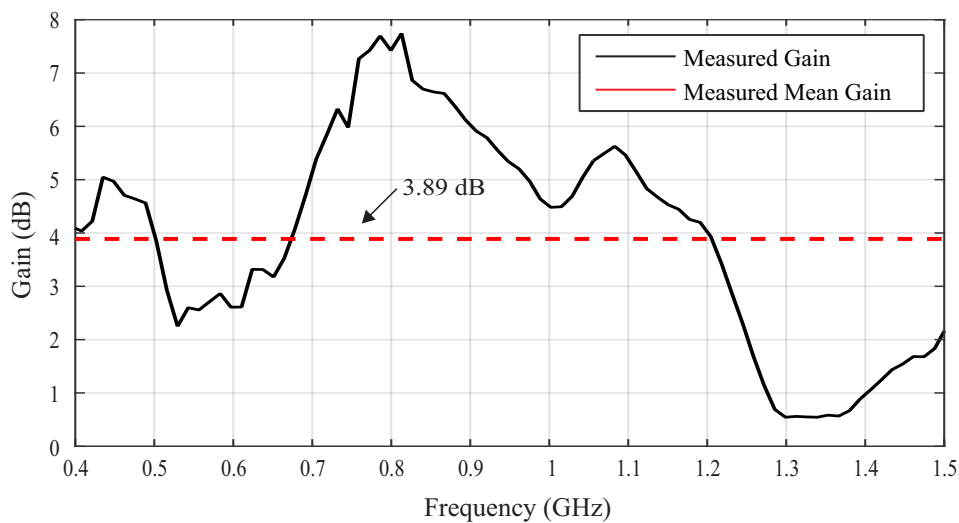


Figure 13. Measured UHF sensor gain.

4.2. PD Measurement

The third test performed was the PD measurement using the experimental setup shown in Figure 14. The setup is composed of the UHF sensor; a coupling capacitor of 1000 pF; an inductor of 15 mH; a measuring impedance LDM-5 and a digital PD measuring system LDS-6, both developed by Double Lemke; and an oil-filled acrylic chamber with electrodes for PD generation. The measurements were carried out using a Keysight oscilloscope DSO90604A with bandwidth of 6 GHz, sampling rate of 20 GSa/s, rise time of 70 ps and four analog channels. To minimize attenuation of the UHF signal in the coaxial cable, high efficiency coaxial cables, model SPUMA 400-FR-01, with attenuation of 0.13 dB/m, were used. The procedure adopted for the PD measurement levels was defined according to the IEC 60270 standard [1].

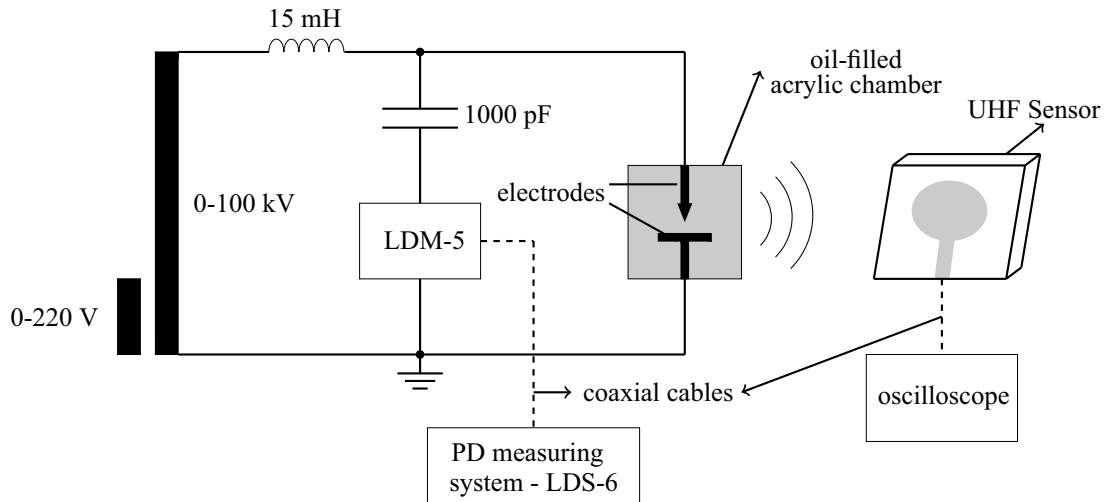


Figure 14. Measurement setup used for PD detection.

In order to produce the PD signals, a set of needle-plane electrodes and a polyamide disk (PA) were used. The PA disk was inserted between the electrodes and immersed in oil, in order to produce PD of low intensities. The Figures 15 and 16 show photographs of the measurement setup and the electrodes used for the PD production, respectively.

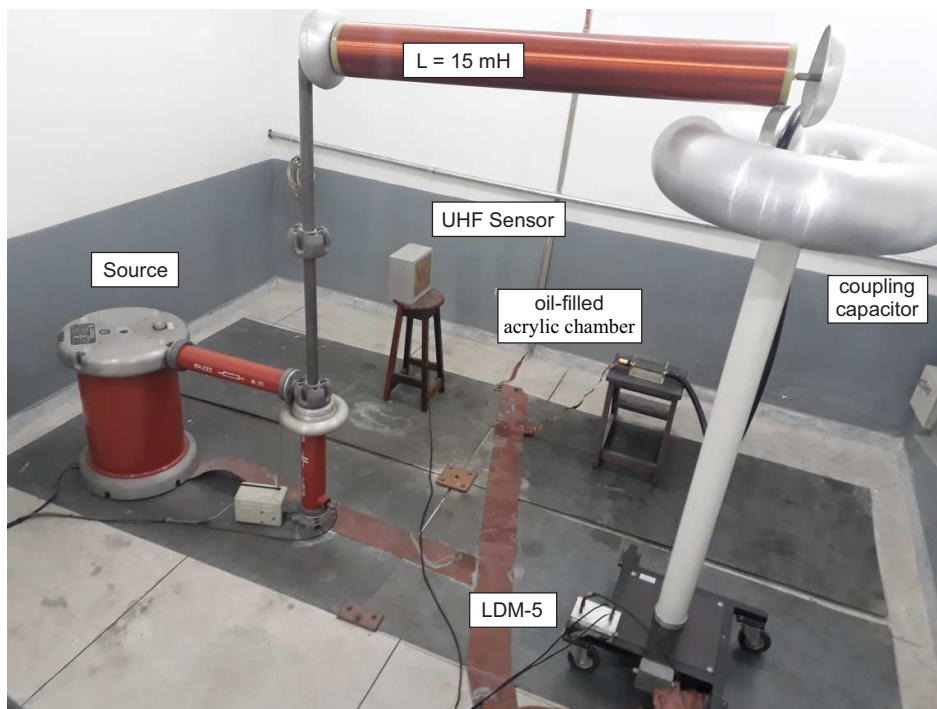


Figure 15. Photograph of the PD measurement setup.



Figure 16. Photograph of the electrodes used for the PD production.

With the measurement setup used, it was possible to obtain PD levels within a wide range, depending on the applied voltage level. Figure 17 shows, in the form of a correlation plot, the measured apparent charge of the PD pulses and the voltage obtained on the UHF sensor. After several tests, it was verified that the UHF sensor was able to identify PD signals of 35 pC at a distance of 1 m from the PD source. Higher levels of up to thousands of picocoulombs were also obtained.

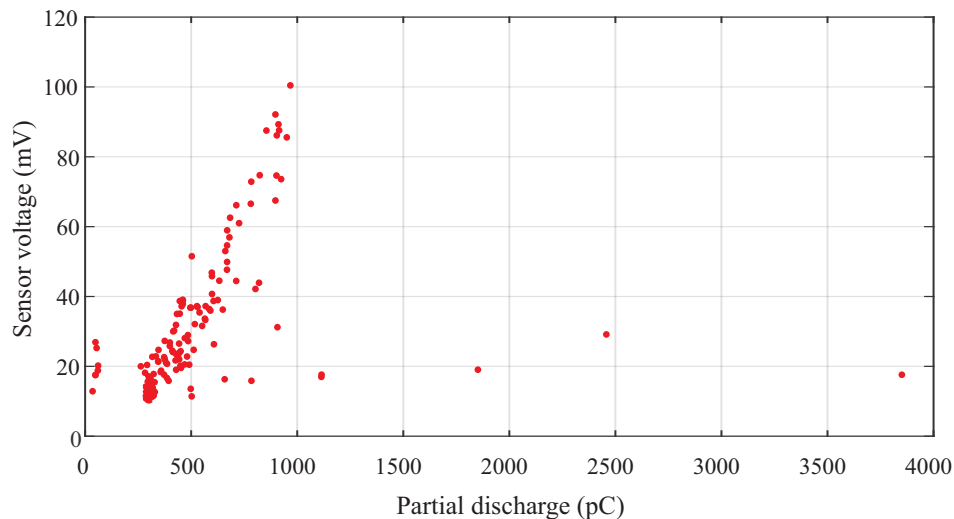


Figure 17. Correlation between the PD signal detected by the UHF sensor and the IEC 60270 standard method for the distance of 1 m between the UHF sensor and the PD source.

To illustrate a signal obtained by the UHF sensor, in Figure 18, a signal measured on the sensor and the same signal measured directly on the measuring impedance device are shown. As can be seen, the UHF signal is clearly distinguishable from the white noise present in the measurement and it has a typical PD shape, with a pulse shorter than the electrical signal obtained in the measuring impedance. Furthermore, it is observed that the UHF signal presented a time shift due to the signal propagation velocity to the UHF sensor, which was higher than the one noticed in the IEC 60270 standard setup.

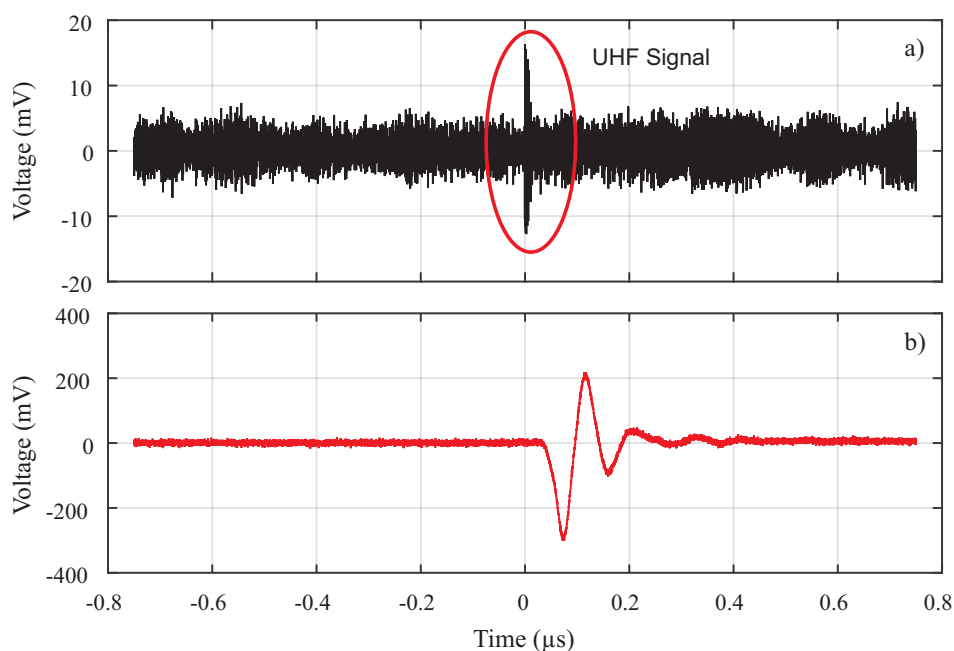


Figure 18. Comparison between the PD signal detected by (a) the UHF sensor and (b) the IEC 60270 standard method.

5. Discussion

From the obtained results, some considerations can be made about the research developed in this paper.

First, the bio-inspired antenna was originally designed to obtain the reflection coefficient below -10 dB. However, as a result of the electromagnetic shielding effect caused by the aluminum enclosure, there was a reduction in the coefficient to approximately -5 dB. As discussed previously, this reduction in the signal transmission capacity is a known effect, since the sensor aluminum enclosure creates a coupling effect that interferes with the microstrip patch. However, a limit of -5 dB in the reflection coefficient for the definition of the antenna bandwidth is sufficient for the most applications, since it allows transmission of approximately 70% of the power signal. In other studies, such as References [46] and [47], antennas with an even higher coefficient of reflection, in the order of -3.5 dB, were satisfactory for PD detection. Therefore, the sensor aluminum enclosure presented more advantages, especially the electromagnetic shielding, than disadvantages.

