



Universidade Federal de Campina Grande – UFCG
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Desenvolvimento de Antenas de Microfita para Detecção de Descargas Parciais

George Victor Rocha Xavier

Campina Grande-PB, Brasil

Julho de 2018

George Victor Rocha Xavier

Desenvolvimento de Antenas de Microfita para Detecção de Descargas Parciais

Dissertação apresentada a Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande – PPgEE

Orientador:

Prof. Edson Guedes da Costa, D. Sc.

Prof. Alexandre Jean René Serres, D. Sc.

Campina Grande-PB, Brasil

Julho de 2018

X3d

Xavier, George Victor Rocha.

Desenvolvimento de antenas de microfita para detecção de descargas parciais / George Victor Rocha Xavier. - Campina Grande, 2018.

110 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2018.

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

Referências.

1. Descargas Parciais. 2. Antena de Microfita Circular. 3. Transformadores de Potência. 4. Método UHF. I. Costa, Edson Guedes da. II. Serres, Alexandre Jean René. III. Título.

CDU 621.314(043)

**" DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS DE MICROFITA PARA DETECÇÃO DE
DESCARGAS PARCIAIS"**

GEORGE VICTOR ROCHA XAVIER

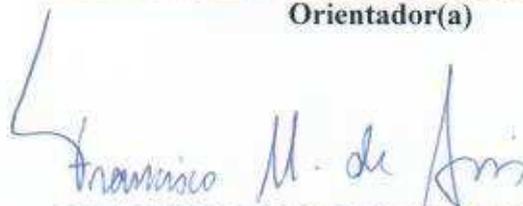
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 30/07/2018



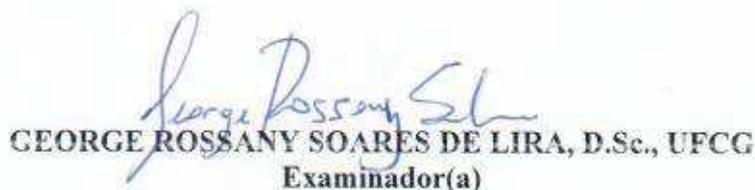
EDSON GUEDES DA COSTA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)



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



FRANCISCO MARCOS DE ASSIS, Dr., UFCG
Examinador(a)



GEORGE ROSSANY SOARES DE LIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)

TARSO VILELA FERREIRA, D.Sc., UFS
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Agradecimentos

Agradeço, primeiramente, a Deus pela proteção, saúde e determinação para seguir em frente em minha jornada acadêmica.

Ao meu pai Jorge Fontes Xavier, à minha mãe Adeluzia Rocha Santos Xavier e às minhas irmãs Anne Caroline Rocha Xavier e Georgia Monique Rocha Xavier pelo carinho, amor, apoio emocional e financeiro. Aos meus cunhados Eric Gouveia e Flávio Campos, e ao meu sobrinho Jorge Gabriel. A todos os familiares, avó, tios, tias, primos e primas que se fizeram presente sempre, pelo apoio e por torcerem por mim nesta caminhada mesmo estando longe de casa.

Aos meus orientadores, professores Edson Guedes da Costa e Alexandre Jean René Serres pelas orientações, pela confiança, receptividade e dedicação para comigo.

Ao professor Washington Luís de Araújo Neves pelo apoio concedido no início do mestrado e pelos ensinamentos fornecidos durante suas aulas e período de estágio docência.

Aos colegas do Laboratório de Alta Tensão da Universidade Federal de Campina Grande que se tornaram queridos amigos e proporcionaram, além do apoio e momentos de descontração, várias contribuições para realização deste trabalho: Herbet Filipe, Raphael Borges, Ramon Dias, Adriano Oliveira, Luiz Augusto Nóbrega, Helem Monyelle, Filipe Andrade, Arthur Francisco, Bruno Dias, Marconni Gonçalves, João Marcelo, Kal-El Basílio Brito, Regeli Suassuna, Marcus Tullius, Pedro Venske, Lidja Alves, Antônio Neto, Lenilson Barbosa e Larissa Diniz. Aos grandes amigos que fiz fora do laboratório, Hugerles Sales e Rodrigo Almeida.

Aos companheiros de apartamento Luiz Henrique Ramalho e Sérgio Oliveira, pela paciência, amizade, risadas e apoio dado durante esses dois anos de convivência.

E aos amigos da Universidade Federal de Sergipe, pela torcida, conversas e companheirismo dedicados desde à época da nossa graduação: José Jorge de Oliveira Neto, Carlos Gabriel Andrade, João Paulo Cruz, Diego Oliveira Cardoso, Augusto César, Jonathan Nunes, Ulisses Silvano, Gustavo Teles, Mikaelle Lucindo, Tone Ramos, Vitor Hugo, Rodrigo Santos, Yago Coutinho, Luís Augusto e Aristóteles Lopes.

Por fim, agradeço ao CNPq, Capes e Copele, pelo provimento da bolsa de estudos no âmbito do mestrado.

*“Sonhe como se fosse viver para
sempre, viva como se fosse
morrer amanhã”*

James Dean

Resumo

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de uma antena de microfita circular para a detecção de descargas parciais em transformadores de potência. Para este propósito, foram aplicadas técnicas de otimização de largura de banda do tipo plano com fenda e plano de terra truncado. Ademais, com o objetivo de atingir uma estrutura otimizada em desempenho e dimensão, foram realizadas simulações computacionais para diversas combinações dos parâmetros dimensionais das antenas estudadas. Para verificar se a antena desenvolvida atendia aos pré-requisitos (largura de banda e ganho) para a aplicação prática na detecção das descargas parciais, a antena otimizada foi confeccionada e submetida a testes preliminares na câmara anecóica disponibilizada pelo Laboratório de Metrologia da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), na Paraíba. Por fim, a sensibilidade de detecção da antena foi verificada a partir de testes comparativos com o método convencional IEC 60270 estabelecido para a medição de descargas parciais. Para tanto, a antena e o método IEC 60270 foram aplicados simultaneamente em um arranjo gerador de descargas parciais, composto por uma célula de óleo com eletrodos com configuração do tipo ponta-plano e plano-plano, montado no Laboratório de Alta Tensão da UFCG. A antena desenvolvida apresentou bons resultados de sensibilidade na detecção de descargas parciais, detectando valores de carga aparente de até 30 pC e apresentando ganho médio superior a 2 dB para a faixa de operação atingida. Os resultados obtidos a partir deste trabalho atestaram a potencialidade da antena desenvolvida, podendo ser utilizada como tecnologia de base para o desenvolvimento de um sensor UHF para a detecção de descargas parciais em transformadores de potência.

Palavras-chave: Descargas parciais, antena de microfita circular, transformadores de potência, método UHF.

Abstract

This work presents the development of a circular microstrip antenna for the detection of partial discharges in power transformers. For this purpose, the truncated ground plane and slotted plane bandwidth enhancement techniques were used. In addition, aiming the achievement of an optimized structure in performance and size, computational simulations with several combinations of the studied antennas dimensional parameters were performed. In order to verify if the developed antenna reach the prerequisites (bandwidth and gain) for the practical application in the detection of partial discharges, the optimized antenna was built and subjected to preliminary tests in the anechoic chamber available on the Laboratory of Metrology of the Federal University of Campina Grande (UFCG), in Paraíba. Lastly, the antenna sensitivity of detection was verified by means of comparative tests with the standard IEC 60270 method established for the measurement of partial discharges. For this purpose, the antenna and the IEC 60270 method were applied simultaneously in a partial discharge generator arrangement, composed by an oil cell with tip-plane and plane-plane electrodes configurations, mounted in the High Voltage Laboratory of UFCG. The developed antenna presented good sensitivity results in the detection of partial discharges, detecting apparent charge values higher than 30 pC and presenting an average gain greater than 2 dB for the range of operation reached. The results obtained from this work attested the developed antenna potential, and can be used as base technology for the development of an UHF sensor for the detection of partial discharges in power transformers.

Keywords: Partial discharges, circular microstrip antenna, power transformers, UHF method.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Fenômenos associados à ocorrência de descargas parciais e seus respectivos métodos de medição.	2
Figura 2.1 – Modelo representativo para o fenômeno das descargas parciais.	8
Figura 2.2 – Circuito elétrico equivalente para o modelo de descargas parciais.	8
Figura 2.3 – Gráfico representativo do processo de descargas parciais em um dielétrico.	9
Figura 2.4 – Esquemático do arranjo de medição proposto pela IEC60270 (2000).	9
Figura 2.5 – Campos de uma antena.	12
Figura 2.6 – Padrões de radiação em escala linear e logarítmica, respectivamente.	13
Figura 2.7 – Lóbulos de um padrão de radiação.	13
Figura 2.8 – Representação da HPBW e FNBW.	14
Figura 2.9 – Esquemático representativo para a medição de ganho.	18
Figura 2.10–Esquemático representativo para a medição de ganho proposto por Friis.	19
Figura 2.11–Estrutura de uma antena de microfitas.	20
Figura 2.12–Diferentes formatos de elementos irradiadores utilizados antenas microstrip: a) Quadrangular, b) Retangular, c) Triangular, d) Dipolar, e) Circular.	21
Figura 2.13–Alimentação do tipo linha de microfitas.	21
Figura 2.14–Representação da linha de alimentação penetrando no elemento irradiador.	22
Figura 2.15–Técnicas de otimização por meio de modificações no plano de terra: a) Fendas no plano, b) Plano truncado.	23
Figura 2.16–Discretização de uma antena de microfitas em elementos finitos.	25
Figura 2.17–Forma geral de um gráfico de radar.	26
Figura 3.1 – Esquemático da janela dielétrica utilizada por Judd et al. (2001).	28
Figura 3.2 – Transformador de 18 MVA utilizado por Judd, Yang e Hunter (2005) e o respectivo esquemático de distribuição dos sensores no topo do tanque.	29
Figura 3.3 – Sensor espiral desenvolvido por Agoris et al. (2006).	30
Figura 3.4 – Esquemático da antena retangular utilizada por Ju et al. (2007).	30
Figura 3.5 – a) Sensor cônico desenvolvido, b) Mecanismo de inserção do sensor, c) Transformador de 1500 MVA monitorado por Roldan, Tang e Gaskin (2008).	31
Figura 3.6 – Antenas avaliadas por Sinaga, Phung e Blackburn (2009): a) <i>Straight wire</i> , b) Cônica, c) Gravata borboleta, d) Espiral, e) Log-espiral	31
Figura 3.7 – a) Antena dipolo desenvolvida por Chen et al. (2011), b) Comparativo entre os sinais detectados pelo arranjo antena-amplificador e o sensor comercial utilizado.	32

Figura 3.8 – a) Antena de microfita desenvolvida por Jung et al. (2012), b) Fonte de descargas parciais, c) Tanque para emulação do transformador.	33
Figura 3.9 – Antena Hilbert fractal desenvolvida por Li et al. (2013), parte frontal e posterior, respectivamente.	33
Figura 3.10–Antena PCSA simulada por Claros, Custovic e Elton (2015).	34
Figura 3.11–Antena de microfita otimizada desenvolvida por Luo et al. (2016).	35
Figura 3.12–Antenas fractais do tipo Hilbert e Moore desenvolvidas por Yongqianq, Zhuang e Jianfang (2017), respectivamente.	36
Figura 3.13–Sensor de disco otimizado por Ishak et al. (2017): a) Simulação, b) protótipo construído.	37
Figura 4.1 – Antena circular alimentada por linha de microfita modelada no HFSS: a) Vista frontal, b) Visão geral do ambiente simulado.	41
Figura 4.2 – Modelo inicial simulado no HFSS da antena de microfita circular otimizada por fenda no plano de terra.	42
Figura 4.3 – Modelo inicial simulado no HFSS da antena de microfita circular otimizada por plano de terra truncado.	43
Figura 4.4 – Visão aproximada da fenda inserida no plano de terra truncado do modelo apresentado na Figura 4.3.	43
Figura 4.5 – Analisador de rede utilizado.	44
Figura 4.6 – Antena de referência utilizada.	45
Figura 4.7 – Arranjo inicial aplicado com as antenas de referência.	45
Figura 4.8 – Analisador de rede utilizado para estimar a potência transmitida/recebida pelas antenas.	46
Figura 4.9 – Esquemático do arranjo de medição proposto.	47
Figura 4.10–Eletrodos utilizados do tipo ponta–plano.	49
Figura 4.11–Eletrodos utilizados do tipo plano–plano.	49
Figura 5.1 – Resposta em S_{11} para antena circular alimentada por linha de microfita.	51
Figura 5.2 – Parâmetros complementares para o desempenho da antena alimentada por linha microstrip: a) Padrão de irradiação; b) Ganho.	52
Figura 5.3 – Resposta inicial em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra com fenda.	52
Figura 5.4 – Impacto da variação do raio da fenda nas perdas de retorno da antena.	53
Figura 5.5 – Impacto da variação da distância s nas perdas de retorno da antena.	53
Figura 5.6 – Impacto da variação do raio do elemento irradiador nas perdas de retorno da antena.	54
Figura 5.7 – Influência do comprimento do plano de terra nas perdas de retorno da antena.	54
Figura 5.8 – Influência da largura do plano de terra nas perdas de retorno da antena.	55

Figura 5.9 – Resposta final em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra com fenda.	56
Figura 5.10–Padrão de irradiação para a antena otimizada por plano de terra com fenda: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.	56
Figura 5.11–Ganho da antena otimizada por plano de terra com fenda: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.	56
Figura 5.12–Resposta inicial em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra truncado.	57
Figura 5.13–Impacto da variação da largura do plano de terra nas perdas de retorno da antena.	58
Figura 5.14–Impacto da variação da altura do plano de terra na perda de retorno da antena.	58
Figura 5.15–Impacto da variação do raio do elemento irradiador na perda de retorno da antena.	59
Figura 5.16–Impacto da variação do comprimento da fenda nas perdas de retorno da antena.	59
Figura 5.17–Impacto da variação da largura da fenda nas perdas de retorno da antena.	60
Figura 5.18–Resposta final em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra truncado.	61
Figura 5.19–Padrão de irradiação para a antena otimizada por plano de terra truncado: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.	61
Figura 5.20–Ganho da antena otimizada por plano de terra truncado: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.	61
Figura 5.21–Análise comparativa por meio de gráfico de radar entre as estruturas simuladas para a frequência de 900 MHz.	63
Figura 5.22–Análise comparativa por meio de gráfico de radar entre as antenas otimizadas: a) 350 MHz; b) 1400 MHz.	64
Figura 5.23–Ganho das antenas otimizadas sobre a faixa de frequências de interesse.	64
Figura 5.24–Antena confeccionada: a) Vista frontal, b) Vista posterior.	65
Figura 5.25–Comparativo entre a perda de retorno medida e simulada.	65
Figura 5.26–Antena confeccionada aplicada no arranjo de medição de ganho.	66
Figura 5.27–Valores de ganho medidos ao longo da frequência de interesse.	67
Figura 5.28–Arranjo de medição de descargas parciais com antena confeccionada aplicada.	68
Figura 5.29–Curva de calibração para a célula de óleo com eletrodos do tipo ponta–plano.	69
Figura 5.30–Início da atividade de descargas parciais (18,2 kV) detectado simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000).	69

Figura 5.31–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 27,3 kV detectada simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000).	70
Figura 5.32–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 33,3 kV detectada simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000).	70
Figura 5.33–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 33,3 kV com a antena posicionada a 50 cm do objeto de teste.	72
Figura 5.34–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 33,3 kV com a antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste.	73
Figura 5.35–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 41,83 kV com a antena posicionada a 50 cm do objeto de teste com eletrodos plano–plano.	75
Figura 5.36–Pulso detectado no instante de 3 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	76
Figura 5.37–Pulso detectado no instante de 13,1 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	77
Figura 5.38–Pulso detectado no instante de 19,5 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	77
Figura 5.39–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 41,83 kV com a antena posicionada a 1 m do objeto de teste com eletrodos plano–plano.	78
Figura 5.40–Pulso detectado no instante de 0,2 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	79
Figura 5.41–Pulso detectado no instante de 10,8 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	79
Figura 5.42–Pulso detectado no instante de 18,7 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	80
Figura 5.43–Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 41,83 kV com a antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste com eletrodos plano–plano.	81
Figura 5.44–Pulso detectado no instante de 18,4 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.	82
Figura 5.45–Resposta em frequência dos pulsos de descargas parciais gerados para eletrodos com configuração plano–plano.	82
Figura 5.46–Resposta em frequência dos pulsos de descargas parciais gerados para eletrodos com configuração plano–plano submetidos a tensão aplicada de 55,2 kV.	83
Figura 5.47–Exemplos de resposta em frequência dos pulsos de descargas parciais obtidos para eletrodos com configuração plano–plano.	84

Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Resumo das contribuições das pesquisas citadas durante o capítulo. . .	38
Tabela 5.1 – Parâmetros de desempenho extraídos para a frequência de 900 MHz. . .	62
Tabela 5.2 – Parâmetros de desempenho extraídos para a frequência de 350 MHz. . .	62
Tabela 5.3 – Parâmetros de desempenho extraídos para a frequência de 1400 MHz. . .	63
Tabela 5.4 – Dados de calibração para a célula de óleo com eletrodos do tipo ponta–plano.	68
Tabela 5.5 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados pela antena e pelo método convencional IEC60270 (2000) para a tensão aplicada de 33,3 kV.	71
Tabela 5.6 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 33,3 kV e com antena posicionada a 50 cm do objeto de teste.	73
Tabela 5.7 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 33,3 kV e com antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste.	74
Tabela 5.8 – Dados de calibração para a célula de óleo com eletrodos do tipo plano–plano.	75
Tabela 5.9 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 41,83 kV e com antena posicionada a 50 cm do objeto de teste com eletrodos plano–plano.	76
Tabela 5.10–Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 41,83 kV e com antena posicionada a 1 m do objeto de teste com eletrodos plano–plano.	78

Lista de abreviaturas e siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ASA	<i>Archimedian Spiral Antenna</i>
CIGRÉ	Conselho Internacional dos Grandes Pesquisadores em Engenharia Elétrica (do francês: <i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i>)
DGA	Análise de Gases Dissolvidos (do inglês: <i>Dissolved Gases Analysis</i>)
ESA	<i>Equiangular Spiral Antenna</i>
FDTD	Diferença Finita no Domínio do Tempo (do inglês: <i>Finite Difference Time Domain</i>)
FEM	Método dos Elementos Finitos (do inglês: <i>Finite Element Method</i>)
FIT	Técnica de Integração Finita (do inglês: <i>Finite Integrative Technique</i>)
FNBW	Largura de Feixe de Primeiro Nulo (do inglês: <i>First Null Beamwidth</i>)
FR4	Fibra de Vidro
GIS	Subestação Isolada a Gás (do inglês: <i>Gas Insulated Substation</i>)
GTEM	<i>GigaHertz Transverse Electromagnetic</i>
HFCT	Transformador de Corrente de Alta Frequência (do inglês: <i>High Frequency Current Transformer</i>)
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
HPBW	Largura de Feixe de Meia Potência (do inglês: <i>Half Power Beamwidth</i>)
IEC	Comissão Eletrotécnica Internacional (do inglês: <i>International Electrotechnical Commission</i>)
LABMET	Laboratório de Metrologia
NBR	Norma Brasileira
PCB	Placa de Circuito Impresso
PCSA	<i>Planar Complex Spiral Antenna</i>

S_{11}	Coefficiente de Reflexão
UFMG	Universidade Federal de Campina Grande
UHF	Ultra Alta Frequência (do inglês: <i>Ultra High Frequency</i>)
UWB	Ultra Banda Larga (do inglês: <i>Ultra Wide Band</i>)
VSWR	Taxa de Tensão de Onda Estacionária (do inglês: <i>Voltage Standing Wave Ratio</i>)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Motivação	2
1.3	Objetivos	4
1.4	Estrutura do Texto	5
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	7
2.1	Descargas Parciais	7
2.1.1	Método de Medição IEC60270	9
2.2	Principais Parâmetros Avaliados no Estudo de Antenas	11
2.2.1	Campos de uma antena	11
2.2.2	Padrão de irradiação	12
2.2.3	Densidade de potência irradiada	14
2.2.4	Intensidade de irradiação	15
2.2.5	Diretividade	15
2.2.6	Casamento de impedância	16
2.2.6.1	VSWR	16
2.2.6.2	Perdas de retorno	17
2.2.7	Ganho	17
2.2.8	Largura de banda	19
2.3	Antenas de Microfita	20
2.3.1	Estrutura	20
2.3.2	Técnicas de Alimentação	21
2.3.3	Antena de Microfita Circular	22
2.3.4	Técnicas de Otimização de Largura de Banda	23
2.4	Método dos Elementos Finitos	24
2.5	Gráficos de Radar	25
3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	27
3.1	Evolução do Método UHF	27
3.2	Estudo de Sensores UHF em Transformadores de Potência	29
3.3	Quadro Sinóptico da Revisão Bibliográfica	37
4	PROCEDIMENTOS COMPUTACIONAIS E PRÁTICOS	39
4.1	Construção do Ambiente de Simulação	39
4.2	Projeto das Antenas de Microfita	40

4.2.1	Antena circular alimentada por linha de microfita	40
4.2.2	Antena circular com aplicação de fenda no plano de terra	41
4.2.3	Antena circular com aplicação do plano de terra truncado	42
4.3	Confecção da Antena e Testes Preliminares	44
4.4	Arranjo e Testes Laboratoriais para a Detecção de Descargas Parciais 46	46
5	RESULTADOS E ANÁLISES	51
5.1	Análise de Desempenho das Estruturas Simuladas	51
5.1.1	Antena Circular Alimentada por Linha de Microfita	51
5.1.2	Aplicação do Plano de Terra com Fenda	52
5.1.3	Aplicação do Plano de Terra Truncado	57
5.2	Análise Comparativa entre as Antenas Simuladas	62
5.3	Testes Preliminares	65
5.4	Testes Laboratoriais de Detecção de Descargas Parciais	67
5.4.1	Testes com Eletrodos Ponta–Plano	68
5.4.2	Testes com Eletrodos Plano–Plano	75
5.4.3	Análise na Frequência	82
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS, CONCLUSÕES E TRABALHOS FU- TUROS	85
6.1	Considerações Finais	85
6.2	Conclusões	87
6.3	Trabalhos Futuros	88
6.4	Publicações	89
	Referências	91

1 Introdução

1.1 Contextualização

Transformadores de potência são equipamentos caros e essenciais para o sistema elétrico de potência. Dentre suas funções, pode-se citar regulação, elevação, abaixamento de tensão, suprimento de cargas e a filtragem de componentes de sequência zero no sistema.