Second, the UHF sensor has demonstrated its effectiveness for PD detection in power transformers. The detected sensitivity for PD levels higher than 35 pC is satisfactory, since commissioning tests allow PD levels of up to 200 pC during a 1 minute overpotential test at 1.6 times the normal operating voltage, according to the procedures established in the IEC 60076 standard [48]. In addition, according to Reference [49], depending on the voltage and size of the transformer, levels up to 500 pC are acceptable for normal operating voltage. Therefore, the UHF sensor developed in this research has shown satisfactory sensitivity for the expected application.

Finally, it can be affirmed that the methodology for the development of a UHF sensor for power transformers with a bio-inspired microstrip antenna is very promising, since the developed UHF sensor was demonstratively effective. One of the advantages of this type of sensor is its easy manufacturing and low cost, with the possibility of using other bio-inspired shapes to optimize one or more parameters of the sensor. Moreover, these advantages are associated with protection against corrosion guaranteed by the epoxy coating and the mechanical strength produced by the aluminum enclosure of the sensor. In this way, the use of the sensor against dielectric windows is guaranteed for the lifetime of the transformer.

6. Conclusions

In this work, a step-by-step procedure was presented for the design of a UHF sensor for use in dielectric windows of power transformers. Three main contributions were presented. Firstly, we have the development of a UHF sensor with four main parts: (1) one microstrip antenna with bio-inspired technology, to capture the UHF signal radiated from PD sources; (2) an epoxy coating, which provides protection against corrosion, mechanical support, and high temperature tolerance; and (3) an electromagnetic shield, in order to guarantee immunity from external noise. The developed sensor has an average gain of 3.89 dB and it demonstrated its effectiveness for the detection of PD signals with apparent charge values higher than 35 pC. In addition, it is designed to have a lifetime compatible with that of power transformers.

The second main contribution was the detailed analysis of the effect of electromagnetic shielding on the parameters of microstrip antennas. After analysis, it was found that a distance of at least 10 cm was required between the evaluated antenna ground plane and any metal structure to minimize bandwidth losses.

The third main contribution was the methodology, which was demonstrated as being very effective. With this, other UHF sensors for use in electrical equipment can be developed using the same methodology, with the possibility of using other bio-inspired shapes to optimize one or more of the sensor's parameters.

Author Contributions: L.A.M.M.N. developed the idea of the UHF sensor and wrote the article. G.V.R.X. designed the bioinspired antenna. M.V.D.A. carried out the simulations to validate the results. The measuring setup and the experiments were performed by L.A.M.M.N., G.V.R.X., M.V.D.A., C.C.R.A. and A.J.R.S.; E.G.C. provided valuable suggestions and guidance for the research. All authors acknowledge and accept the responsibility of the research conducted and presented in this article.

Funding: This research received no external funding.

Acknowledgments: The authors want to acknowledge the Postgraduate Program in Electrical Engineering (PPgEE) of the Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), the Coordination for the Improvement of Higher Level Education Personnel (CAPES), and the National Council for Technological and Scientific Development (CNPq).

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. International Electrotechnical Commission (IEC). *IEC 60270, High-Voltage Test Techniques: Partial Discharge Measurements*; IEC: Geneva, Switzerland, 2000.
2. Lundgaard, L. Partial discharge. XIV. Acoustic partial discharge detection-practical application. *IEEE Electr. Insul. Mag.* **1992**, *8*, 34–43. [[CrossRef](#)]
3. Markalous, S.M.; Tenbohlen, S.; Feser, K. Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2008**, *15*, 1576–1583. [[CrossRef](#)]
4. Deng, J.; Xiao, H.; Huo, W.; Luo, M.; May, R.; Wang, A.; Liu, Y. Optical fiber sensor-based detection of partial discharges in power transformers. *Opt. Laser Technol.* **2001**, *33*, 305–311. [[CrossRef](#)]
5. Schwarz, R.; Muhr, M. Modern technologies in optical partial discharge detection. In Proceedings of the Annual Report-Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, Vancouver, BC, Canada, 14–17 October 2007; pp. 163–166.
6. Sun, C.; Ohodnicki, P.R.; Stewart, E.M. Chemical sensing strategies for real-time monitoring of transformer oil: A review. *IEEE Sens. J.* **2017**, *17*, 5786–5806. [[CrossRef](#)]
7. Siegel, M.; Beltle, M.; Tenbohlen, S.; Coenen, S. Application of UHF sensors for PD measurement at power transformers. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2017**, *24*, 331–339. [[CrossRef](#)]
8. Ishak, A.; Ishak, M.; Jusoh, M.; Dardin, S.S.; Judd, M. Design and optimization of UHF partial discharge sensors using FDTD modeling. *IEEE Sens. J.* **2017**, *17*, 127–133. [[CrossRef](#)]
9. Akbari, A.; Werle, P.; Akbari, M.; Mirzaei, H.R. Challenges in calibration of the measurement of partial discharges at ultrahigh frequencies in power transformers. *IEEE Electr. Insul. Mag.* **2016**, *32*, 27–34. [[CrossRef](#)]
10. Mirzaei, H.; Akbari, A.; Gockenbach, E.; Miralikhani, K. Advancing new techniques for UHF PD detection and localization in the power transformers in the factory tests. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2015**, *22*, 448–455. [[CrossRef](#)]
11. Coenen, S.; Tenbohlen, S. Location of PD sources in power transformers by UHF and acoustic measurements. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2012**, *19*, 1934–1940. [[CrossRef](#)]
12. Tenbohlen, S.; Denissov, D.; Hoek, S.; Markalous, S. Partial discharge measurement in the ultra high frequency (UHF) range. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2008**, *15*, 1544–1552. [[CrossRef](#)]
13. Judd, M.; Li, Y.; Hunter, I. Partial discharge monitoring of power transformers using UHF sensors. Part I: Sensors and signal interpretation. *IEEE Electr. Insul. Mag.* **2005**, *21*, 5–14. [[CrossRef](#)]
14. Judd, M.; Li, Y.; Hunter, I. Partial discharge monitoring for power transformer using UHF sensors. Part 2: Field experience. *IEEE Electr. Insul. Mag.* **2005**, *21*, 5–13.
15. Hampton, B.F.; Meats, R.J. Diagnostic measurements at UHF in gas insulated substations. In *IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)*; IEC: Geneva, Switzerland, 1988; Volume 135, pp. 137–144.
16. Task Force 15/33.03.05. Partial Discharge Detection System for GIS: Sensitivity Verification for UHF Method and the Acoustic Method. *ELECTRA* **1999**, *183*, 75–87.
17. Rutgers, W.; Fu, Y. UHF PD-detection in a power transformer. In Proceedings of the 10th International Symposium on High Voltage Engineering, Montreal, QC, Canada, 25–29 August (1997); pp. 219–222.
18. Working Group A2.27. Recommendations for condition monitoring and condition assessment facilities for transformers. *Electra* **2008**, *237*, 48–57.

19. Judd, M. Locating Partial Discharges in Power Transformers. In Proceedings of the 10th Euro TechCon, Warwick, UK, 7–9 November 2011.
20. Zhang, Y.; Lazaridis, P.; Abd-Alhameed, R.; Glover, I. A compact wideband printed antenna for free-space radiometric detection of partial discharge. *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.* **2017**, *25*, 1291–1299. [[CrossRef](#)]
21. Li, T.; Rong, M.; Zheng, C.; Wang, X. Development simulation and experiment study on UHF partial discharge sensor in GIS. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2012**, *19*, 1421–1430. [[CrossRef](#)]
22. Yang, F.; Peng, C.; Yang, Q.; Luo, H.; Ullah, I.; Yang, Y. An UWB Printed Antenna for Partial Discharge UHF Detection in High Voltage Switchgears. *Prog. Electromagn. Res.* **2016**, *69*, 105–114. [[CrossRef](#)]
23. Zachariades, C.; Shuttleworth, R.; Giussani, R.; Loh, T.H. A Wideband Spiral UHF Coupler with Tuning Nodules for Partial Discharge Detection. *IEEE Trans. Power Deliv.* **2018**. [[CrossRef](#)]
24. Zhang, Y.; Glover, I. Design of an ultrawideband VHF/UHF antenna for partial discharge detection. In Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Guilin, China, 5–8 August 2014; pp. 487–490.
25. Ahmed, O.M.H.; Sebak, A.R. A Novel Maple-Leaf Shaped UWB Antenna with a 5. 0–6. 0 GHz Band-Notch Characteristic. *Prog. Electromagn. Res.* **2009**, *11*, 39–49. [[CrossRef](#)]
26. Serres, A.J.R.; de Freitas Serres, G.K.; da Silva Júnior, P.F.; Freire, R.C.S.; do Nascimento Cruz, J.; de Albuquerque, T.C.; Oliveira, M.A.; da Fonseca Silva, P.H. Bio-Inspired Microstrip Antenna. In *Trends in Research on Microstrip Antennas*; InTech: London, UK, 2017.
27. Silva, P., Jr.; Freire, R.; Serres, A.; Silva, P.; Silva, J. Wearable textile bioinspired antenna for 2G, 3G, and 4G systems. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2016**, *58*, 2818–2823. [[CrossRef](#)]
28. Ahmed, O.M.H.; Sebak, A.R. Numerical and Experimental Investigation of a Novel Ultrawideband Butterfly Shaped Printed Monopole Antenna with Bandstop Function. *Prog. Electromagn. Res.* **2011**, *18*, 111–121. [[CrossRef](#)]
29. Ebnabbasi, K. A Bio-Inspired Printed-Antenna Transmission-Range Detection System [Education Column]. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2013**, *55*, 193–200. [[CrossRef](#)]
30. Li, J.; Wang, P.; Jiang, T.; Bao, L.; He, Z. UHF stacked Hilbert antenna array for partial discharge detection. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2013**, *61*, 5798–5801. [[CrossRef](#)]
31. Li, J.; Jiang, T.; Wang, C.; Cheng, C. Optimization of UHF Hilbert antenna for partial discharge detection of transformers. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2012**, *60*, 2536–2540.
32. Yao, C.; Chen, P.; Huang, C.; Chen, Y.; Qiao, P. Study on the application of an ultra-high-frequency fractal antenna to partial discharge detection in switchgears. *Sensors* **2013**, *13*, 17362–17378. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
33. Wang, Y.; Wang, Z.; Li, J. UHF Moore fractal antennas for online GIS PD detection. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2017**, *16*, 852–855. [[CrossRef](#)]
34. Liu, B.; An, J.D.; Zhang, W.D.; Xu, Y.L. A Design of Multi-Band UHF Sensor for Partial Discharge Detection. *Applied Mechanics and Materials*; Trans Tech Publishers: Zurich, Switzerland, 2013; Volume 394, pp. 435–440.
35. Liu, J.; Zhang, G.; Dong, J.; Wang, J. Study on miniaturized UHF antennas for partial discharge detection in high-voltage electrical equipment. *Sensors* **2015**, *15*, 29434–29451. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
36. Zhang, X.; Cheng, Z.; Gui, Y. Design of a new built-in UHF multi-frequency antenna sensor for partial discharge detection in high-voltage switchgears. *Sensors* **2016**, *16*, 1170. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
37. Haddad, A.; Warne, D.F. *Advances in High Voltage Engineering*; IEC: Geneve, Switzerland, 2004; Volume 40.
38. Judd, M.; Pryor, B.; Kelly, S.; Hampton, B. Transformer monitoring using the UHF technique. In Proceedings of the Eleventh International Symposium on High Voltage Engineering, London, UK, 23–27 August 1999; Volume 5, pp. 362–365.
39. De Kock, N.; Coric, B.; Pietsch, R. UHF PD detection in gas-insulated switchgear-suitability and sensitivity of the UHF method in comparison with the IEC 270 method. *IEEE Electr. Insul. Mag.* **1996**, *12*, 20–26. [[CrossRef](#)]
40. Coenen, S.; Tenbohlen, S.; Markalous, S.; Strehl, T. Sensitivity of UHF PD measurements in power transformers. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2008**, *15*, 1553–1558. [[CrossRef](#)]
41. Liu, M.; Li, Z. An Online UHF PD Monitoring System for Power Transformer and Its Applications. In Proceedings of the 2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, Chengdu, China, 28–31 March 2010; pp. 1–4.
42. Lopez-Roldan, J.; Tang, T.; Gaskin, M. Optimisation of a sensor for onsite detection of partial discharges in power transformers by the UHF method. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2008**, *15*, 1634–1639. [[CrossRef](#)]