A operação contínua do transformador e os ciclos de carga do sistema elétrico submetem o equipamento a intensos esforços elétricos, mecânicos e térmicos que podem levar a degradação de seus enrolamentos e conexões, bem como ao envelhecimento acelerado do óleo e papel isolantes. Estes desgastes são capazes de ocasionar futuras falhas no transformador, como, curto-circuitos e rupturas dielétricas dos materiais, conduzindo a gastos exorbitantes com manutenção e multas regulatórias dos órgãos fiscalizadores de qualidade da energia.

No último relatório elaborado pela Associação Internacional das Seguradoras de Engenharia é reportado que os gastos, por parte das concessionárias, resultantes da interrupção do fornecimento de energia devido a falhas em transformadores podem atingir valores de até 86 milhões de dólares (BARTLEY, 2003). Segundo pesquisa realizada pela força tarefa A2.37 do CIGRÉ (2011), com base nos dados coletados de 799 casos de falhas ocorridas em transformadores de subestações com tensões superiores a 69 kV, durante o período de 1996 a 2010, cerca de 38,3% das falhas em transformadores de potência são de origem dielétrica, representando o maior índice dentre os tipos de falhas em transformadores. Portanto, o monitoramento das condições internas e externas de um transformador de potência se torna uma ferramenta indispensável para as concessionárias de energia.

O monitoramento desses transformadores pode ser realizado pela análise contínua ou programada de diferentes parâmetros que indicam as condições de operação do equipamento, tais como, temperatura, atividade de corona, vibração, ocorrência de descargas internas e outros. Porém, o monitoramento de defeitos internos não é simples, sendo dificultado, principalmente, pela blindagem fornecida pelo tanque metálico do transformador, o que impede a obtenção de informações a respeito das condições internas do equipamento de modo prático e minimamente invasivo.

Por muitos anos, o monitoramento das condições internas do transformador foi realizado a partir da análise de gases dissolvidos (DGA - do inglês: *Dissolved Gases Analysis*) no óleo do equipamento. Apesar de fornecer informações a respeito da existência de defeitos internos no transformador, o método DGA ainda não possibilita informações precisas

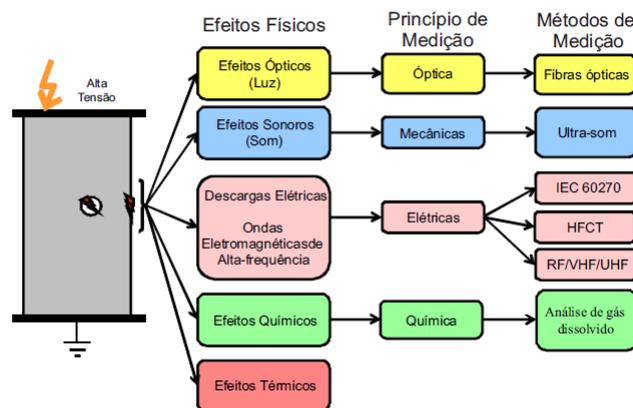
a respeito da localização e intensidade do defeito, permitindo somente sua classificação. A falta de informações mais completas a respeito da falha, fornecidas pelo método DGA, pode resultar em falsos positivos ou em pausas programadas excessivas para a realização de manutenções no transformador.

Como alternativa à DGA, existem métodos de monitoramento baseados na ocorrência de descargas parciais que são capazes de fornecer informações mais completas a respeito do defeito, tais como, intensidade, localização e classificação. A caracterização completa do defeito possibilita maior qualidade no monitoramento do equipamento, diminuindo as chances de ocorrência de falhas e viabilizando o acionamento de equipes de manutenção de modo mais eficiente e menos frequente.

1.2 Motivação

Descargas parciais são descargas de baixa intensidade localizadas em áreas do isolamento com campo elétrico intenso, resultando na degradação do isolamento e na intensificação do campo elétrico de modo gradativo até que uma ruptura completa ocorra. Logo, o mecanismo de monitoramento contínuo por meio de descargas parciais é capaz de fornecer com antecedência o desenvolvimento de futuras falhas dielétricas no equipamento. Para isto, são avaliados fenômenos associados a formação destas descargas que podem ser resumidos pelo diagrama apresentado na Figura 1.1:

Figura 1.1 – Fenômenos associados à ocorrência de descargas parciais e seus respectivos métodos de medição.



Fonte: Macêdo (2014).

Dentre os métodos ilustrados na Figura 1.1, o método elétrico se destaca como uma ferramenta poderosa na detecção de descargas parciais, apresentando normas internacionais específicas, como a IEC60270 (2000), que estabelecem procedimentos experimentais a respeito da realização de medições de descargas parciais em equipamentos de alta tensão. Porém, o método padrão da IEC60270 (2000) define o uso de capacitores de acoplamento

conectados em paralelo ao equipamento a ser monitorado, tornando complexa a utilização do método em campo. A complexidade atingida pelo método se dá principalmente às dimensões físicas que os capacitores podem assumir diante de altos níveis de tensão ao qual o equipamento monitorado pode ser submetido, o que torna o método altamente invasivo para aplicações em transformadores de potência ou outros equipamentos de alta tensão. Devido aos fatores citados, o método definido pela [IEC60270 \(2000\)](#) não é aplicado em larga escala para o monitoramento em campo de equipamentos de alta tensão, possuindo aplicação restrita majoritariamente a ensaios laboratoriais.

Para superar as restrições apresentadas para aplicação em campo do método definido pela [IEC60270 \(2000\)](#), pesquisadores buscaram alternativas para medição de descargas parciais por métodos elétricos. O objetivo das buscas é encontrar formas de medição que mantenham elevada sensibilidade de detecção, porém, de modo menos invasivo e que proporcione monitoramento contínuo dos equipamentos em campo. Uma das alternativas encontrada é o uso de sensores de ultra alta frequência (UHF - do inglês: *Ultra High Frequency*).

A aplicação do método UHF em equipamentos de alta tensão, como subestações isoladas a gás (GIS - do inglês: *Gas Insulated Substation*) e transformadores de potência, tem se mostrado bastante eficiente na detecção, classificação e localização de defeitos internos a estes equipamentos. O método UHF consiste no uso de sensores, ou antenas, que detectam as ondas eletromagnéticas emitidas pelos pulsos de corrente originados pelas descargas parciais. Estas ondas eletromagnéticas se encontram no espectro de frequência UHF, correspondente à faixa de 300 MHz a 3 GHz.

Uma das principais vantagens oferecidas por esse método é a eliminação de uma conexão elétrica direta com o objeto de teste, visto que a detecção se dá pela captura das ondas eletromagnéticas irradiadas pelas descargas. Logo, o método UHF é caracterizado como uma técnica não invasiva e robusta a ruídos ou interferências provenientes da rede. Além disso, a faixa de operação UHF isola o sistema de detecção de interferências comuns em subestações, tais como o chaveamento em equipamentos de eletrônica de potência e descargas corona, visto que os sinais gerados por estas descargas possuem componentes significativas de energia até frequências compreendidas entre 200 e 300 MHz (([JU et al., 2007](#))). Ademais, esse tipo de sensor possui tamanho e custo reduzidos em relação ao método estabelecido pela [IEC60270 \(2000\)](#), facilitando o uso de vários sensores direcionados ou distribuídos no tanque do transformador, de modo que se obtenha redundância de medições ou ainda a possibilidade de localização de defeitos por meio de algoritmos de triangulação.

Em geral, a alocação das antenas UHF em transformadores de potência é realizada de dois modos: por meio de janelas dielétricas ou via válvula de dreno de óleo. Porém, devido à necessidade de três ou mais antenas para a localização de defeitos, o uso de

janelas dielétricas é o mais comum no monitoramento contínuo de transformadores. As janelas dielétricas utilizadas consistem em aberturas preenchidas por material dielétrico no tanque do transformador, permitindo a passagem das ondas eletromagnéticas que serão detectadas pelas antenas acopladas a elas.

As antenas aplicadas às janelas dielétricas podem apresentar diferentes estruturas, tais como monopolar, dipolo, de abertura, microfita e outras. Dentre estas antenas, as de microfita se destacam devido ao baixo custo e facilidade de instalação tanto em superfícies planas quanto não planas. Além disso, a antena de microfita pode ser confeccionada em formas compactas, resultando em janelas dielétricas com menores dimensões e, conseqüentemente, menores impactos estruturais no tanque do transformador. No entanto, as antenas de microfita possuem largura de banda estreita, tornando necessário o uso de técnicas de otimização para aplicações em banda larga.

Pelo exposto, propõe-se o estudo da aplicabilidade de uma antena de microfita circular na detecção de descargas parciais em transformadores de potência, de modo que a antena projetada atenda a faixa de frequência de ocorrência de descargas e mantenha boas características de sensibilidade de detecção. Para tanto, são investigadas técnicas de otimização de largura de banda e de redução dimensional, visando provocar o menor impacto estrutural possível no tanque do transformador.

1.3 Objetivos

O objetivo geral deste trabalho é projetar, otimizar e confeccionar uma antena de microfita que opere na faixa de frequência necessária para a detecção de descargas parciais em transformadores de potência (300 MHz - 1.5 GHz), utilizando para isso, simulações computacionais e técnicas de otimização de largura de banda e de redução dimensional.

Como objetivos específicos desta pesquisa, pode-se citar:

- Investigar o uso das técnicas de otimização de largura de banda do tipo plano de terra com fenda e plano truncado, utilizando as perdas de retorno como parâmetro de análise;
- Analisar a influência de parâmetros dimensionais da antena, como, raio de elemento irradiador, comprimento e largura de plano de terra e outros, na otimização da largura de banda da antena;
- Otimizar as estruturas de modo que as antenas projetadas apresentem facilidade de confecção e menor dimensão estrutural possíveis;
- Avaliar as condições de desempenho da antena, tais como, ganho, diretividade e padrão de irradiação, antes e após a aplicação das técnicas de otimização;

- Projetar e construir a antena com os melhores resultados simulados e realizar comparativos com os valores práticos obtidos;
- Realizar, a partir da antena desenvolvida, medições laboratoriais de descargas parciais em uma célula de óleo;
- Verificar a sensibilidade de detecção da antena desenvolvida por meio de comparativos com o método de medição da [IEC60270 \(2000\)](#).

1.4 Estrutura do Texto

O trabalho está dividido em seis capítulos. No capítulo 2 é apresentada a fundamentação teórica a respeito de descargas parciais, principais parâmetros avaliados no estudo de antenas, bem como a antena objeto de estudo neste trabalho, a antena de microfita.

Em seguida, no capítulo 3 é apresentada a revisão bibliográfica realizada a respeito do método de detecção UHF em transformadores de potência, focando, principalmente, nos trabalhos relacionados ao uso de antenas de microfita.

No capítulo 4 são descritos os procedimentos computacionais e práticos aplicados para atingir os objetivos definidos, enfatizando os detalhes acerca dos parâmetros e materiais para o projeto, otimização, construção e testes das antenas. Além disso, o arranjo experimental aplicado para o teste de sensibilidade da antena desenvolvida na detecção de descargas parciais também é detalhado.

Posteriormente, no capítulo 5, os resultados obtidos são apresentados, bem como as devidas análises e discussões.

Por fim, no capítulo 6 são apresentadas as conclusões e propostas de trabalhos futuros que foram extraídas a partir dos resultados obtidos no trabalho de dissertação desenvolvido.

2 Fundamentação Teórica

Neste capítulo é apresentada a fundamentação teórica necessária para auxiliar o leitor no entendimento do tema proposto e das análises realizadas. Deste modo, são fornecidas informações sobre descargas parciais e seu principal método de medição (IEC60270, 2000), os principais parâmetros avaliados no estudo de antenas, bem como a antena objeto de estudo da proposta de dissertação: a antena de microfita. Além disso, também é apresentada uma breve descrição a respeito das ferramentas aplicadas nas simulações e análises realizadas: o método dos elementos finitos e os gráficos de radar.

2.1 Descargas Parciais

As descargas parciais são descargas elétricas localizadas que curto-circuitam parcialmente determinadas regiões do material isolante do equipamento (IEC60270, 2000). As descargas são originadas devido à presença de campos elétricos intensos em regiões gasosas que possuam disponibilidade mínima momentânea de elétrons para iniciação do processo da avalanche eletrônica, tais como:

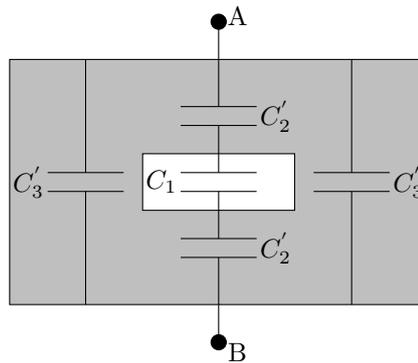
- Cavidades preenchidas por ar ou outras substâncias gasosas devido a falhas no processo de fabricação;
- Pontas ou outras geometrias que proporcionem não-uniformidades de campo;
- Áreas desgastadas por esforços mecânicos, envelhecimento do material, ou reações com o meio.

Considerando que existe a necessidade de elétrons livres e disponíveis, o fenômeno da descarga parcial pode ser caracterizado como um evento probabilístico, pois a disponibilidade de elétrons varia de acordo com o tempo, exigindo medições contínuas (Nóbrega, 2016). Além dos fatores citados, as condições locais de pressão, umidade e temperatura também possuem impacto na origem das descargas parciais.

Em termos de quantificação de cargas, as descargas parciais possuem pequena amplitude (pC), porém, sua ação contínua sobre os materiais isolantes orgânicos pode resultar em seu desgaste gradativo, podendo evoluir para uma ruptura completa do isolamento.

O fenômeno das descargas parciais pode ser modelado por meio de um material dielétrico no qual existe uma cavidade preenchida por um gás, geralmente o ar, conforme apresentado na Figura 2.1.

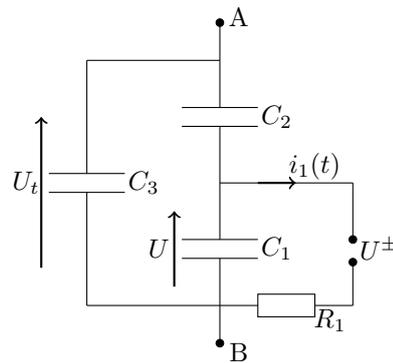
Figura 2.1 – Modelo representativo para o fenômeno das descargas parciais.



Fonte: Adaptado de [Costa e Neves \(1996\)](#).

Considerando a aplicação de uma tensão alternada $U_t(t)$ nos terminais A e B apresentados na Figura 2.1, o modelo de descargas parciais pode ser representado por meio do circuito equivalente mostrado na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Circuito elétrico equivalente para o modelo de descargas parciais.



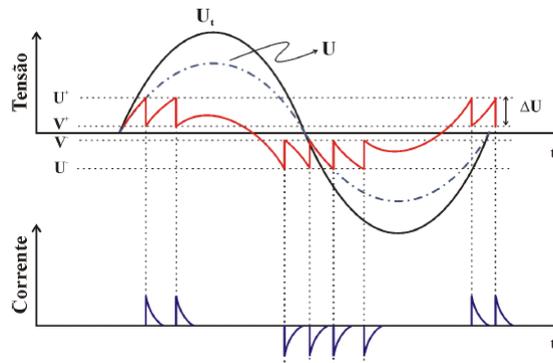
Fonte: Adaptado de [Costa e Neves \(1996\)](#).

Para o circuito equivalente apresentado na Figura 2.2, tem-se que a capacitância da cavidade é representada por C_1 , enquanto que a capacitância C_2 representa a parte do material que está em série com a cavidade. A capacitância do restante do material é representada por C_3 . Por fim, R_1 representa a resistência do arco elétrico da descarga.

A existência de uma cavidade gasosa com menor rigidez dielétrica no material isolante faz com que o meio dielétrico se rompa quando a tensão U na cavidade atingir o valor de U^+ , dando início a uma descarga. O processo se assemelha à aplicação de um degrau de tensão U^+ sobre o capacitor C_1 , em que, nota-se a formação de um pulso de corrente, $i_1(t)$, e a redução da tensão para um valor V^+ após a extinção da descarga. Se a cavidade permanecer sujeita a um crescimento de tensão, o valor de V^+ aumenta até que a ruptura ocorra novamente, reiniciando o processo, conforme visualizado na Figura 2.3.

Para o semiciclo negativo da onda, o procedimento descrito ocorre de modo análogo para os valores de U^- e V^- . O intervalo entre o início e a extinção da descarga é da ordem de nanossegundos, gerando pulsos de corrente de alta frequência nos terminais do isolamento (KREUGER, 1989).

Figura 2.3 – Gráfico representativo do processo de descargas parciais em um dielétrico.



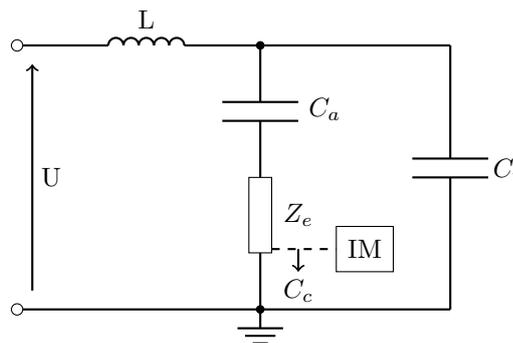
Fonte: Ferreira (2007).

Os pulsos de corrente provenientes das descargas podem ser quantificados por meio de diferentes métodos de medição, como, via sensores HFCT (do inglês - *High Frequency Current Transformer*) (NÓBREGA, 2016), sensores acústicos (LU; TAN; HU, 2002), análise de gases dissolvidos no óleo (SUN; OHODNICKI; STEWART, 2017), sensores óticos (METWALLY, 2004), IEC60270 (2000), e antenas UHF (HAMPTON; MEATS, 1988). Dentre os métodos citados, o método IEC60270 (2000) será descrito a seguir, devido a sua aplicação consolidada na detecção de descargas parciais em equipamentos de alta tensão.

2.1.1 Método de Medição IEC60270

O método IEC60270 (2000) consiste na conexão do equipamento sob monitoramento em paralelo com um ramo composto por um capacitor de acoplamento em série com uma impedância externa. O esquemático do arranjo de medição proposto pela norma é apresentado na Figura 2.4.

Figura 2.4 – Esquemático do arranjo de medição proposto pela IEC60270 (2000).



Fonte: Próprio autor.

No esquemático da Figura 2.4, tem-se que U representa a tensão alternada de entrada; C_t a capacitância do material isolante do equipamento sob monitoramento; L o indutor para filtragem de ruídos provenientes da rede; C_a o capacitor de acoplamento; Z_e a impedância externa para fins de medição; e por fim, C_c representa o cabo coaxial que conectará a impedância de medição ao instrumento de medição IM.

Durante a ocorrência de descargas parciais, a capacitância C_t pode ser substituída pelo circuito equivalente da Figura 2.2. Logo, o pulso de corrente $i_1(t)$, gerado no equipamento, é originado pela carga injetada resultante da soma das capacitâncias internas do material isolante e da capacitância de acoplamento conectada em paralelo, conforme apresentado em 2.1:

$$Q = (C_t + C_a)\Delta U, \quad (2.1)$$

em que, ΔU representa a queda de tensão provocada pela ocorrência das descargas parciais, visualizada na Figura 2.3.

As cargas de descargas parciais medidas pelo instrumento de medição serão correspondentes à contribuição de carga fornecida pelo capacitor de acoplamento. Logo, do ponto de vista da medição, a carga das descargas parciais medidas pode ser representada por:

$$Q_m = C_a\Delta U, \quad (2.2)$$

logo, a relação entre a carga medida Q_m e a carga real Q geradas pelas descargas é dada por:

$$\frac{Q_m}{Q} = \frac{C_a}{(C_t + C_a)}. \quad (2.3)$$

Portanto, a partir de 2.3, tem-se que, para a obtenção de medidas de carga mais próximas ao valor real, deve-se utilizar uma capacitância de acoplamento com valores superiores a capacitância do equipamento sob monitoramento, de modo que a relação apresentada em 2.3 se aproxime do valor unitário.

O arranjo proposto pela IEC60270 (2000) não possibilita a obtenção direta dos valores de carga das descargas, visto que os terminais da impedância externa Z_e fornecem somente os valores de tensão resultantes dos pulsos de corrente injetados. Logo, é necessário traçar uma curva de calibração que relacione os valores de tensão medidos com a carga injetada efetivamente no sistema pelo capacitor de acoplamento.

A IEC60270 (2000) determina que a calibração do sistema de medição pode ser realizada por meio da injeção de um pulso de carga conhecido aplicado paralelamente ao objeto de teste desenergizado. Após a aplicação do pulso, verifica-se a tensão medida nos terminais de Z_e . O processo é repetido para outros valores conhecidos de pulso de carga até que seja obtida uma curva que relacione valores de tensão medida e carga aplicada.

Por meio da curva de calibração resultante, é possível estimar os valores de carga gerados pelas descargas parciais a partir dos valores de tensão medidos por meio de Z_e .

A calibração do sistema de medição deve ser realizada toda vez que o equipamento monitorado é trocado, visto que cada equipamento possui materiais isolantes com diferentes capacitâncias características, resultando em uma curva de calibração específica para cada equipamento monitorado (BARTNIKAS; MCMAHON, 1979).

2.2 Principais Parâmetros Avaliados no Estudo de Antenas

Uma antena pode ser definida como uma estrutura que representa a transição entre uma onda viajante no espaço livre e um espaço guiado (linha de transmissão), ou vice-versa (KRAUS, 1988). Para avaliação do desempenho de uma antena, é necessária a compreensão de alguns parâmetros que são descritos nas subseções a seguir.

2.2.1 Campos de uma antena

Os campos eletromagnéticos capturados por uma antena são dependentes da distância à fonte. Portanto, de acordo com esta distância, os espaços ao redor da antena podem ser divididos em três regiões:

- **Região de campo próximo reativo:** Compreende a região imediatamente próxima à antena, na qual predomina a componente reativa do campo elétrico. O limite desta região é definido como (BALANIS, 2005):

$$R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}, \quad (2.4)$$

em que, λ é o comprimento da onda eletromagnética e D a maior dimensão da antena.

- **Região de campo próximo irradiado:** Também conhecida como região de Fresnel, corresponde à faixa intermediária entre a região de campo próximo reativo e a região de campo distante. Na região de Fresnel, os campos irradiados são predominantes e sua distribuição angular da componente de campo elétrico E é dependente da distância à antena. Os limites estabelecidos para a região de Fresnel são (BALANIS, 2005):

$$0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R \leq 2\frac{D^2}{\lambda}. \quad (2.5)$$

A região de Fresnel também é caracterizada pela presença significativa de componentes radiais e transversais.