43. Haraz, O.; Sebak, A.R. UWB antennas for wireless applications. In *Advancement in Microstrip Antennas with Recent Applications*; InTech: London, UK, 2013.
44. Ballanis, C.A. *Antenna Theory Analysis and Design*; John Willey and Son's Inc.: Hoboken, NJ, USA, 2005.
45. Luo, H.; Cheng, P.; Liu, H.; Kang, K.; Yang, F.; Liu, K. Research on the UHF microstrip antenna for partial discharge detection in high voltage switchgear. In Proceedings of the 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hefei, China, 5–7 June 2016; pp. 2273–2276.
46. Li, J.; Jiang, T.; Cheng, C.; Wang, C. Hilbert fractal antenna for UHF detection of partial discharges in transformers. *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* **2013**, *20*, 2017–2025. [[CrossRef](#)]
47. Sarkar, B.; Mishra, D.; Koley, C.; Roy, N. Microstrip patch antenna based UHF sensor for detection of partial discharge in high voltage electrical equipments. In Proceedings of the Annual IEEE India Conference (INDICON), Pune, India, 11–13 December 2014; pp. 1–6.
48. International Electrotechnical Commission (IEC). *IEC 60076-1, Power Transformers—Part 1: General*; IEC: Geneva, Switzerland, 2011.
49. Wang, M.; Vandermaar, A.J.; Srivastava, K.D. Review of condition assessment of power transformers in service. *IEEE Electr. Insul. Mag.* **2002**, *18*, 12–25. [[CrossRef](#)]



© 2019 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

Apêndice B

Design and Application of a Circular Printed Monopole Antenna in Partial Discharge Detection

Xavier, G. V., da Costa, E. G., Serres, A. J., Nobrega, L. A., Oliveira, A. C., e Sousa, H. F.. **Design and Application of a Circular Printed Monopole Antenna in Partial Discharge Detection**. IEEE Sensors Journal, v. 19, 2019.

Design and Application of a Circular Printed Monopole Antenna in Partial Discharge Detection

George V. R. Xavier, Edson G. da Costa, *Member, IEEE*, Alexandre J. R. Serres, *Member, IEEE*, Luiz. A. M. M. Nobrega, Adriano C. Oliveira, and Herbet F. S. Sousa

Abstract—In this article, the design and application of a circular microstrip antenna for partial discharge detection is presented. For this purpose, the truncated ground plane technique was applied for bandwidth enhancement. In addition, aiming at an optimized structure, computational simulations with several combinations of the antenna dimensional parameters were performed. In order to verify whether the developed antenna met the prerequisites (bandwidth and gain) for practical application in partial discharge detection, the optimized antenna was subjected to tests in an anechoic chamber. Lastly, the antenna sensitivity was compared with the IEC 60270 standard method. For this purpose, simultaneous tests were carried out in a partial discharge generator arrangement composed of an oil cell with point-to-plane and plane-to-plane electrode configurations. The developed antenna can detect apparent charge values higher than 30 pC and has an average gain greater than 2 dB along its bandwidth. The obtained results attested to the potential of the developed antenna for the development of UHF sensors for partial discharge detection in high-voltage equipment.

Index Terms—Circular microstrip antenna, high-voltage equipment monitoring, partial discharge, UHF method

I. INTRODUCTION

PARTIAL discharges (PDs) are low-magnitude electrical discharges that partially short-circuit insulation material subjected to intense electric fields [1]. The continuous action of the PDs on the insulation material results in its degradation, which may lead to a complete dielectric breakdown and consequently the failure of high-voltage equipment. Therefore, the continuous monitoring of PD activity in equipment can be used as a failure-prevention tool, indicating in advance the development of dielectric problems [2].

This work was supported by the Postgraduate Program in Electrical Engineering (PPgEE) of the Federal University of Campina Grande (UFCG), the Coordination for the Improvement of Higher Level Education Personnel (CAPES), and the National Council for Technological and Scientific Development (CNPq).

G. V. R. Xavier, L. A. M. M. Nobrega, A. C. Oliveira, and H. F. S. Sousa are with PPgEE, UFCG, Campina Grande, Brazil (e-mails: george.xavier@ee.ufcg.edu.br, luiz.nobrega@ee.ufcg.edu.br, adriano.oliveira@ee.ufcg.edu.br and herbet.sousa@ee.ufcg.edu.br).

E. G. da Costa and A. J. R. Serres are with the Electrical Engineering Department, UFCG, Campina Grande, Brazil (e-mails: edson@dee.ufcg.edu.br and alexandreserres@dee.ufcg.edu.br).

The most traditional method of PD detection was established by IEC 60270 [1]. This method consists in the measurement of current pulses emitted during the occurrence of PDs. For this purpose, coupling capacitors are connected in parallel with the monitored equipment. In addition, the use of coupling capacitors represents a practical limitation for the method, since an electrical connection between the capacitor and the equipment becomes necessary. However, the coupling capacitor can assume large physical dimensions for applications at high voltage levels, characterizing this method as highly invasive.

In order to overcome the practical difficulties faced in the application of online monitoring by means of the IEC 60270 standard method, researchers have studied several methodologies for continuous monitoring of the PD activity in high-voltage equipment [3–7]. One of these methods consists in the detection of electromagnetic waves emitted by the PD current pulses, which propagate through the insulation system of the high-voltage equipment. These electromagnetic waves have a frequency range of 300 MHz to 3 GHz in the UHF operation range [8].

One of the main advantages offered by the UHF method is the elimination of an electrical connection between the sensor and the monitored equipment. Besides, the high-frequency operation range isolates the detection system from most interference in substations, such as power electronics switching and corona discharges, since the signals generated by these discharges have components with significant energy in frequencies between 200 and 300 MHz [9]. In addition, low frequency signals (< 300 MHz) are caused mainly by the interference and/or reflection phenomena and, therefore, not primarily related to the original charge of PD pulse. Therefore, the UHF method is characterized as a non-invasive and interference-immune technique, making it attractive for the continuous monitoring of high-voltage equipment.

The first application of UHF sensors in PD detection is reported in [8], which presents the detection and location of PDs in a 420-kV Gas Insulated Substation (GIS), attesting to the efficiency of the UHF method. Over the years, other researches have proved the efficiency and reliability of the UHF method in GISs [10, 11], and its application has been extended to other high-voltage pieces of equipment, as power transformers and high-voltage cable connections [12–14].

In order to improve the sensitivity of UHF sensors, researchers investigated the main frequency range in which PD electromagnetic pulses have a higher concentration of irradiated energy for different insulating materials [9, 12]. In general, more significant energy concentrations are reported in the frequency range of 300 to 1500 MHz, aiding in the sensor sensitivity optimization process in the design stages.

The UHF sensors applied in PD detection can assume several structures, such as loop electrode, disk electrode, conical coupler, and antennas (monopole, dipole, microstrip, and others) [15, 16]. Among these sensors, microstrip antennas are highlighted for having desirable characteristics for practical applications, such as low cost, attractive radiation patterns, and ease of installation/construction [17]. In addition, microstrip antennas can be built into compact shapes, resulting in minimally invasive sensors and lower structural impacts on high-voltage equipment [18]. However, microstrip antennas have a narrow bandwidth (1–2%), failing to give full coverage of the frequency range of PD activity (300–1500 MHz).

In this way, to attest to the applicability of UHF microstrip antennas in PD detection, several researches have been developed in the application of bandwidth enhancement techniques, multi-resonance frequency antennas, dimensional reduction, gain improvement, and others [19–23]. However, studies of microstrip antennas for PD detection application are still incipient and the previous cited works have either narrow operating bandwidths or low gain antennas.

Therefore, the main objective of this work is to design a circular microstrip antenna with a bandwidth wide enough for PD detection in high voltage equipment. Hence, the truncated ground plane technique was used to enhance the antenna's bandwidth. Adjustments of the antenna's dimensional parameters were performed in order to obtain an optimized structure. The designed antenna was subjected to bandwidth and gain measurement tests in an anechoic chamber. Finally, sensitivity tests of PD detection were performed through comparison of the results with the IEC 60270 method applied in a PD generator arrangement composed of an oil cell with point-to-plane and plane-to-plane electrode configurations.

II. ANTENNA DESIGN

A microstrip antenna is a structure composed of a thin metallic layer (patch) which partially covers the area of a dielectric substrate, with thickness h , supported on a metallic ground plane. The general structure of a circular microstrip patch is presented in Fig. 1.

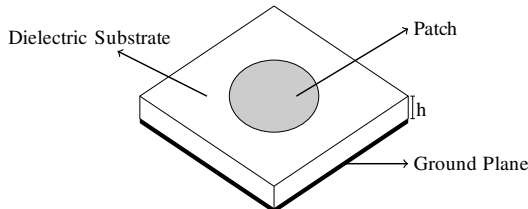


Fig. 1. General structure of a circular microstrip antenna.

The design of a circular microstrip antenna is projected according to the initial definition of three parameters: the operating frequency, thickness, and dielectric constant of the applied substrate. From these parameters, it is possible to

calculate the physical radius of the patch by means of the following equations [17]:

$$f_{mn} = \frac{\chi'_{mn} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (1)$$

where m and n are the number of half cycle variations along the x and y axes, respectively, c is the speed of light, ϵ_r is the substrate dielectric constant, and a_e is the electrical radius of the patch, whose value is higher than its physical radius due to the field fringing effect. The values of χ'_{mn} represent the Bessel's function zeros and, according to (1), determine the order of operating frequency of the circular microstrip antenna. For example, the first four values of χ'_{mn} are:

$$\begin{aligned} \chi'_{11} &= 1.8412 \\ \chi'_{21} &= 3.0542 \\ \chi'_{01} &= 3.8318 \\ \chi'_{31} &= 4.2012 \end{aligned}$$

Finally, the patch's physical radius can be approximated by:

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{1/2}}, \quad (2)$$

where

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (3)$$

In order to detect the signals of the incident electromagnetic waves radiated over the patch, the antenna is connected to measuring instruments by means of a coaxial cable. The connection between the coaxial cable and the antenna is usually performed in three modes: microstrip line feeding, coaxial probe, and coupling [17]. Regardless of the form of connection, microstrip antennas have spurious radiation that intensifies their characteristic inductance, resulting in a narrow bandwidth with values of around 1 to 2% regarding the central operation frequency [17]. Therefore, the main techniques for bandwidth enhancement consist in the insertion of capacitances into the structure to compensate for the characteristic inductance, resulting in a wideband antenna.

Differently from the probe and coupling feeding techniques, microstrip line feeding allows the use of bandwidth enhancement techniques that result in bandwidths larger than 100% regarding the central operation frequency [24]. For this type of technique, the insertion of capacitive components occurs from modifications of the antenna ground plane. In this work, the applied modification consisted in ground plane truncation at the height of the antenna feeding line, as presented in Fig. 2.

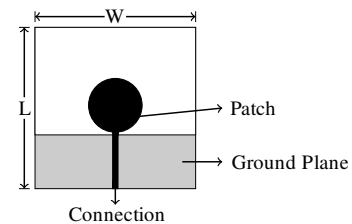


Fig. 2. Circular microstrip antenna with truncated ground plane.

For the application of the truncated ground plane technique in a circular microstrip antenna, the patch radius is usually approximated in an initial stage as $\lambda/8$ of the desired lower operating frequency [24]. After the initial estimation, the antenna dimensional parameters are subjected to adjustments until an optimized structure is achieved.

III. COMPUTATIONAL AND EXPERIMENTAL PROCEDURES

For the simulation and design of the antenna, the software High Frequency Structure Simulator (HFSS) from ANSYS was used.

The circular microstrip antenna was designed so that its bandwidth was approximately equal to the frequency band of PD occurrence, that is, 300–1500 MHz. The substrate thickness and dielectric constant were defined as 1.52 mm and 4.4 (FR4), respectively.

In order to achieve the desired bandwidth, the computational procedures were divided into two stages. The first stage consisted in the design of an initial model according to the approximations described in [24]. The initial model simulated by HFSS is presented in Fig. 3.

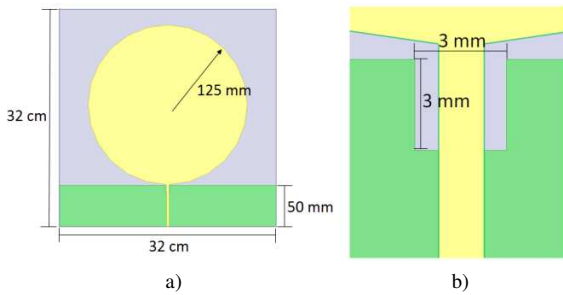


Fig. 3. Initial model simulated by HFSS for the circular microstrip antenna with truncated ground plane: a) general view; b) details of the slot inserted in the ground plane.

The second stage consisted in the adjustment of the dimensional parameters, such as the patch radius, ground plane height, and length/width of the ground plane slot. In the adjustment stage, the impact exerted by each of the dimensional parameters on the antenna performance was evaluated. For this purpose, only one dimensional parameter was adjusted at a time, while the others kept their initial values. In this way, the influences of the dimensional parameters on the antenna performance were individually studied and later combined to attain an optimized structure.

The bandwidth of the simulated antenna was defined as the entire frequency range at which the return loss (S_{11}) was below the -10 dB threshold.

According to [22], for PD detection applications, microstrip antennas must present a mean gain higher than 2 dB for their operating bandwidth. Therefore, the mean gain values from the simulated antennas were compared to the 2-dB threshold recommended for the antenna approval.

After the simulation stages, the designed antenna was manufactured and subjected to return loss and gain measurements. The return loss test used an N9923A spectrum analyser. The gain test used an experimental arrangement composed of a reference antenna (Hyperlog 30100X) with a

known gain (4.5 dBi), positioned at the far field distance (R) from the constructed antenna as presented in Fig. 4.

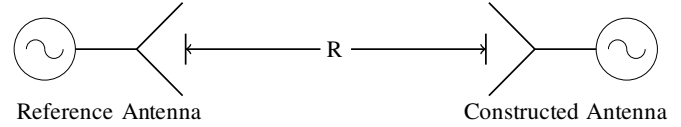


Fig. 4. Schematic of the experimental arrangement applied in the gain measurement test.

From the measured values of transmitted and received power (P_T and P_R , respectively) and reference antenna gain (G_R), the designed antenna gain (G_D) was calculated according to the Friis equation [25]:

$$G_D \text{ (dB)} = P_R \text{ (dBm)} - P_T \text{ (dBm)} - G_R \text{ (dB)} + 20 \log \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \text{ (dB)}. \quad (4)$$

In order to reduce the effect of external interferences and signal reflections during the tests, the return loss and gain measurements were carried out in an anechoic chamber.

To estimate the sensitivity of the antenna's PD detection, the experimental arrangement presented in Fig. 5 was applied.

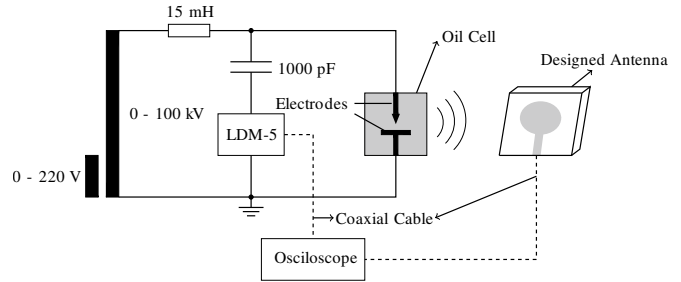


Fig. 5. Experimental arrangement applied for PD measurement.

The experimental procedure applied for the generation and detection of PD consisted in a gradual increase of voltage, by means of a regulating transformer, until PD activity was generated in the test object (oil cell) and detected by the manufactured antenna and the IEC 60270 standard method. The standard method is represented by a coupling capacitor (1000 pF) and a resonant circuit (LDM-5). All the calibration procedures established by the standard were executed before the voltage application tests.

In order to verify if the detected signals were from partial discharges originated in the applied test object, previous measurements with IEC 60270 standard method were made.

The first previous measurement was regarding to the noise level in the laboratory setup, which was made with the system de-energized. According to the IEC 60270 standard method, the background noise apparent charge values must be inferior to 50% of the measured PD value [1]. In this measurement, the detected background noise was below 10 pC.

The second measurement was made to ensure that the partial discharges were originated in the test object. For this, the test object was withdrawn from the laboratory setup. High voltage values (above 50 kV) were applied in the IEC 60270 standard method used and the signals detected remained in the background noise levels, i.e., there was no PD activity. Hence, any partial discharge signal detected for this high voltage application range (< 50 kV) was originated by the test object.

The distance between the antenna and the test object was defined according to the calculated far field limit regarding the antenna's central operation frequency.

In order to obtain a large range of apparent charge values for the sensitivity test, two electrode configurations were applied in the oil cell. For the generation of PDs with high apparent charge magnitudes, a point-to-plane configuration with spacing of 2.0 cm was used. From this configuration, apparent charges with maximum values of 7000 pC were generated, resulting in a good representation of the PD levels in high-voltage pieces of equipment with damaged insulating systems.

For the PD generation with low magnitudes, a plane-to-plane configuration with spacing of 3.0 cm was used. From this configuration, apparent charges with minimum and maximum values of 30 and 200 pC, respectively, were generated, resulting in a good representation of the PD inception levels in insulating systems of high-voltage equipment.

Additionally, the PD signals detected by the antenna were analysed in the frequency domain for the verification of the main frequency range of the generated discharges.

IV. RESULTS AND ANALYSIS

The simulated return loss from the initial model (Fig. 3) is presented in Fig. 6.

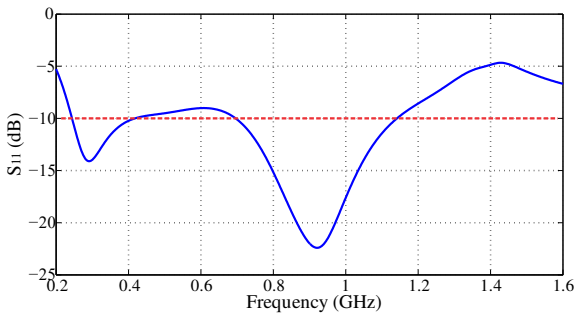


Fig. 6. Simulated return loss of the initial antenna model.

The initial antenna model presented two different operation bands, with bandwidths equal to 52.43% (244–417.4 MHz) and 48.12% (697.8–1140 MHz), regarding their respective central operation frequencies. Despite the significant bandwidth increase compared to most microstrip antennas (1 to 2%), adjustments to the dimensional parameters of the initial model were still necessary to allow full coverage of the PD frequency range (300–1500 MHz).

The ground plane width was the first dimensional parameter evaluated during the adjustment stage. The results of these changes are presented in Fig. 7.

The reduction of the ground plane width resulted in increases of the lower and upper frequencies for both operation bands, so that they approached the lower and upper PD frequency limits. Additionally, the verified return loss degradation promoted distancing between the two operating bands. To improve the return loss, adjustments to the ground plane height were made, as presented in Fig. 8.

From the results presented in Figure 8, it can be verified that better return loss results are achieved with a higher ground plane height. With a height of 53.0 mm, for example, the

increase is so significant that a single operation band is achieved (251–1203 MHz), resulting in a bandwidth of 130.94%.

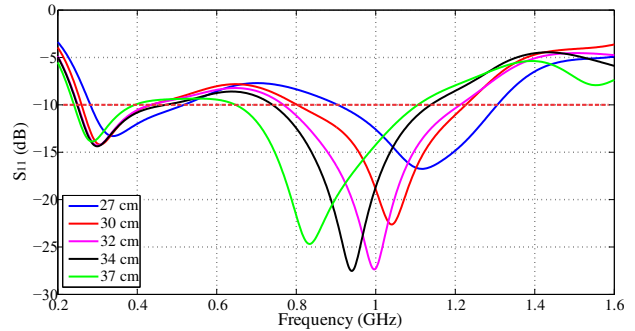


Fig. 7. Simulated return loss for adjustments in the ground plane width.

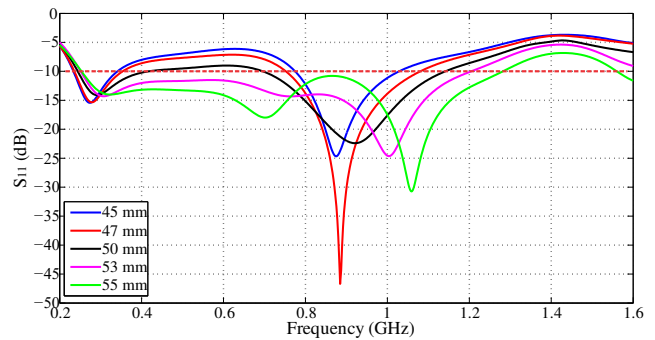


Fig. 8. Simulated return loss for adjustments to the ground plane height.

After the evaluation of the impacts of return loss originated by the adjustments to the ground plane dimensions, adjustments to the patch radius were made, as presented in Fig. 9.

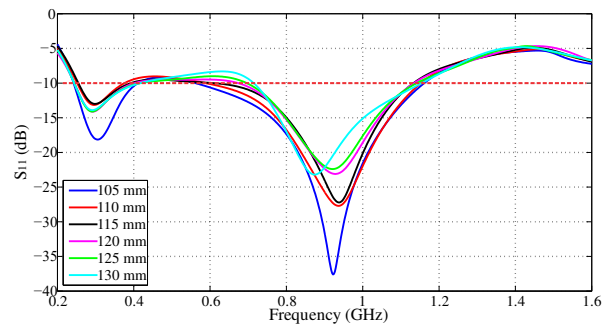


Fig. 9. Simulated return loss for adjustments to the patch radius.

The reduction of the patch radius results in higher return loss and bandwidth, mainly for the second operation band, as expected according to microstrip antenna theory and (1), (2), and (3).

Finally, adjustments to the length and width of the ground plane slot were evaluated, as presented in Figs. 10 and 11.

From the adjustments of the slot, it can be verified that the increase of the slot length results in higher return loss for the second operation band. It was also noticed that the inferior frequency of the second band is displaced to lower values, while the superior frequency is displaced to higher values, leading to the formation of a larger bandwidth. When the slot

width was adjusted, lower significant impacts on the return loss were observed when compared to the slot length results. However, as the width increased, displacements occur in the lower frequency in the second band, providing a larger bandwidth.

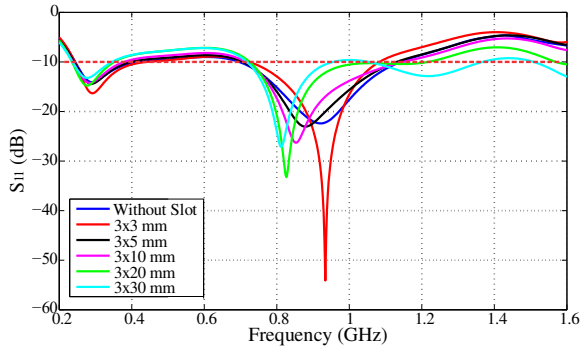


Fig. 10. Simulated return loss for adjustments in the slot length.

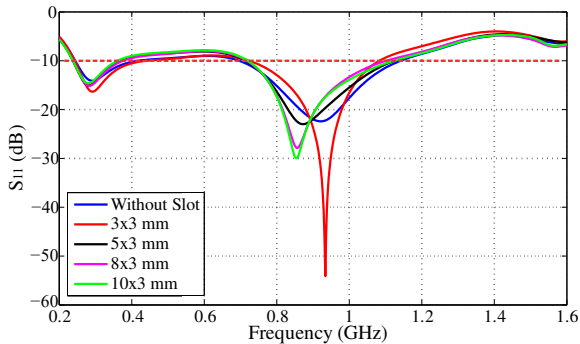


Fig. 11. Simulated return loss for adjustments in the slot width.

After the combined analysis of the impacts on return loss for each dimensional parameter, the best simulated antenna presented the following final configuration: a patch radius of 110.0 mm, a ground plane height of 57.0 mm, and slot dimensions of 6.0 mm wide and 10.0 mm long. The final antenna size was 30.0 × 30.0 cm. The manufactured antenna and the comparison between the measured and simulated return loss are presented in Figs. 12 and 13, respectively.

The simulated (305–1495 MHz) and measured (312–1481 MHz) operating bandwidths were considered satisfactory, since they covered most of the frequency range in which PDs occur. The difference between the simulated and measured return loss behaviors can be attributed to construction aspects of the antenna, such as slight differences between the simulated FR4 and the one used in practice, as well as the non-consideration of the SMA connectors during the simulations.