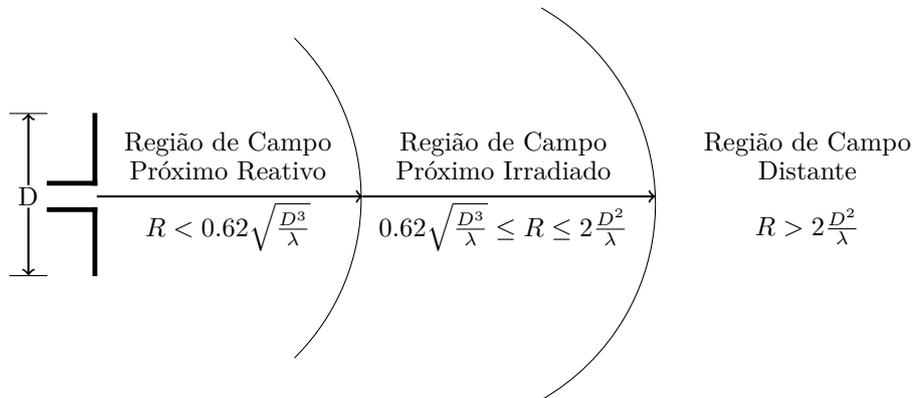
- **Região de campo distante:** Também conhecida como região de Fraunhofer, corresponde à região além da região de Fresnel. Logo, o início da região de Fraunhofer é dado a partir de:

$$R > 2 \frac{D^2}{\lambda}. \quad (2.6)$$

A região de Fraunhofer se diferencia da região de Fresnel por possuir distribuição angular da componente irradiada independente da distância à antena. Além disso, os campos são essencialmente transversais.

A representação das três regiões descritas pode ser visualizada na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Campos de uma antena.



Fonte: Próprio autor.

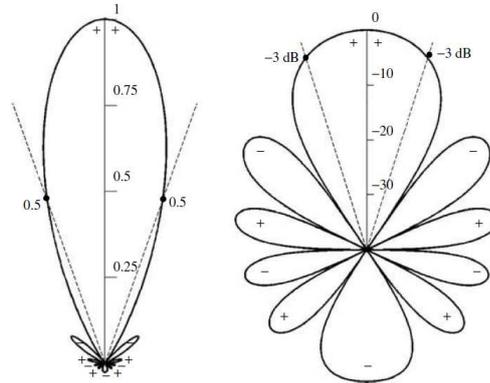
O conhecimento a respeito dos campos de uma antena é essencial para a análise de desempenho de uma antena, visto que as definições dos parâmetros de análise descritas a seguir são válidas somente para o campo distante.

2.2.2 Padrão de irradiação

O padrão 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 (KRAUS, 1988). Em geral, o padrão de irradiação é determinado na região de campo distante e é representado como função das coordenadas direcionais. Os padrões de irradiação apresentam informações, de modo normalizado, a respeito dos indicadores de desempenho de antenas, tais como: potência de irradiação, intensidade de campos eletromagnéticos, diretividade, ganho, e polarização. Para alguns padrões de irradiação, como o de ganho, por exemplo, é usual a representação em escala logarítmica, o que permite maior detalhamento a respeito do desempenho da antena.

Um exemplo gráfico de padrão de irradiação, tanto para a escala linear quanto para logarítmica, é apresentado na Figura 2.6.

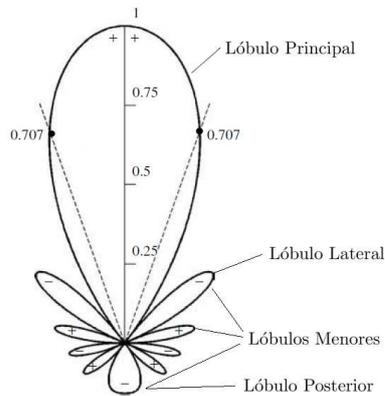
Figura 2.6 – Padrões de radiação em escala linear e logarítmica, respectivamente.



Fonte: Adaptado de Balanis (2005).

Como pode ser observado na Figura 2.6, o padrão de irradiação é composto por vários lóbulos, os quais são definidos como uma porção do padrão de irradiação que é limitada por regiões de baixa intensidade de irradiação (KRAUS, 1988). O lóbulo de maior intensidade é designado como lóbulo principal, enquanto os demais são classificados como menores ou secundários. A depender da posição e intensidade em relação ao lóbulo principal, os lóbulos menores são subdivididos em laterais e posteriores, conforme apresentado na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Lóbulos de um padrão de radiação.



Fonte: Adaptado de Balanis (2005).

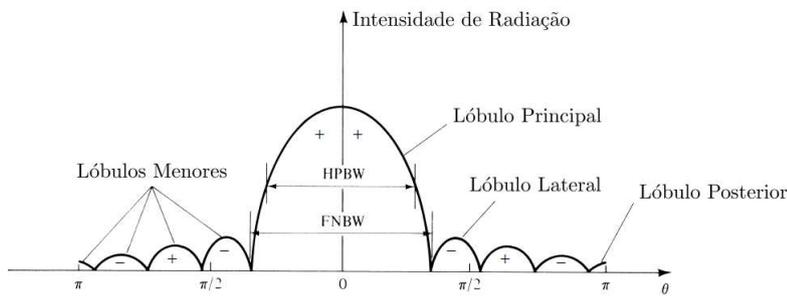
Os lóbulos menores representam irradiações em direções indesejadas, resultando em perdas de desempenho direcional da antena. Os lóbulos laterais são aqueles que possuem maior intensidade, enquanto o lóbulo posterior é aquele que ocupa o hemisfério na direção oposta ao principal.

A partir do lóbulo principal, pode-se estimar o parâmetro definido como *beamwidth*, ou largura de feixe. A largura de feixe de uma antena pode ser definida como a separação angular entre dois pontos idênticos localizados em lados opostos do lóbulo principal

(BALANIS, 2005). 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. Esta 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 padrão 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 2.8.

Figura 2.8 – Representação da HPBW e FNBW.



Fonte: Adaptado de Balanis (2005).

A largura de feixe de uma antena representa a relação entre o lóbulo principal e os menores, pois, quanto maior a largura de feixe, menor será a intensidade dos lóbulos menores e vice-versa. Portanto, a largura de feixe pode ser utilizada como um indicador de desempenho da antena, visto que é desejável a minimização de lóbulos menores para maximização da capacidade de detecção de uma antena em determinada direção.

2.2.3 Densidade de potência irradiada

O quantitativo utilizado para descrever a potência associada a uma onda eletromagnética é o vetor de Poynting instantâneo, definido como:

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H}, \quad (2.7)$$

em que, \mathcal{W} representa o Vetor de Poynting instantâneo, enquanto \mathcal{E} e \mathcal{H} representam os campos elétrico e magnético instantâneos, respectivamente.

O valor médio da potência irradiada P_{rad} por uma antena pode ser obtido a partir da integração do vetor de Poynting ao longo de uma superfície, conforme equação 2.8.

$$P_{rad} = \iint_S \mathcal{W}_{rad} \cdot ds. \quad (2.8)$$

A superfície integrada em 2.8 normalmente é a projeção de uma grande esfera de raio constante que se estende até o campo distante. Para o caso ideal de um irradiador

isotrópico, isto é, que irradia igualmente em todas as direções, o vetor de Poynting é independente das coordenadas esféricas θ e ϕ devido à simetria da irradiação. Para este caso, só existe a componente radial e a potência total irradiada é dada por:

$$P_{rad} = \oiint_S W_0 \cdot ds = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [W_0(r)] \cdot [r^2 \sin \theta d\theta d\phi] = 4\pi r^2 W_0, \quad (2.9)$$

logo, a densidade de potência se distribui uniformemente sobre a superfície de uma esfera de raio r conforme 2.10.

$$W_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi r^2}. \quad (2.10)$$

Apesar de não existir na prática, as características de um irradiador isotrópico são utilizadas como referência para a análise de desempenho de outras antenas.

2.2.4 Intensidade de irradiação

A intensidade de irradiação pode ser obtida por meio do produto entre a densidade de irradiação e o quadrado da distância, conforme apresentado na equação 2.11.

$$I = r^2 W_{rad}. \quad (2.11)$$

Assim como a densidade de potência irradiada, a intensidade de irradiação também é calculada em relação ao campo distante de uma antena. Portanto, considerando uma esfera que se estende até o campo distante, tem-se:

$$P_{rad} = \oiint_S W_{rad} \cdot ds = \oiint_S W_{rad} \cdot r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \oiint_S I \sin \theta d\theta d\phi. \quad (2.12)$$

Para o caso de um fonte ideal isotrópica, tem-se, por meio de 2.10, que:

$$I_0 = \frac{P_{rad}}{4\pi}. \quad (2.13)$$

2.2.5 Diretividade

A diretividade é o parâmetro que mensura a capacidade da antena em irradiar ou captar ondas eletromagnéticas em determinada direção de modo mais eficiente. O cálculo da diretividade pode ser dado pela razão entre a intensidade de irradiação de uma fonte não isotrópica em determinada direção em relação a intensidade de irradiação de uma fonte isotrópica (KRAUS, 1988). Matematicamente, a diretividade pode ser representada como:

$$D = \frac{I}{I_0} = \frac{4\pi I}{P_{rad}}. \quad (2.14)$$

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 como:

$$D_0 = D_\theta + D_\phi, \quad (2.15)$$

em que,

$$D_\theta = \frac{4\pi I_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi}, \quad (2.16)$$

$$D_\phi = \frac{4\pi I_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi}. \quad (2.17)$$

Para antenas com intensidade de irradiação descrita em função de ambos os componentes angulares de um sistema de coordenadas esféricas, tem-se a expressão generalizada:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi I(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi I(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}. \quad (2.18)$$

2.2.6 Casamento de impedância

Para a ocorrência da máxima transferência de potência possível entre o sinal incidente sobre a 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:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad (2.19)$$

na 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 de 2.19, é possível notar que a máxima transferência de potência é alcançada quando a impedância de entrada se iguala a 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: as perdas de retorno, e a taxa de tensão de onda estacionária (VSWR, do inglês: *Voltage Standing Wave Ratio*).

2.2.6.1 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:

$$VSWR = \frac{V_{máx}}{V_{mín}} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (2.20)$$

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 irradiado sobre a antena (BALANIS, 2005).

2.2.6.2 Perdas de retorno

O parâmetro mais comum utilizado para mensurar o casamento de impedância é a perda de retorno, comumente referida como S_{11} . Este 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 (BIRD, 2009). A perda de retorno pode ser representada matematicamente como:

$$S_{11}(dB) = 20 \log \left(\frac{VSWR + 1}{VSWR - 1} \right). \quad (2.21)$$

As perdas de retorno também podem ser quantificadas em função do coeficiente de reflexão, como apresentado na equação 2.22:

$$S_{11}(dB) = -20 \log |\Gamma|. \quad (2.22)$$

Considerando como 2 o valor aceitável para a VSWR, tem-se, a partir de 2.21, que os valores considerados como aceitáveis para a perda de retorno são aqueles que estão abaixo da linha de -10 dB.