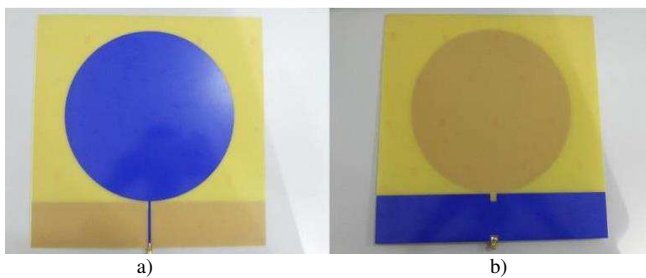


Fig. 12. Manufactured antenna: a) front view, b) back view.

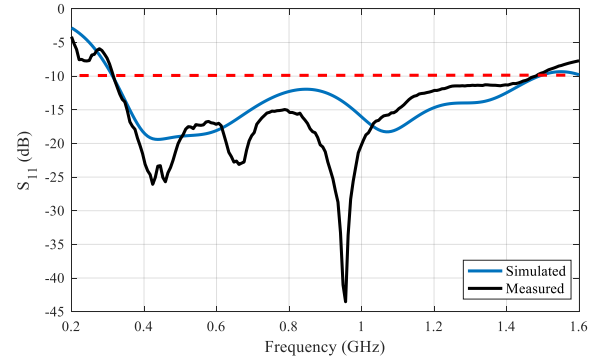


Fig. 13. Comparison between measured and simulated return losses.

For the gain analysis, radiation patterns, such as those shown in Figure 14, were simulated for the entire antenna operation bandwidth (305–1495 MHz) at 10-MHz intervals.

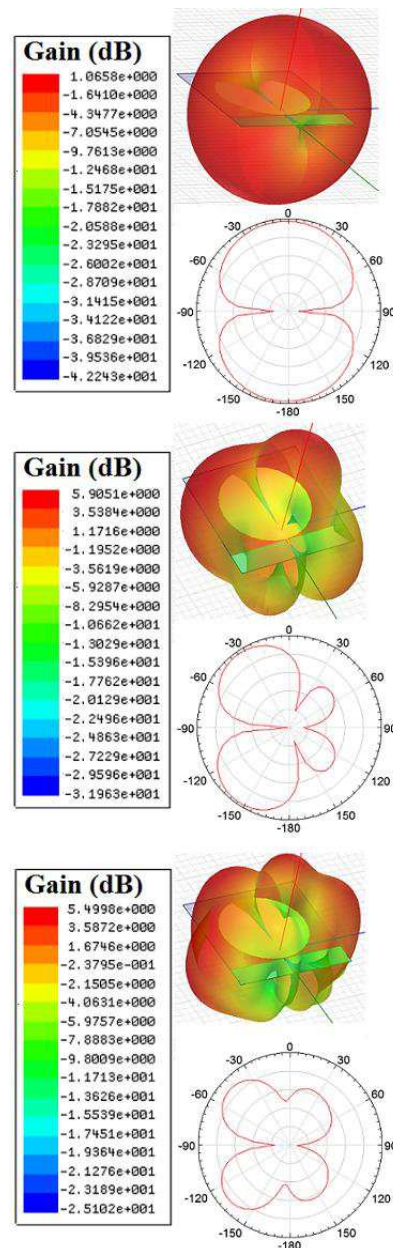


Fig. 14. Radiation patterns for 350, 900, and 1500 MHz, respectively.

From the simulated radiation patterns, a mean value of maximum gain of 4.58 dB was calculated. For the manufactured antenna, the mean value of maximum gain, calculated according to (4), was equal to 4.92 dB. The difference between the simulated and measured gains can also be attributed to the construction and simulation considerations mentioned before.

Despite the slight difference between the mean values of simulated and measured gain, both presented values higher than the average limit established in [22] as satisfactory for PD detection (2 dB). Therefore, the manufactured antenna was approved in the return loss and gain tests, being considered fit for application in the PD sensitivity detection tests.

From the antenna's final physical dimensions (30.0 × 30.0 cm), the far field for the central frequency of 900 MHz was calculated as 1.0 m. Therefore, the antenna was positioned at this distance for the first electrode configuration (point-to-plane). The beginning of PD activity was detected upon the application of 33.3 kV in the oil cell. Samples of the detected pulses are presented in Fig. 15.

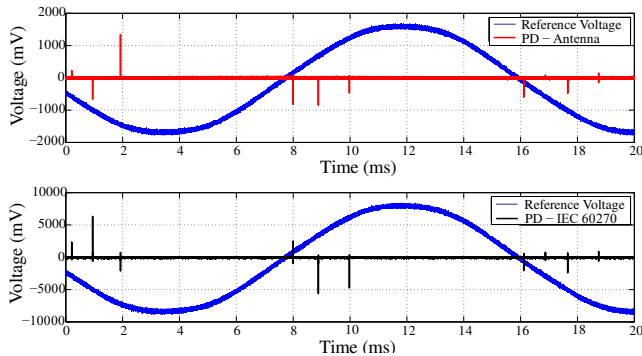


Fig. 15. PD activity detected by the manufactured antenna and standard method for the point-to-plane electrode configuration at 33.3 kV.

The results presented in Fig. 15 show that the antenna was able to detect all the PD pulses captured by the standard method for the point-to-plane configuration. For the comparative analysis between the detection sensitivity of the antenna and the IEC 60270 standard method, the maximum measured voltage and apparent charge results for each PD pulse shown in Fig. 15 are summarized in Table 1.

Table 1. Magnitude of the PD pulses detected by the antenna and IEC 60270 standard method for the point-to-plane electrodes.

Pulse Number	Antenna (mV)	IEC 60270 (mV)	Apparent Charge (pC)	Rate IEC/Antenna
1	220	2320	2457	10.55
2	660	6320	6695	9.58
3	1340	2080	2203	1.55
4	820	2480	2627	3.02
5	840	5600	5932	6.67
6	460	4720	5000	10.26
7	600	2080	2203	3.47
8	80	560	593	7.00
9	480	2400	2542	5.00
10	140	640	678	4.57

The results presented in Table 1 show that, despite the effective capacity for PD detection, the antenna's sensitivity is significantly lower than that of the IEC 60270 standard

method, resulting in a mean sensitivity rate (IEC/antenna) of 6.2. This result was expected, since the standard method consists in a direct electrical connection with the monitored equipment, resulting in lower losses than in a radiometric based method. In addition, differently from the standard method, there is no linear correlation between the antenna's measured voltage levels and their respective apparent charge levels. The PD pulse numbers 4 and 5, for example, present very similar voltage levels (820 and 840 mV, respectively), although the same pulses present apparent charges with a significant difference (2627 and 5932 pC). However, this result is expected since other studies have already demonstrated a nonlinear relationship between the results of UHF measurements and the IEC 60270 method [26, 27].

The non-linear correlation between the measured voltage and apparent charge can be attributed to the different frequencies of the PD pulse occurrences, resulting in particular values of return loss and gain for each of the detected pulses, inducing different responses in the antenna terminals.

For the test of detection sensitivity regarding low-level PD (plane-to-plane electrode configuration), the beginning of PD activity was detected on the application of 41.8 kV in the oil cell. Fig. 16 presents a sample of the detected pulses.

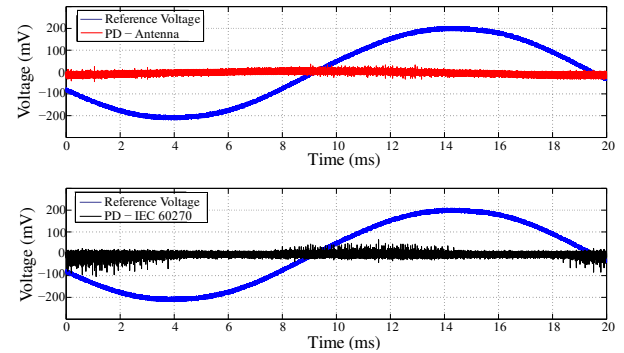


Fig. 16. PD activity detected by the manufactured antenna and standard method for the plane-to-plane electrode configuration at 41.8 kV.

For the PD samples presented in Fig. 16, the antenna was able to detect all the 206 PD pulses detected by the standard method with apparent charge between 30 and 100 pC. For better visualization of the antenna's detection sensitivity, a magnified view of the lowest apparent charge generated by the plane-to-plane electrode configuration is presented in Fig. 17.

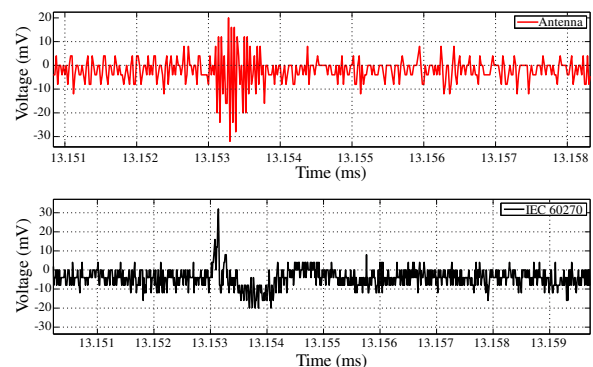


Fig. 17. Magnified view of a 30 pC PD pulse detected by the antenna and standard method for the plane-to-plane electrode configuration.

The results presented in Figs. 15–17 attest to the antenna's detection sensitivity, since it was able to detect PD pulses with apparent charge corresponding to insulating problems from their origin (low-intensity pulses) until a critical stage (high-intensity pulses).

Samples of the PD pulses in the frequency domain for the point-to-plane and plane-to-plane electrode configurations are shown in Figs. 18 and 19, respectively.

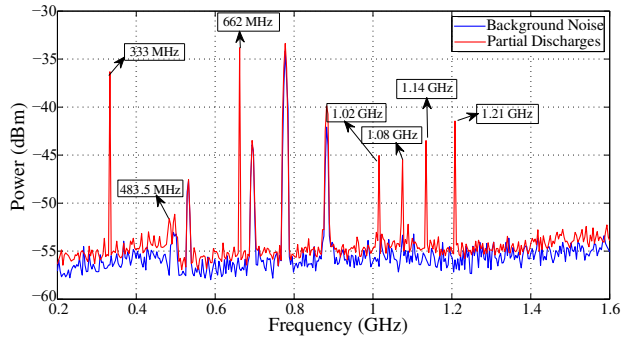


Fig. 18. PD pulses frequency domain response for the tip-plane electrode configuration.

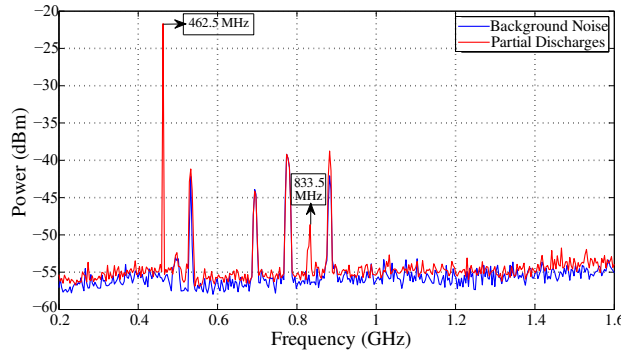


Fig. 19. PD pulses frequency domain response for the plane-to-plane electrode configuration.

In order to highlight the PD frequencies of occurrence, the background noise of the PD measurement setup was recorded during 30 minutes before the high voltage application. Due to the absence of a shielded high voltage laboratory, some digital television UHF interference (532.5, 693.5, 775.5 and 882.5 MHz) was detected and considered as background noise. Then, any significant changes in the background noise curve was considered as partial discharges.

The frequency domain results show that the designed antenna presented good detection sensitivity for almost all of the frequency range corresponding to PD activity (300–1500 MHz). In addition, it can be noted that different frequency patterns were originated for each electrode configuration. For the point-to-plane configuration, PD occurrence was mainly concentrated in the frequency ranges of 330–490, 620–670, and 975–1400 MHz. For the plane-to-plane configuration, the pulses were concentrated in the ranges of 400–500 and 800–850 MHz. The difference between the frequency patterns originated can be attributed to the particularities attached to the discharge formation processes for each electrode configuration applied [28].

V. CONCLUSIONS

The proposed antenna has the potential to be applied as a UHF sensor for PD detection, since it meets the bandwidth and gain requirements. The antenna design procedure proved itself effective, since the simulated and measured return loss and gain are quite similar. The manufactured antenna presented good detection sensitivity for the applied experimental arrangement, being able to detect PD pulses with apparent charge between 30 and 7000 pC for a 1.0 m range distance. Therefore, with proper adjustments, the proposed antenna can provide continuous, non-invasive, and relatively low-cost monitoring of PD activity in high-voltage insulating systems, from its inception until critical degradation levels.

Studies in the frequency domain showed that the antenna's sensitivity has been proven for the whole of the PD spectrum (300–1500 MHz). In addition, the identification of different frequency patterns for each electrode configuration highlights the future use of the antenna for pattern recognition and diagnosis of different PD defects.

Lastly, a nonlinear behavior between the measured voltage levels and their respective apparent charge was noticed, representing a challenge for future calibration procedures. Therefore, in order to fully characterize the proposed prototype as a UHF sensor for PD detection, additional studies are still required to provide the PD classification and correlation between PD apparent charge and the values measured in millivolts.

REFERENCES

- [1] High Voltage Test Techniques: Partial Discharge Measurements. IEC 60270, 2000.
- [2] F. H. Kreuger, E. Gulski, and A. Krivda, "Classification of partial discharges," *IEEE Trans. Electr. Insul.*, vol. 28, pp. 917–931, 1993.
- [3] G. Stone, "Partial discharge diagnostics and electrical equipment insulation condition assessment," *IEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 12, no. 5, pp. 891–904, 2005.
- [4] M. Meira, C. R. Ruschetti, R. E. Álvarez, and C. J. Verucchi, "Power transformers monitoring based on electrical measurements," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 12, no. 12, pp. 2805–2815, 2018.
- [5] G. C. Stone, "Condition monitoring and diagnostics of motor and stator windings – a review," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 20, no. 6, pp. 2073–2080, 2013.
- [6] S. S. Refaat and M. A. Shams "A review of partial discharge detection, diagnosis techniques in high voltage power cables," 2018 IEEE 12th Int. Conf. Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018), 2018.
- [7] A. Sahoo, A. Subramaniam, S. Bhandari, and S. K. Panda "A review on condition monitoring of GIS," 2017 Int. Symp. Electrical Insulating Materials (ISEIM), 2017.
- [8] B. F. Hampton and R. J. Meats, "Diagnostic measurements at UHF in gas insulated substations," *IEEE Proc.*, vol. 135, pp. 137–144, 1988.
- [9] S. Tenbohlen, D. Denissov, S. M. Hoek, and S. M. Markalous, "Partial discharge measurement in the ultra high frequency (UHF) range," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 15, no. 6, pp. 1544–1552, 2008.
- [10] K. Masaki, T. Sakakibara, H. Murase, M. Akazaki, K. Uehara, and S. Menju, "On-site measurement for the development of on-line partial discharge monitoring system in GIS," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 9, no. 2, pp. 805–810, 1994.
- [11] M. Judd, O. Farish, and J. Pearson, "UHF couplers for gas-insulated substations: a calibration technique," *IEE Proc. Sci., Meas., Technol.*, vol. 144, no. 3, pp. 117–122, 1997.
- [12] M. Judd, B. Pryor, S. Kelly, and B. Hampton, "Transformer monitoring using the UHF technique," in 11th Int. Symp. High Voltage Engineering (ISH), 1999.

- [13] M. Judd, Li Yang, and I. Hunter "Partial discharge monitoring for power transformer using UHF sensors. Part I: Sensors and signal interpretation," *IEEE Electr. Insul. Mag.*, vol. 21, no. 2, pp. 5–14, 2005.
- [14] C. H. Lee, Y. C. Lin, M. Y. Chiu, C. H. Huang, S. S. Yen, and C. Haeng, "The study on diagnostics for aging trend of cable termination," in *Int. Conf. Condition Monitoring and Diagnosis, CMD*, 2008.
- [15] T. Hoshino, K. Nojima, and M. Hanai, "Real-time PD identification in diagnosis of GIS using symmetric and asymmetric UHF sensors," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 1072–1077, 2004.
- [16] T. Ju, X. Zhongrong, Z. Xiaoxing, and S. Caixin "GIS partial discharge quantitative measurements using UHF microstrip antenna sensors," in *Annual Report on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2007.
- [17] C. Balanis, *Antenna Theory – Analysis and Design*, New Jersey, John Wiley, 2005.
- [18] M. Judd, O. Farish, J. S. Pearson, B. F. Hampton, "Dielectric windows for UHF partial discharge detection," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 8, no. 6, pp. 953–958, 2001.
- [19] J. R. Jung, K. R. Hwang, Y. M. Kim, E. T. Lyu, and H. J. Yang, "Sensitivity verification and application of UHF sensor for partial discharge measurement in high voltage power transformer," in *Int. Conf. Condition Monitoring and Diagnosis, CMD*, 2012.
- [20] J. Li, T. Jiang, C. Cheng, and C. Wang, "Hilbert fractal antenna for UHF detection of partial discharges in transformers," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 20, no. 6, pp. 2017–2025, 2013.
- [21] B. Sarkar, D. K. Mishra, C. Koley, and N. K. Roy, "Microstrip patch antenna based UHF sensor for detection of partial discharge in high voltage electrical equipment," in *Annual IEEE India Conf.*, 2014.
- [22] H. Luo, P. Cheng, H. Liu, K. Kang, F. Yang, and K. Liu, "Research on the UHF microstrip antenna for partial discharge detection in high voltage switchgear," in *IEEE 11th Conf. Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2016.
- [23] W. Yongqiang, W. Zhuang, and L. Jianfang, "UHF Moore fractal antennae for online GIS PD detection," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 2017.
- [24] J. Liang, C. C. Chiau, X. Chen, C. G. Parini, "Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3500–3504, 2005.
- [25] M. I. Skolnik, *Radar Systems*, New York, McGraw-Hill, 1962.
- [26] T. Hoshino, H. Koyama, S. Maruyama, and M. Hanai, "Comparison of sensitivity between UHF method and IEC 60270 for onsite calibration in various GIS", *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 21, pp. 1948–1953, 2006.
- [27] A.J. Reid, M.D. Judd, R. A. Fouracre, B.G. Stewart, and D.M. Hepburn, "Simultaneous measurement of PD using IEC60270 and radio-frequency techniques", *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 18, no. 2, pp. 444–455, 2011.
- [28] E. Kuffel, W. S. Zaengl and J. Kuffel, *High Voltage Engineering*, Oxford, Newnes, 2000.



Alexandre J. R. Serres (M'13) received his B.S. in Electronics Embedded Systems from INPG/ESISAR, France in 2005, his M.Sc. degree in Optical and Radio Frequency from INPG/ENSERG, France in 2006, and his Ph.D. from UFCG, Brazil, in 2011. In 2011, he joined the UFCG as Assistant Professor. His main researches interests are antennas and RF circuits.



Luiz A. M. M. Nobrega was born in Patos, Paraíba, Brazil, on September 30, 1991. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from UFCG in 2014 and 2016, respectively. Since 2015 he has worked as a Lecturer with the Federal Institute of Paraíba. His research interests include monitoring of high-voltage equipment, PD localization, and antennas.



Adriano C. Oliveira was born in Campina Grande, Paraíba, Brazil, on September 13. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from UFCG, in 2013 and 2015, respectively. From 2015 to 2017 he worked as a Lecturer at Faculdade Maurício de Nassau. His research interests include high-voltage equipment and antennas.



Herbet F. S. Sousa was born in Pombal, Paraíba, Brazil, on September 13. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from UFCG, in 2015 and 2018, respectively. His research interests include high-voltage equipment and renewable energy.

BIOGRAPHIES



George V. R. Xavier was born in Aracaju, Sergipe, Brazil, on November 30, 1993. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from Federal University of Sergipe and UFCG, in 2016 and 2018, respectively. His research interests include high-voltage equipment and antennas.



Edson G. da Costa (M'03) obtained the B.Sc, M.Sc and D.Sc. degrees in electrical engineering, respectively, in 1978, 1981, and 1999 (Federal University of Paraíba). Since 1978, he has been working as a professor at the UFCG. His research interests include high-voltage equipment, electric field mapping, partial discharges, grounding, surge arresters, and insulation systems.

Referências Bibliográficas

ABU-ELANIEN, A. E.; SALAMA, M. Survey on the transformer condition monitoring. In: IEEE. *Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*. [S.l.], 2007. p. 187–191. Citado na página 14.

AHMED, O. M. H.; SEBAK, A. R. A Novel Maple-Leaf Shaped UWB Antenna with a 5.0-6.0 GHz Band-Notch Characteristic. *Progress In Electromagnetics Research*, EMW Publishing, v. 11, p. 39–49, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 6 e 69.

_____. Numerical and experimental investigation of a novel ultrawideband butterfly shaped printed monopole antenna with bandstop function. *Progress In Electromagnetics Research*, EMW Publishing, v. 18, p. 111–121, 2011. Citado na página 6.

AKBARI, A.; WERLE, P.; AKBARI, M.; MIRZAEI, H. R. Challenges in calibration of the measurement of partial discharges at ultrahigh frequencies in power transformers. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 32, n. 2, p. 27–34, mar 2016. ISSN 0883-7554. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7414228/>>. Citado na página 62.

BALANIS, C. A. *Antenna theory analysis and design*. [S.l.]: John Willey and Son's Inc., 2005. Citado 4 vezes nas páginas 34, 36, 37 e 38.

BELL, R.; CHARLSON, C.; HALLIDAY, S. P.; IRWIN, T.; LOPEZ-ROLDAN, J.; NIXON, J. High-voltage onsite commissioning tests for gas-insulated substations using uhf partial discharge detection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 18, n. 4, p. 1187–1191, 2003. Citado na página 48.

CARMINATI, E.; LAZZARONI, M. New approach to calibration in pd measurements. In: IEEE. *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1999. IMTC/99. Proceedings of the 16th IEEE*. [S.l.], 1999. v. 1, p. 48–52. Citado na página 49.

CHOI, S.-Y.; PARK, D.-W.; KIM, I.-K.; PARK, C.-Y.; KIL, G.-S. Analysis of acoustic signals generated by partial discharges in insulation oil. In: IEEE. *Condition Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 525–528. Citado na página 19.

CIGRÉ, G. d. T. . Enquête internationale sur les défaillances en service des transformateurs de grande puissance. *Electra*, n. 88, 1983. Citado na página 1.

COENEN, S.; TENBOHLEN, S. Location of PD sources in power transformers by UHF and acoustic measurements. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 19, n. 6, p. 1934–1940, dec 2012. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 56.

COENEN, S.; TENBOHLEN, S.; MARKALOUS, S.; STREHL, T. Sensitivity of uhf pd measurements in power transformers. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 15, n. 6, 2008. Citado 4 vezes nas páginas 21, 56, 57 e 58.

CRAWFORD, M. L. Generation of standard em fields using tem transmission cells. *IEEE transactions on Electromagnetic Compatibility*, IEEE, n. 4, p. 189–195, 1974. Citado na página 44.

CRUZ, J. d. N.; SERRES, A. J. R.; OLIVEIRA, A. C. de; XAVIER, G. V. R.; ALBUQUERQUE, C. C. R. de; COSTA, E. G. da; FREIRE, R. C. S. Bio-inspired printed monopole antenna applied to partial discharge detection. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 19, n. 3, p. 628, 2019. Citado na página 7.

DU, J.; CHEN, W.; XIE, B. Simulation analysis on the propagation characteristics of electromagnetic wave generated by partial discharges in the power transformer. In: IEEE. *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 2016 IEEE Conference on*. [S.l.], 2016. p. 179–182. Citado na página 58.

DUVAL, M. A review of faults detectable by gas-in-oil analysis in transformers. *IEEE electrical Insulation magazine*, IEEE, v. 18, n. 3, p. 8–17, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.

EBNABBASI, K. A bio-inspired printed-antenna transmission-range detection system [education column]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 55, n. 3, p. 193–200, 2013. Citado na página 6.

GHONEIM, S. S.; TAHA, I. B.; ELKALASHY, N. I. Integrated ann-based proactive fault diagnostic scheme for power transformers using dissolved gas analysis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 23, n. 3, p. 1838–1845, 2016. Citado na página 19.

GOCKENBACH, E.; BORSI, H. Condition monitoring and diagnosis of power transformers. In: IEEE. *Condition Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on*. [S.l.], 2008. p. 894–897. Citado na página 2.

HADDAD, A.; WARNE, D. F. *Advances in high voltage engineering*. [S.l.]: IET, 2004. v. 40. Citado na página 21.

HAMPTON, B. F.; IRWIN, T.; LIGHTLE, D. Diagnostic measurements at ultra high frequency in gis. In: *Cigré, Paper 15/33-01*. [S.l.: s.n.], 1990. Citado na página 43.