2.2.7 Ganho

O ganho, em uma determinada direção, pode ser definido como a razão entre a intensidade máxima de irradiação obtida pela antena e a intensidade de irradiação que seria obtida se a potência de entrada fosse irradiada isotropicamente (KRAUS, 1988). Matematicamente, o ganho pode ser descrito como:

$$G = \frac{4\pi I(\theta, \phi)}{P_{in}}. \quad (2.23)$$

Para um caso ideal, a potência irradiada seria igual a potência de entrada da antena. Porém, como visto na seção anterior, existem perdas ocasionadas por reflexões entre a linha de transmissão e a estrutura da antena. Logo, a potência de entrada P_{in} pode ser relacionada à potência irradiada pela antena por meio de um coeficiente de eficiência k_0 , conforme apresentado na equação 2.24:

$$P_{rad} = k_0 P_{in}. \quad (2.24)$$

Utilizando 2.24 em 2.23, tem-se:

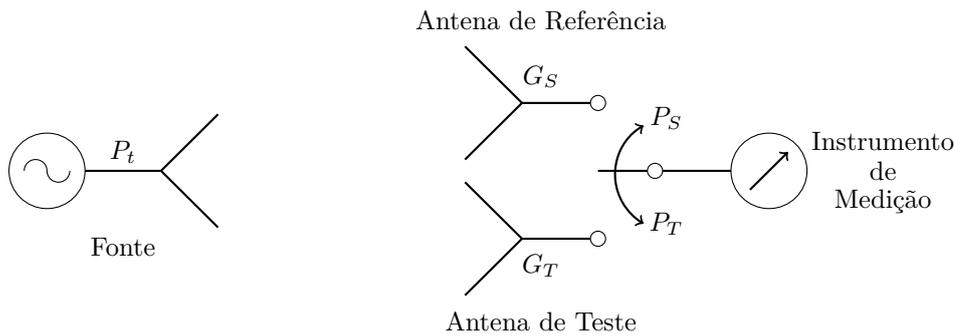
$$G(\theta, \phi) = k_0 \left[\frac{4\pi I(\theta, \phi)}{P_{rad}} \right]. \quad (2.25)$$

Comparando 2.25 com 2.14, é possível observar que o ganho pode ser considerado como o produto entre a eficiência e diretividade de uma antena.

$$G(\theta, \phi) = k_0 D(\theta, \phi). \quad (2.26)$$

Apesar de se diferenciarem somente pela eficiência, a diretividade pode ser estimada diretamente pelo padrão de irradiação calculado, enquanto que o ganho precisa ser medido (BALANIS, 2005). Esta medição é realizada por meio de uma análise comparativa entre a antena sob teste e uma antena de referência com ganho conhecido, em que ambas são submetidas à mesma potência de entrada (P_e), conforme esquemático apresentado na Figura 2.9.

Figura 2.9 – Esquemático representativo para a medição de ganho.



Fonte: Adaptado de Stutzman e Thiele (1997).

A partir das potências irradiadas de cada uma das antenas, é possível estimar o ganho da antena sob teste a partir da seguinte relação (STUTZMAN; THIELE, 1997):

$$G_T = \frac{P_T}{P_S} G_S, \quad (2.27)$$

em que G_T e G_S são os ganhos da antena de teste e referência, respectivamente, enquanto P_T e P_S são as potências medidas pela antena de teste e referência, respectivamente. A equação (2.27) comumente é expressa em decibéis, assumindo a seguinte forma:

$$G_T(dB) = P_T(dBm) - P_S(dBm) + G_S(dB). \quad (2.28)$$

Um método alternativo para relacionar a potência entre duas antenas consiste no uso da equação de Friis (SKOLNIK, 1962), definida como:

$$\frac{P_T}{P_S} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_T G_S, \quad (2.29)$$

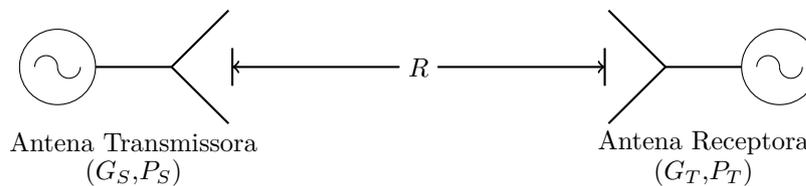
em que, o termo $(\lambda/4\pi R)^2$ é denominado fator de perdas de espaço livre e representa as perdas por espalhamento de energia existentes para uma distância R entre uma antena transmissora de ganho conhecido e uma antena receptora de teste. Em geral, o valor de R é definido de acordo com os limites de campo distante do par de antenas utilizado.

Assim como para a equação (2.27), a equação de Friis comumente é expressa em decibéis da seguinte forma:

$$G_T(dB) = P_T(dBm) - P_S(dBm) - G_S(dB) + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) (dB). \quad (2.30)$$

A partir da equação de Friis, o esquemático utilizado para a medição de ganho se limita somente ao uso de uma antena transmissora e receptora, conforme apresentado na Figura 2.10.

Figura 2.10 – Esquemático representativo para a medição de ganho proposto por Friis.



Fonte: Próprio autor.

2.2.8 Largura de banda

A largura de banda pode ser definida como a faixa de frequências na qual o desempenho da antena é considerado como satisfatório (BALANIS, 2005). O valor definido como satisfatório varia de acordo com o parâmetro de desempenho analisado. Portanto, a largura de banda pode ser dada em termos de ganho, diretividade, largura de feixe, perda de retorno, VSWR, ou qualquer outro parâmetro de análise que possa ser utilizado para classificar o desempenho da antena como satisfatório ou não. Comumente, a largura de banda é definida em função das perdas de retorno da antena. Logo, para este caso, a largura de banda irá compreender ao intervalo de frequências em que as perdas de retorno possuem valores inferiores a -10 dB.

Em geral, a banda de uma antena é dividida em três frequências de interesse: a frequência central (f_0), a superior (f_2) e a inferior (f_1). As frequências superiores e inferiores representam os valores nos quais as perdas de retorno estão no limite do considerado aceitável, isto é, -10 dB. Enquanto que a frequência central representa a frequência de ressonância, na qual valores ótimos de desempenho são adquiridos para o projeto em questão.

A largura de banda é expressa por relações entre a frequência superior e inferior. A forma mais comum de representação é dada pela simples subtração entre a frequên-

cia superior e inferior. Para antenas com largura de banda mais estreita, a relação é normalmente apresentada em porcentagem, conforme apresentado na equação 2.31:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \times 100\%. \quad (2.31)$$

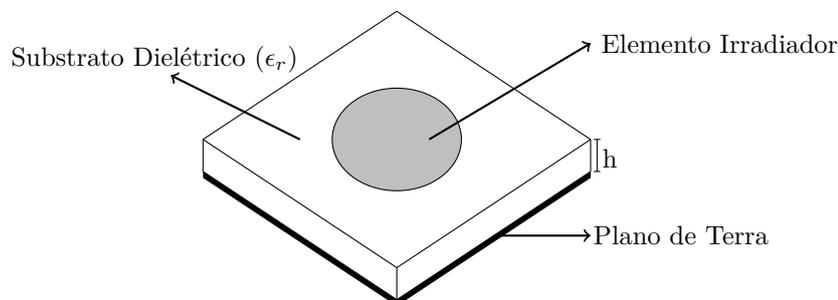
2.3 Antenas de Microfita

As antenas de microfita se destacam pelo seu baixo custo e facilidade de confecção e instalação tanto em superfícies planas quanto não planas. Além disso, a antena de microfita apresenta versatilidade em forma, modo de operação, polarização, padrões de irradiação e impedância (BALANIS, 2005). Por estas razões, as antenas de microfita são aplicadas em diversas áreas, tais como: aeronáutica, tecnologia aeroespacial, uso em satélites, comunicação sem fio, e outras (LO; SOLOMON; RICHARDS, 1979; RICHARDS; LO; HARRISON, 1981).

2.3.1 Estrutura

Estruturalmente, uma antena de microfita é composta por uma fina camada metálica que cobre parcialmente a área de um substrato dielétrico com espessura h apoiado sobre um plano de terra, conforme apresentado na Figura 2.11. As espessuras da camada metálica e do substrato são projetadas de acordo com comprimento de onda da frequência de ressonância. É comum adotar uma espessura de camada metálica muito menor que o comprimento de onda (λ), enquanto que a altura h do substrato compreende a faixa de valores de $0,003\lambda \leq h \leq 0,05\lambda$ (BALANIS, 2005). Diversos materiais podem ser utilizados como substrato da antena, sendo comum o uso de materiais com constante dielétrica (ϵ_r) compreendida entre 2,2 e 12.

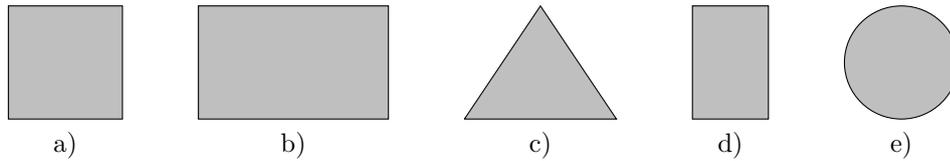
Figura 2.11 – Estrutura de uma antena de microfita.



Fonte: Próprio autor.

As coberturas metálicas, ou elementos irradiadores, podem assumir diferentes formas. Dentre elas, o uso de formatos circulares, retangulares, quadrados, triangulares e dipolares, apresentados na Figura 2.12, são os mais comuns devido à facilidade de confecção e características de irradiação atrativas.

Figura 2.12 – Diferentes formatos de elementos irradiadores utilizados antenas microstrip: a) Quadrangular, b) Retangular, c) Triangular, d) Dipolar, e) Circular.



Fonte: Próprio autor.

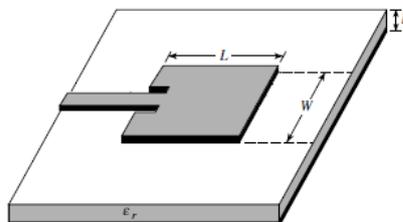
Devido à pequena espessura da microfita, as ondas viajantes no substrato sofrem reflexões consideráveis nas bordas do elemento irradiador. Logo, apenas uma parcela da energia incidente é irradiada, caracterizando as antenas de microfita como menos eficientes em relação a outros tipos de antena. Além disso, as antenas de microfita possuem fortes características indutivas, resultando em larguras de banda estreitas, tornando necessário o uso de técnicas de otimização para aplicações que exijam maiores largura de banda.

2.3.2 Técnicas de Alimentação

As antenas de microfita podem ser conectadas ao cabo coaxial por meio de três técnicas de alimentação: linha de microfita, sonda coaxial, e por acoplamento (CARVER; MINK, 1981; KATEHI; ALEXOPOULOS, 1984; POZAR, 1985). Dentre as técnicas citadas, a alimentação por linha de microfita se caracteriza pela facilidade de confecção e baixo custo, dispensando o uso de substratos espessos aplicados nas técnicas de sonda coaxial e acoplamento.

A alimentação por linha de microfita consiste na conexão entre o elemento irradiador e o cabo coaxial por meio de uma fita condutora de largura muito menor em relação ao elemento irradiador, conforme apresentado na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Alimentação do tipo linha de microfita.



Fonte: Adaptado de Balanis (2005).

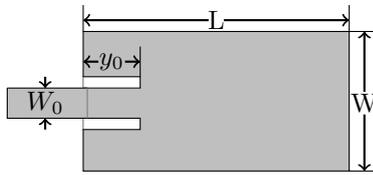
O casamento de impedância entre o elemento irradiador e cabo coaxial pode ser obtido a partir de ajustes dimensionais realizados na linha de alimentação. A impedância característica da linha de alimentação pode ser aproximada por meio das equações

apresentadas em 2.32 (BALANIS, 1989):

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (2.32)$$

em que, W_0 é a largura da linha de microfita utilizada. O casamento de impedância ainda pode ser melhorado por meio da penetração da linha de alimentação no elemento irradiador, conforme ilustrado na Figura 2.14.

Figura 2.14 – Representação da linha de alimentação penetrando no elemento irradiador.



Fonte: Adaptado de Balanis (2005).