HAMPTON, B. F.; MEATS, R. J. Diagnostic measurements at uhf in gas insulated substations. In: IET. *IEE Proceedings C (Generation, Transmission and Distribution)*. [S.l.], 1988. v. 135, n. 2, p. 137–144. Citado na página 42.

HAMPTON, B. F.; PEARSON, J. S.; JONES, C. J.; IRWIN, T.; WELCH, I. M.; PRYOR, B. M. Experience and progress with uhf diagnostics in gis. In: *Cigré paper 15/23-03*. [S.l.: s.n.], 1992. Citado na página 44.

HAMPTON, B. F.; PEARSON, J. S.; PARIHAH, O.; TAKACH, G. Diagnostic monitoring of gas insulated subatations. In: *CEPSI, Paper 5 - 30*. [S.l.: s.n.], 1990. Citado na página 43.

HARAZ, O.; SEBAK, A.-R. Uwb antennas for wireless applications. In: *Advancement in microstrip antennas with recent applications*. [S.l.]: Intech, 2013. Citado na página 69.

IMAGAWA, H.; EMOTO, K.; MURASE, H.; KOYAMA, H.; TSUGE, R.; MARUYAMA, S.; SAKAKIBARA, T. Pd signal propagation characteristics in gis and its location system by frequency components comparison. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 16, n. 4, p. 564–570, 2001. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *IEEE Std C57.104: Ieee guide for the interpretation of gases generated in oil-immersed transformers*. New York, USA, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. *IEC 270: Partial discharge measurements*. Geneve, Switzerland, 1981. Citado na página 46.

_____. *IEC 60270: High-voltage test techniques: partial discharge measurements*. Geneve, Switzerland, 2000. Citado 8 vezes nas páginas xi, 4, 12, 15, 16, 17, 74 e 92.

_____. *IEC 61000-4-20: Electromagnetic compatibility (emc)-part 4-20: Testing and measurement techniques - emission and immunity testing in transverse electromagnetic (tem) waveguides*. Geneva, Switzerland, 2010. Citado na página 46.

_____. *IEC 60599: Mineral oil-filled electrical equipment in service - guidance on the interpretation of dissolved and free gases analysis*. Geneve, Switzerland, 2015. Citado na página 17.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). *IEC 60076-1, Power transformers - Part 1: General*. [S.l.], Geneve, Switzerland, 2011. Citado na página 102.

ISHAK, A.; ISHAK, M.; JUSOH, M.; DARDIN, S. S.; JUDD, M. Design and optimization of uhf partial discharge sensors using fdtd modeling. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 17, n. 1, p. 127–133, 2017. Citado na página 58.

ISHAK, A. M. *Calibration and Design of UHF Partial Discharge Sensors using Finite-Difference Time-Domain Modelling*. Tese (Doutorado) — University of Strathclyde, 2013. Citado na página 29.

ISHAK, A. M.; BAKER, P. C.; SIEW, W. H.; JUDD, M. D. Characterizing the sensitivity of uhf partial discharge sensors using fdtd modeling. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 13, n. 8, p. 3025–3031, 2013. Citado na página 58.

JAGERS, J.; KHOSA, J.; KLERK, P. D.; GAUNT, C. Transformer reliability and condition assessment in a south african utility. In: *International Symposium on High Voltage Engineering, Ljubljana*. [S.l.: s.n.], 2007. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 3.

JIANG, T.; LI, J.; HE, Z.; WANG, P. Simulation and experiments of uhf detection for partial discharge in power transformers. In: *IEEE. Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 2013 IEEE Conference on*. [S.l.], 2013. p. 1262–1265. Citado na página 58.

JR, P. S.; FREIRE, R.; SERRES, A.; SILVA, P. d. F.; SILVA, J. Wearable textile bioinspired antenna for 2g, 3g, and 4g systems. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 58, n. 12, p. 2818–2823, 2016. Citado na página 6.

JUDD, M.; FARISH, O.; HAMPTON, B. The excitation of uhf signals by partial discharges in gis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 3, n. 2, p. 213–228, 1996. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

JUDD, M.; FARISH, O.; PEARSON, J. Uhf couplers for gas-insulated substations: a calibration technique. *IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology*, IET, v. 144, n. 3, p. 117–122, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

JUDD, M.; HAMPTON, B.; FARISH, O. Modelling partial discharge excitation of uhf signals in waveguide structures using green's functions. *IEE Proceedings-Science, Measurement and Technology*, IET, v. 143, n. 1, p. 63–70, 1996. Citado na página 44.

JUDD, M.; Li Yang; HUNTER, I. Partial discharge monitoring for power transformer using UHF sensors. Part 2: field experience. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 21, n. 3, p. 5–13, may 2005. ISSN 0883-7554. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1437603/>>. Citado 4 vezes nas páginas 17, 23, 51 e 53.

_____. Partial discharge monitoring of power transformers using UHF sensors. Part I: sensors and signal interpretation. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 21, n. 2, p. 5–14, mar 2005. ISSN 0883-7554. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1412214/>>. Citado 4 vezes nas páginas 23, 51, 52 e 53.

JUDD, M.; PRYOR, B.; KELLY, S.; HAMPTON, B. Transformer monitoring using the uhf technique. In: IET. *High Voltage Engineering, 1999. Eleventh International Symposium on (Conf. Publ. No. 467)*. [S.l.], 1999. v. 5, p. 362–365. Citado 4 vezes nas páginas xii, 21, 49 e 50.

JUDD, M. D.; FARISH, O. A pulsed gtem system for uhf sensor calibration. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IEEE, v. 47, n. 4, p. 875–880, 1998. Citado na página 46.

KOCK, N. D.; CORIC, B.; PIETSCH, R. Uhf pd detection in gas-insulated switchgear-suitability and sensitivity of the uhf method in comparison with the iec 270 method. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, IEEE, v. 12, n. 6, p. 20–26, 1996. Citado na página 43.

KOZAKO, M.; MURAYAMA, H.; HIKITA, M.; KASHINE, K.; NAKAMURA, I.; KOIDE, H. New Partial Discharge location method in power transformer based on acoustic wave propagation characteristics using numerical simulation. In: *2012 IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*. [S.l.]: IEEE, 2012. p. 854–857. ISBN 978-1-4673-1020-8. Citado na página 20.

KRAUS, J. D. *Antennas*. [S.l.]: {McGraw-Hill Education}, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 39.

KUNDU, P.; KISHORE, N.; SINHA, A. Frequency domain analysis of acoustic emission signals for classification of partial discharges. In: IEEE. *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 2007. CEIDP 2007. Annual Report-Conference on*. [S.l.], 2007. p. 146–149. Citado na página 19.

KURRER, R.; FESER, K. The application of ultra-high-frequency partial discharge measurements to gas-insulated substations. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 13, n. 3, p. 777–782, 1998. Citado na página 46.

LAPWORTH, J.; JARMAN, P.; FUNNELL, I. Condition assessment techniques for large power transformers. In: *Second International Conference on the Reliability of Transmission and Distribution Equipment*. [S.l.]: IET, 1995. Citado na página 14.

LAPWORTH, J.; MCGRAIL, T. Transformer failure modes and planned replacement. In: *IEE Colloquium Transformer Life Managemen*. [S.l.]: IET, 1998. Citado na página 14.

LI, J.; JIANG, T.; CHENG, C.; WANG, C. Hilbert fractal antenna for uhf detection of partial discharges in transformers. *IEEE transactions on dielectrics and electrical insulation*, IEEE, v. 20, n. 6, p. 2017–2025, 2013. Citado na página 101.

LI, J.; JIANG, T.; WANG, C.; CHENG, C. Optimization of uhf hilbert antenna for partial discharge detection of transformers. *IEEE transactions on antennas and propagation*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 345 E. 47 th St. NY ?, v. 60, n. 5, p. 2536–2540, 2012. Citado na página 6.

LI, J.; WANG, P.; JIANG, T.; BAO, L.; HE, Z. Uhf stacked hilbert antenna array for partial discharge detection. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 61, n. 11, p. 5798–5801, 2013. Citado na página 6.

LI, T.; RONG, M.; ZHENG, C.; WANG, X. Development simulation and experiment study on uhf partial discharge sensor in gis. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 19, n. 4, p. 1421–1430, 2012. Citado na página 6.

LIGHTLE, D.; HAMPTON, B.; IRWIN, T. Monitoring of gis at ultra high frequency. In: *6th International Symposium on High Voltage Engineering*. [S.l.: s.n.], 1989. Citado na página 43.

LIU, B.; AN, J. D.; ZHANG, W. D.; XU, Y. L. A design of multi-band uhf sensor for partial discharge detection. In: *TRANS TECH PUBL. Applied Mechanics and Materials*. [S.l.], 2013. v. 394, p. 435–440. Citado na página 6.

LIU, H.-L. Acoustic partial discharge localization methodology in power transformers employing the quantum genetic algorithm. *Applied Acoustics*, Elsevier Ltd, v. 102, p. 71–78, jan 2016. ISSN 0003682X. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.

LIU, J.; ZHANG, G.; DONG, J.; WANG, J. Study on miniaturized uhf antennas for partial discharge detection in high-voltage electrical equipment. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 15, n. 11, p. 29434–29451, 2015. Citado na página 6.

LIU, M.; LI, Z. An Online UHF PD Monitoring System for Power Transformer and Its Applications. In: *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*. IEEE, 2010. p. 1–4. ISBN 978-1-4244-4812-8. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5449362/>>. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 59.

LOPEZ-ROLDAN, J.; TANG, T.; GASKIN, M. Optimisation of a sensor for onsite detection of partial discharges in power transformers by the uhf method. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 15, n. 6, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 55 e 56.

LUO, H.; CHENG, P.; LIU, H.; KANG, K.; YANG, F.; LIU, K. Research on the uhf microstrip antenna for partial discharge detection in high voltage switchgear. In: IEEE. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2016 IEEE 11th Conference on*. [S.l.], 2016. p. 2273–2276. Citado na página 91.

MARKALOUS, S. M.; TENBOHLEN, S.; FESER, K. Detection and location of partial discharges in power transformers using acoustic and electromagnetic signals. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 15, n. 6, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 4, 21 e 22.

Martin Judd. Locating Partial Discharges in Power Transformers. In: *Euro TechCon 2011*. [S.l.: s.n.], 2011. Citado 5 vezes nas páginas 5, 23, 24, 53 e 54.

MASAKI, K.; SAKAKIBARA, T.; MURASE, H.; AKAZAKI, M.; UEHARA, K.; MENJU, S. On-site measurement for the development of on-line partial discharge monitoring system in gis. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 805–810, 1994. Citado na página 43.

MEIJER, S.; AGORIS, P.; SMIT, J.; JUDD, M.; YANG, L. Application of UHF Diagnostics to Detect PD During Power Transformer Acceptance Tests. In: *Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*. IEEE, 2006. p. 416–419. ISBN 1-4244-0333-2. ISSN 1089-084X. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1665346/>>. Citado na página 53.

METWALLY, I. Status review on partial discharge measurement techniques in gas-insulated switchgear/lines. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 69, n. 1, p. 25–36, 2004. Citado na página 16.

MIRZAEI, H.; AKBARI, A.; GOCKENBACH, E.; MIRALIKHANI, K. Advancing new techniques for UHF PD detection and localization in the power transformers in the factory tests. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 22, n. 1, p. 448–455, feb 2015. ISSN 1070-9878. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/7033415/>>. Citado 2 vezes nas páginas 61 e 103.

MIRZAEI, H.; AKBARI, A.; ZANJANI, M.; GOCKENBACH, E.; BORSI, H. Investigating the partial discharge electromagnetic wave propagation in power transformers considering active part characteristics. In: IEEE. *Condition Monitoring and Diagnosis (CMD), 2012 International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 442–445. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 81.

MIRZAEI, H. R.; AKBARI, A.; GOCKENBACH, E.; ZANJANI, M.; MIRALIKHANI, K. A novel method for ultra-high-frequency partial discharge localization in power transformers using the particle swarm optimization algorithm. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, IEEE, v. 29, n. 2, p. 26–39, 2013. Citado 10 vezes nas páginas 6, 28, 30, 32, 33, 58, 59, 60, 64 e 81.

MOORE, P. J.; PORTUGUES, I. E.; GLOVER, I. A. Radiometric location of partial discharge sources on energized high-voltage plant. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 20, n. 3, p. 2264–2272, 2005. Citado na página 75.