2.3.3 Antena de Microfita Circular

Para o projeto de uma antena de microfita circular, três parâmetros iniciais devem ser definidos: frequência de ressonância, espessura e constante dielétrica do substrato. A ordem das frequências de ressonância da antena de microfita circular é determinada pelos zeros da função de Bessel, χ'_{mn} , em que m e n representam o número de variações de meio ciclo de campo ao longo das direções x e y , respectivamente. Como exemplo, são apresentados os primeiros quatro valores de χ'_{mn} :

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

Os demais valores de χ'_{mn} podem ser encontrados em Abramowitz e Stegun (1972) e, por meio deles, pode-se calcular as frequências de ressonância da antena de microfita circular como (DERNERDYD, 1979):

$$f_{mn} = \frac{\chi'_{mn} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (2.33)$$

em que, c representa a velocidade da luz (3×10^8 m/s) e a_e o raio efetivo da antena, dado por:

$$a_e = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}}. \quad (2.34)$$

O raio efetivo a_e representa a dimensão elétrica do elemento irradiador, cujo valor é superior ao seu respectivo raio físico. A diferença entre o raio elétrico e físico do elemento irradiador é atribuída a existência do franjamento de campo nas bordas do elemento irradiador, ocasionado pela transição das ondas de campo entre o meio dielétrico sob o qual o elemento irradiador está imerso, geralmente o ar, e o substrato dielétrico adotado no projeto. Fisicamente, o raio do elemento irradiador circular pode ser aproximado como:

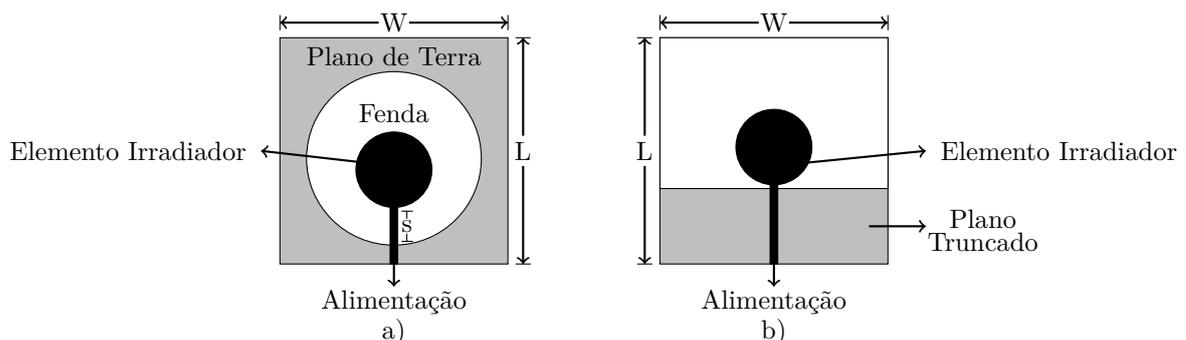
$$a = \frac{a_e}{\left(1 + \frac{2h}{\pi\epsilon_r a_e} \left[\ln\left(\frac{\pi a_e}{2h}\right) + 1.7726\right]\right)^{1/2}} \quad (cm). \quad (2.35)$$

2.3.4 Técnicas de Otimização de Largura de Banda

A largura de banda de uma antena de microfita pode ser ampliada por meio de técnicas de otimização correspondentes a cada método de alimentação aplicado. Para a alimentação por sonda coaxial, por exemplo, aplica-se a inserção de *slots* no elemento irradiador (HUYNH; LEE, 1995), enquanto que na alimentação por acoplamento, emprega-se técnicas como a sonda em L e T, por exemplo (LUK et al., 1998). Porém, a aplicação das técnicas citadas resulta em larguras de banda com valores entre 20 - 40% em relação a frequência central, tornando inviável sua aplicação para algumas finalidades que exijam bandas largas, como no caso de descargas parciais (300–1500 MHz), por exemplo.

Diferentemente das alimentações do tipo sonda e acoplamento, a alimentação por linha de microfita possibilita o emprego de técnicas de otimização de banda que resultam em antenas com larguras de banda superiores a 100% em relação a frequência central (HARAZ; SEBAK, 2013). As técnicas de otimização aplicadas em antenas alimentadas por linha de microfita consistem, basicamente, na realização de modificações no plano de terra da antena, como o truncamento do plano no comprimento da linha de alimentação ou a criação de fendas na posição referente ao elemento irradiador. Ambas as técnicas de otimização de banda podem ser visualizadas na Figura 2.15.

Figura 2.15 – Técnicas de otimização por meio de modificações no plano de terra: a) Fendas no plano, b) Plano truncado.



Fonte: Próprio autor.

O uso do plano de terra truncado ou com fendas resulta no acréscimo da componente capacitiva da antena, diminuindo seus efeitos indutivos característicos e aumentando sua largura de banda. Como efeito negativo, tem-se uma deterioração de qualidade de irradiação, resultando em padrões de irradiação distorcidos que afetam principalmente a diretividade e eficiência de feixe da antena (MELO, 2011). Portanto, uma análise cautelosa deve ser realizada, procurando manter qualidade de irradiação satisfatória e largura de banda ótima.

Para a aplicação da técnica de plano de terra truncado em uma antena de microfita circular, o raio do elemento irradiador é comumente aproximado como $\lambda/8$ da primeira frequência de ressonância desejada (LIANG et al., 2005). Assim como a técnica do plano de terra truncado, o raio da fenda circular inserida no plano de terra também pode ser aproximado como $\lambda/8$ da primeira frequência de ressonância de interesse (SOLIMAN; RAEDT; VANDENBOSCH, 2008).

O uso de ambas as técnicas de modificação no plano de terra apresentadas é bastante comum na otimização de banda de antenas de microfita para aplicação em Ultra Banda Larga (UWB - do inglês: *Ultra Wide Band*), que corresponde à faixa de frequência de 3.1 – 10.6 GHz.

2.4 Método dos Elementos Finitos

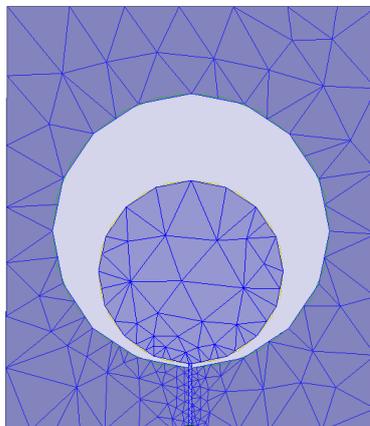
Técnicas numéricas vem sendo aplicadas para a obter soluções de equações diferenciais parciais que possuem solução analítica não trivial (NORRIE; VRIES, 1978). Para a simulação de antenas no domínio do tempo, são comumente utilizadas técnicas como: Técnica de Integração Finita (FIT – do inglês: *Finite Integrative Technique*) (WEILAND, 1977), a Diferença Finita no Domínio do Tempo (FDTD – do inglês: *Finite Difference Time Domain*) (YEE, 1966), e o Método dos Elementos Finitos (FEM – do inglês: *Finite Element Method*).

Apesar do método dos elementos finitos ter sido elaborado por Courant (1943), sua primeira aplicação em problemas de eletromagnetismo foi datada somente em 1977 nos trabalhos de Andersen (ANDERSEN, 1977). A aplicação do método consiste em quatro etapas: discretização; equacionamento dos elementos; união dos elementos; e solução do sistema.

A discretização consiste na subdivisão da região que se deseja analisar em um número finito de elementos com formas geométricas quaisquer, tais como triângulos, retângulos, quadrados, conforme apresentado na Figura 2.16. Por meio da discretização em elementos finitos, o elemento deixa de ser considerado como uma parte física do problema, tornando-se uma parte do domínio da solução do fenômeno de interesse estudado. A partir disso, pode-se encontrar uma aproximação para o potencial V_e dentro de um destes

elementos, e então os relacionar com a distribuição de potencial em outros elementos, de modo que o potencial seja contínuo ao longo de toda a região.

Figura 2.16 – Discretização de uma antena de microfita em elementos finitos.



Fonte: Próprio autor.

A etapa de equacionamento dos elementos aproxima o comportamento de V_e por meio de modelos equacionais que regem fisicamente os elementos. Com isso, as matrizes de coeficientes para cada um dos elementos são calculadas.

Na etapa de união dos elementos, as matrizes de cada elemento são unidas em uma matriz global de coeficientes, resultando em um sistema de equações matriciais.

Por fim, para a solução correta do sistema, condições de contorno adequadas devem ser aplicadas, isto é, valores de potencial conhecidos ou constantes existentes no problema analisado que deverão ser alocados na matriz global de coeficientes (HUEBNER et al., 1975).

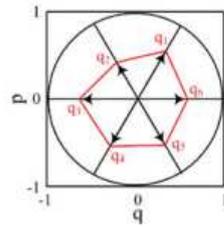
Após a realização das etapas descritas, o sistema de equações matriciais pode ser solucionado por meio de métodos numéricos tradicionais (FERREIRA, 2007). A solução do sistema fornecerá os valores numéricos correspondentes a cada nó do sistema, os quais serão apresentados de modo visual pela interface do programa utilizado, por meio de gráficos, mapas de cores, linhas equipotenciais e outros métodos visuais.

A descrição matemática detalhada para cada etapa descrita do método dos elementos finitos pode ser encontrada em Sadiku (1989).

2.5 Gráficos de Radar

O gráfico de radar consiste na representação de dados multivariáveis na forma de um gráfico bidimensional. As variáveis quantitativas são representadas por eixos que partem de um mesmo ponto, conforme apresentado na Figura 2.17.

Figura 2.17 – Forma geral de um gráfico de radar.



Fonte: Liu, Du e Farzaneh (2017).

Para facilitar a visualização das multivariáveis traçadas em um único gráfico, comumente é realizada uma normalização dos valores de acordo com as equações 2.36 e 2.37

$$x_i^* = \frac{(x_i - \min_{1 \leq t \leq n})}{R_j}, \quad (2.36)$$

em que,

$$R_j = \max_{1 \leq t \leq n} x_t - \min_{1 \leq t \leq n} x_t, \quad (2.37)$$

na qual, x_i^* é o valor normalizado, x_i o valor original, R_j o fator normalizante, enquanto \min e $\max x_t$ representam os valores mínimos e máximos coletados para determinada variável analisada.

A aplicação destes gráficos possibilita um comparativo prático visualmente entre diversos parâmetros de análise avaliados em vários campos de aplicação.

Neste capítulo foi apresentada uma fundamentação teórica contendo informações sobre descargas parciais e os principais parâmetros avaliados no estudo de desempenho de antenas, bem como sobre o principal objeto de estudo desta proposta, as antenas de microfita. Ademais, também foram apresentadas as ferramentas aplicadas nas simulações e análises realizadas: o método dos elementos finitos e os gráficos de radar.

No próximo capítulo é realizado um levantamento bibliográfico dos estudos mais relevantes na área do trabalho desenvolvido, visando buscar as principais metodologias aplicadas e contribuições no estudo do uso de sensores UHF na detecção de descargas parciais.

3 Revisão Bibliográfica

Neste capítulo, apresenta-se uma revisão bibliográfica sobre as pesquisas mais relevantes na área de detecção de descargas parciais por meio do método UHF. Este capítulo está dividido em três subseções. A primeira subseção possui um caráter histórico, apresentando brevemente a evolução do método UHF na detecção de descargas parciais em GIS e transformadores de potência. Na segunda subseção são apresentadas as principais contribuições no desenvolvimento e otimização de sensores UHF para aplicação na detecção de descargas parciais, focando, principalmente, nos trabalhos relacionados ao uso de antenas de microfita, contexto no qual esta proposta de dissertação está inserida. Por fim, na última subseção é apresentado um quadro sinóptico da revisão bibliográfica realizada, destacando quais contribuições esta dissertação alcançou ao final do desenvolvimento desta etapa da pesquisa.