MOUNTASSIR, O. E.; STEWART, B. G.; REID, A. J.; MCMEEKIN, S. G. Quantification of the performance of iterative and non-iterative computational methods of locating partial discharges using rf measurement techniques. *Electric Power Systems Research*, Elsevier, v. 143, p. 110–120, 2017. Citado na página 56.

NATTRASS, D. Partial discharge measurement and interpretation. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 4, n. 3, p. 10–23, may 1988. ISSN 0883-7554. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/830/>>. Citado na página 43.

NOORI, M.; EFFATNEJAD, R.; HAJIHOSEINI, P. Using dissolved gas analysis results to detect and isolate the internal faults of power transformers by applying a fuzzy logic method. *IET Generation, Transmission & Distribution*, IET, 2017. Citado na página 19.

PEARSON, J. S.; FARISH, O.; HAMPTON, B. F.; JUDD, M. D.; TEMPLETON, D.; PRYOR, B. W.; WELCH, I. M. Partial discharge diagnostics for gas insulated substations. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 2, n. 5, p. 893–905, 1995. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 46.

PEARSON, J. S.; HAMPTON, B. F.; SELLARS, A. G. A continuous uhf monitor for gas-insulated substations. *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 469–478, 1991. Citado na página 43.

PFEFFER, A.; COENEN, S.; TENBOHLEN, S.; STREHL, T.; MARKALOUS, S. Onsite Experiences With Multi-Terminal IEC PD Measurements And UHF PD Measurements. In: *16th International Symposium on High Voltage Engineering*. [S.l.: s.n.], 2009. ISBN 978-0-620-44584-9. Citado 3 vezes nas páginas 25, 55 e 56.

PINPART, T.; JUDD, M. Differentiating between partial discharge sources using envelope comparison of ultra-high-frequency signals. *IET Science, Measurement & Technology*, v. 4, n. 5, p. 256–267, sep 2010. Citado na página 58.

QIAN, S.; CHEN, H.; XU, Y.; ZHONG, L.; SU, L. Acoustic fiber optic sensors for partial discharge monitoring. In: IEEE. *2016 IEEE Electrical Insulation Conference (EIC)*. [S.l.], 2016. p. 109–112. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 21.

QIAN, S.; CHEN, H.; XU, Y.; SU, L. High sensitivity detection of partial discharge acoustic emission within power transformer by sagnac fiber optic sensor. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 25, n. 6, p. 2313–2320, 2018. Citado 3 vezes nas páginas 4, 20 e 21.

RAJA, K.; FLORIBERT, T. Comparative investigations on UHF and acoustic PD detection sensitivity in transformers. In: *Conference Record of the 2002 IEEE International Symposium on Electrical Insulation*. [S.l.]: IEEE, 2002. p. 150–153. Citado 3 vezes nas páginas 4, 20 e 21.

REID, A. J.; JUDD, M. D.; FOURACRE, R. A.; STEWART, B. G.; HEPBURN, D. M. Simultaneous measurement of partial discharges using IEC60270 and radio-frequency techniques. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 18, n. 2, p. 444–455, apr 2011. ISSN 1070-9878. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5739448/>>. Citado na página 52.

ROSTAMINIA, R.; SANIEI, M.; VAKILIAN, M. Effects of transformer core modeling on partial discharge current pulses simulation accuracy. In: IEEE. *2015 IEEE 11th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM)*. [S.l.], 2015. p. 664–667. Citado na página 81.

ROSTAMINIA, R.; SANIEI, M.; VAKILIAN, M.; MORTAZAVI, S. S. Evaluation of transformer core contribution to partial discharge electromagnetic waves propagation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Elsevier, v. 83, p. 40–48, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 81.

RUTGERS, W.; FU, Y. Uhf pd-detection in a power transformer. In: *10th International Symposium on High Voltage Engineering*. [S.l.: s.n.], 1997. p. 219–222. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 48.

SARKAR, B.; MISHRA, D.; KOLEY, C.; ROY, N. *et al.* Microstrip patch antenna based uhf sensor for detection of partial discharge in high voltage electrical equipments. In: *Annual IEEE India Conference (INDICON)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–6. Citado na página 101.

SERRES, A. J. R.; SERRES, G. K. de F.; JÚNIOR, P. F. da S.; FREIRE, R. C. S.; CRUZ, J. do N.; ALBUQUERQUE, T. C. de; OLIVEIRA, M. A.; SILVA, P. H. da F. Bio-inspired microstrip antenna. In: *Trends in Research on Microstrip Antennas*. [S.l.]: InTech, 2017. Citado na página 7.

SHIRDEL, N.; AKBARI, A.; MIRZAEI, H. R.; ABRISHAMIAN, M. S. Three-dimensional simulation of uhf signal propagation in transformer using ftdtd method. In: *IEEE. Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 58.

SIEGEL, M.; BELTLE, M.; TENBOHLEN, S.; COENEN, S. Application of uhf sensors for pd measurement at power transformers. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 331–339, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 62.

SIKORSKI, W. *et al.* Active dielectric window: A new concept of combined acoustic emission and electromagnetic partial discharge detector for power transformers. *Energies*, MDPI, Open Access Journal, v. 12, n. 1, p. 1–27, 2018. Citado na página 21.

SINAGA, H.; PHUNG, B.; BLACKBURN, T. Partial discharge localization in transformers using monopole and log-spiral UHF sensors. In: *2012 IEEE 10th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials*. IEEE, 2012. p. 1–4. ISBN 978-1-4673-2851-7. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6319006/>>. Citado na página 59.

_____. Partial discharge localization in transformers using uhf detection method. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 19, n. 6, 2012. Citado na página 56.

SUN, C.; OHODNICKI, P. R.; STEWART, E. M. Chemical sensing strategies for real-time monitoring of transformer oil: A review. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 17, n. 18, p. 5786–5806, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 4 e 18.

TANG, Z.; LI, C.; CHENG, X.; WANG, W.; LI, J.; LI, J. Partial discharge location in power transformers using wideband rf detection. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 13, n. 6, 2006. Citado na página 56.

Task Force 15/33.03.05. Partial discharge detection system for gis: Sensitivity verification for uhf method and the acoustic method. *ELECTRA*, v. 183, p. 75–87, 1999. Citado 3 vezes nas páginas 4, 21 e 47.

TENBOHLEN, S.; HOEK, S. M.; DENISSOV, D.; HUBER, R.; RIECHERT, U.; MARKALOUS, S.; STREHL, T.; KLEIN, T. Electromagnetic (UHF) PD diagnosis of GIS, cable accessories and oil-paper insulated power transformers for improved PD detection and localization. *Cigré Session 2006*, 2006. Citado 3 vezes nas páginas 25, 54 e 55.

UMEMOTO, T.; TENBOHLEN, S. Novel simulation technique of electromagnetic wave propagation in the ultra high frequency range within power transformers. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 18, n. 12, p. 4236, 2018. Citado 5 vezes nas páginas 60, 63, 64, 65 e 78.

WANG, M.; VANDERMAAR, A. J.; SRIVASTAVA, K. D. Review of condition assessment of power transformers in service. *IEEE Electrical insulation magazine*, IEEE, v. 18, n. 6, p. 12–25, 2002. Citado na página 102.

WANG, P.; LI, J.; ZHAO, L.; JIANG, T.; HE, Z. Investigation on the propagation characteristic of electromagnetic waves in converter transformers. In: IEEE. *High Voltage Engineering and Application (ICHVE), 2012 International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 353–357. Citado na página 58.

WANG, Y.; WANG, Z.; LI, J. Uhf moore fractal antennas for online gis pd detection. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 16, p. 852–855, 2017. Citado na página 6.

WEILAND, M. C. T. Discrete electromagnetism with the finite integration technique. *Progress In Electromagnetics Research*, EMW Publishing, v. 32, p. 65–87, 2001. Citado na página 80.

WHITE, A. A transformer manufacturer's perspective of condition monitoring systems. In: *IEE Colloquium on HV Measurement, Condition Monitoring and Associated Database Handling Strategies*. [S.l.]: IET, 1998. v. 1998, p. 4–4. ISBN VO -. ISSN 09633308. Citado na página 2.

Working Group A2.27. Recommendations for condition monitoring and condition assessment facilities for transformers. *Electra*, n. 237, p. 48–57, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 5, 54 e 102.

XU, B.; LI, J.; SI, W.; LI, Y. Simulating propagation characteristic of uhf signal for pd monitoring in transformers by fdtd technique. In: IEEE. *Power and Energy Engineering Conference, 2009. APPEEC 2009. Asia-Pacific*. [S.l.], 2009. p. 1–4. Citado na página 58.

YANG, F.; PENG, C.; YANG, Q.; LUO, H.; ULLAH, I.; YANG, Y. An uwb printed antenna for partial discharge uhf detection in high voltage switchgears. *Progress In Electromagnetics Research*, EMW Publishing, v. 69, p. 105–114, 2016. Citado na página 6.

YANG, L.; JUDD, M. Propagation characteristics of uhf signals in transformers for locating partial discharge sources. In: *13th International Symposium on High Voltage Engineering*. [S.l.: s.n.], 2003. Citado 7 vezes nas páginas 6, 28, 33, 50, 59, 64 e 77.

YAO, C.; CHEN, P.; HUANG, C.; CHEN, Y.; QIAO, P. Study on the application of an ultra-high-frequency fractal antenna to partial discharge detection in switchgears. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 13, n. 12, p. 17362–17378, 2013. Citado na página 6.

YUAN, Y.; LI, C.; ZHENG, Z.; LIU, S.; MA, J. Lab investigation of pd development in transformer winding. In: IEEE. *Electrical Insulation (ISEI), Conference Record of the 2010 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2010. p. 1–4. Citado na página 14.

YUEN, D. C. M.; CHAN, S. H. Uhf partial discharge monitoring of 400 kv gis at castle peak substation. In: IET. *International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management*. [S.l.], 1991. p. 415–419. Citado na página 43.

ZACHARIADES, C.; SHUTTLEWORTH, R.; GIUSSANI, R.; LOH, T. H. A wideband spiral uhf coupler with tuning nodules for partial discharge detection. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, 2018. Citado na página 6.

ZANJANI, M.; AKBARI, A.; SHIRDEL, N.; GOCKENBACH, E.; BORSI, H. *et al.* Investigating partial discharge uhf electromagnetic waves propagation in transformers using ftdt technique and 3d simulation. In: IEEE. *Condition Monitoring and Diagnosis (CMD), 2012 International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 497–500. Citado na página 58.

ZHANG, X.; CHENG, Z.; GUI, Y. Design of a new built-in uhf multi-frequency antenna sensor for partial discharge detection in high-voltage switchgears. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 16, n. 8, p. 1170, 2016. Citado na página 6.

ZHANG, Y.; GLOVER, I. Design of an ultrawideband vhf/uhf antenna for partial discharge detection. In: IEEE. *Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), 2014 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 487–490. Citado na página 6.

ZHANG, Y.; LAZARIDIS, P.; ABD-ALHAMEED, R.; GLOVER, I. A compact wideband printed antenna for free-space radiometric detection of partial discharge. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, The Scientific and Technological Research Council of Turkey, v. 25, n. 2, p. 1291–1299, 2017. Citado na página 6.

ZHANG, Y.; UPTON, D.; JABER, A.; AHMED, H.; SAEED, B.; MATHER, P.; LAZARIDIS, P.; MOPTY, A.; TACHTATZIS, C.; ATKINSON, R.; JUDD, M.; VIEIRA, M. D. F. Q.; GLOVER, I. Radiometric Wireless Sensor Network Monitoring of Partial Discharge Sources in Electrical Substations. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, Hindawi Publishing Corporation, v. 2015, p. 1–9, 2015. ISSN 1550-1329. Disponível em: <<http://www.hindawi.com/journals/ijdsn/2015/438302/>>. Citado na página 102.

ZHAO, X.; CHENG, Y.; MENG, Y.; WU, K.; NIU, Y. The propagation characteristics of uhf partial discharge in power transformers with complex winding structure. In: IEEE. *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), 2012 Annual Report Conference on*. [S.l.], 2012. p. 60–63. Citado na página 58.

ZHENG, S.; LI, C.; TANG, Z.; CHANG, W.; HE, M. Location of PDs inside transformer windings using UHF methods. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 21, n. 1, p. 386–393, feb 2014. ISSN 1070-9878. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6740763/>>. Citado 4 vezes nas páginas 58, 60, 61 e 81.