3.1 Evolução do Método UHF

A utilização de sensores UHF na detecção de descargas parciais teve sua primeira aplicação nos estudos de [Hampton e Meats \(1988\)](#), no qual foram detectadas e localizadas descargas parciais por meio de sensores capacitivos em uma GIS de 420 kV pertencente ao grupo *South of Scotland Electricity Board*. Os resultados de detecção apresentaram maior sensibilidade na faixa de frequência de 600 - 900 MHz e erro de apenas 1 metro na fonte do defeito analisado dentro de uma estrutura de 40 metros de comprimento. Os resultados exitosos obtidos por [Hampton e Meats \(1988\)](#) impulsionaram pesquisas na área de monitoramento em GIS por meio de sensores UHF. Nos anos subsequentes, as pesquisas se concentraram na consolidação do método em GIS com aplicações em campo, como no trabalho de [Yuen e Chan \(1991\)](#), e no desenvolvimento de sensores apropriados para a alocação no tanque do equipamento ([JUDD; FARISH; HAMPTON, 1995](#)).

Somente no trabalho de [Rutgers e Fu \(1997\)](#) foi realizada a análise a respeito da aplicabilidade do método em transformadores de potência. Em sua pesquisa, foram realizados testes laboratoriais simulando fontes de descargas parciais inseridas em um tanque preenchido com óleo de transformador. Para a detecção dos sinais, foi utilizada uma antena do tipo espiral e, para a validação do método, foram aplicados simultaneamente sensores acústicos. Os resultados obtidos em laboratório demonstraram boa sensibilidade do método UHF, equiparando-se ao método acústico. Porém, foram observados padrões de descarga mais diferenciados nas respostas obtidas pelo método UHF, o que facilitou futuras aplicações em classificação de descargas. Após a obtenção de bons resultados em laboratório, [Rutgers e Fu \(1997\)](#) realizaram testes em um transformador de 110 kV. Nova-

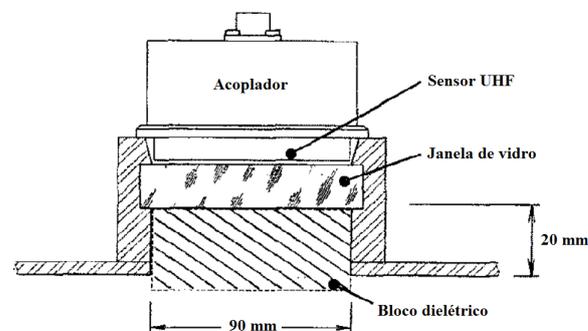
mente, o método UHF apresentou boa sensibilidade na detecção, principalmente na faixa de 600 a 900 MHz. Além disso, por se tratar de uma estrutura maior, testes de atenuação do sinal para diferentes distâncias da fonte de descargas foram realizados. Os resultados obtidos demonstraram uma atenuação do sinal bem menor para o método UHF quando comparado aos sinais obtidos pelo método acústico.

Os resultados prósperos apresentados por Rutgers e Fu (1997) estimularam pesquisas na área de detecção de descargas parciais em transformadores por meio de sensores UHF. Após dois anos, Judd et al. (1999) realizaram testes de detecção de descargas parciais em uma célula de óleo. As descargas foram geradas por meio de um arranjo ponta-plano imerso na célula de óleo. Para a detecção destas descargas, utilizou-se uma antena cônica. Os resultados obtidos por Judd et al. (1999) demonstraram que a propagação das ondas eletromagnéticas emitidas pelas descargas parciais ocorriam no espectro de frequência correspondente a faixa de 300 - 1500 MHz.

Pesquisas continuaram sendo desenvolvidas com o objetivo de aprimorar a aplicação do método UHF, buscando novas técnicas de acoplamento de sensores na estrutura do equipamento monitorado. Como exemplo, pode-se citar o trabalho desenvolvido por Judd et al. (2001), no qual foi verificado em uma GIS que o uso de janelas dielétricas aumenta a sensibilidade na detecção de descargas pelos sensores. Além disso, o uso de uma janela dielétrica torna a medição menos invasiva, podendo ser retirada de operação a qualquer momento. Os autores justificaram em seu trabalho que a melhoria na sensibilidade e largura de banda visualizados se deve ao aumento da constante dielétrica do meio de propagação, ocasionada pelo uso da janela dielétrica.

Na Figura 3.1 é apresentado o esquemático da janela dielétrica aplicada por Judd et al. (2001), na qual, foi utilizado como material dielétrico um bloco de epóxi ($\epsilon_r = 5,5$), e como elemento UHF um sensor do tipo disco.

Figura 3.1 – Esquemático da janela dielétrica utilizada por Judd et al. (2001).

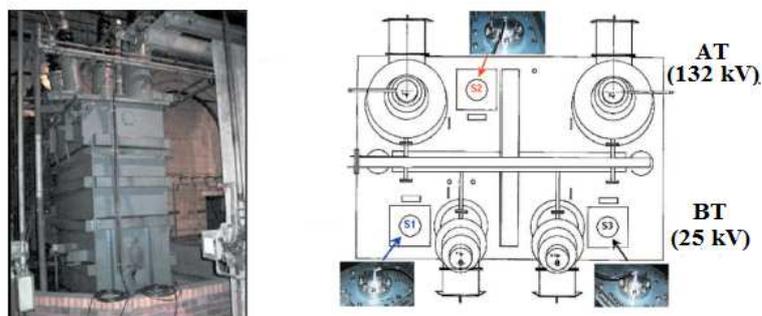


Fonte: Adaptado de Judd et al. (2001).

Em seu trabalho, Judd, Yang e Hunter (2005) instalaram três sensores do tipo disco distribuídos, via janela dielétrica, em um transformador monofásico de 18 MVA e

132/25 kV, conforme apresentado na Figura 3.2. A principal motivação para seus estudos foi a existência de um defeito interno no equipamento que fora detectado durante a DGA, mas que não foi localizada visualmente pela equipe de manutenção.

Figura 3.2 – Transformador de 18 MVA utilizado por Judd, Yang e Hunter (2005) e o respectivo esquemático de distribuição dos sensores no topo do tanque.



Fonte: Adaptado de Judd, Yang e Hunter (2005).

Para a localização do defeito, os autores desenvolveram um algoritmo de triangulação que utiliza as diferenças entre os tempos de chegada do sinal em cada um dos sensores distribuídos no tanque do equipamento. A partir do algoritmo desenvolvido, foi possível estimar a localização do defeito e, ao se realizar uma nova inspeção visual, o defeito foi localizado com apenas 15 cm de erro em relação ao calculado pelo algoritmo.

Os resultados das pesquisas lideradas por Judd evidenciaram a potencialidade da técnica UHF no monitoramento de equipamentos de alta tensão, sendo mais completa e precisa do que outras já consolidadas no ramo, como a DGA e sensores acústicos, por exemplo. Desde então, esforços em pesquisas vem sendo realizados com o objetivo de aprimorar o método, buscando novos algoritmos de localização; novas técnicas de extração de atributos para classificação; e o aperfeiçoamento na detecção, visando o desenvolvimento de sensores otimizados em custo, dimensão e largura de banda que sejam aplicáveis na detecção de descargas parciais.

Na próxima seção, somente as contribuições mais relevantes relacionadas as antenas UHF de microfita serão abordadas.

3.2 Estudo de Sensores UHF em Transformadores de Potência

Agoris et al. (2006) verificaram a inserção de um sensor UHF do tipo espiral via válvula de óleo em um transformador de 220 kV e 63 MVA. Os autores justificaram em seu trabalho que o uso de janelas dielétricas pode não ser viável em casos de transformadores mais antigos que não possuem janelas de inspeção adaptáveis em sua carcaça. Para a validação do sensor estudado, foi utilizado o sensor de disco em uma janela dielétrica. Na Figura 3.3 é apresentado o sensor espiral utilizado.

Figura 3.3 – Sensor espiral desenvolvido por Agoris et al. (2006).

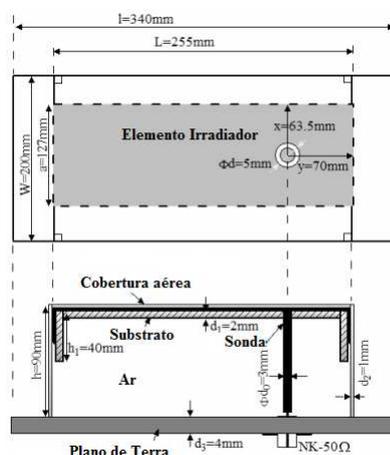


Fonte: Agoris et al. (2006).

O sensor espiral obteve êxito na detecção dos pulsos de descargas gerados no tanque do transformador, apresentando maior intensidade de sinal principalmente para as frequências próximas a 500 MHz. Os resultados obtidos pelos autores demonstraram a flexibilidade no modo de detecção UHF em transformadores, podendo ser realizada de modo eficiente também via válvula de óleo do equipamento. Porém, o uso de sensores via válvula de óleo não permite o uso de algoritmos de triangulação de sinal para a localização de defeitos no transformador.

Paralelamente às pesquisas a respeito do uso de novos sensores UHF em transformadores de potência, estudos similares foram desenvolvidos para GIS. Em Ju et al. (2007) é apresentado o primeiro uso de uma antena de microfita do tipo retangular acoplada a uma janela dielétrica para a detecção de descargas parciais em uma GIS. A antena foi simulada por meio do *software* HFSS e construída com alimentação do tipo sonda coaxial para um substrato composto por uma camada de ar com 9 cm de espessura. A análise de suas características de desempenho, realizada por meio de um analisador de rede, mostrou que a VSWR era menor que 2 em uma faixa de frequências de 340 MHz - 440 MHz, apresentando diretividade igual a 5,38 dBi. A antena desenvolvida foi calibrada com o auxílio do método IEC60270 (2000) e instalada em uma GIS de 220 kV. Os resultados obtidos pela antena mostraram a ocorrência de descargas parciais com uma intensidade de 232 pC. O esquemático da antena de microfita retangular desenvolvida pelos autores é apresentado na Figura 3.4.

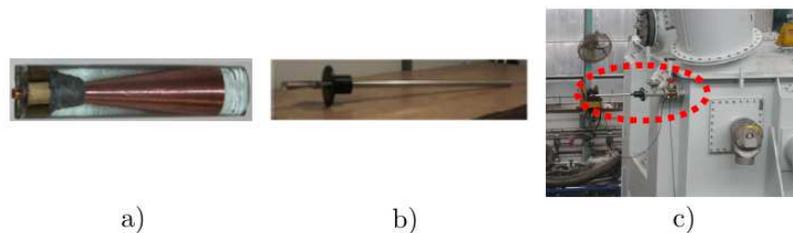
Figura 3.4 – Esquemático da antena retangular utilizada por Ju et al. (2007).



Fonte: Adaptada de Ju et al. (2007).

Em sua pesquisa, [Roldan, Tang e Gaskin \(2008\)](#) avaliaram novamente a inserção de sensores UHF via válvula de óleo do transformador. Diferentemente de [Agoris et al. \(2006\)](#), foram analisadas antenas monopolares de $1/4$ de comprimento de onda. Dentre os tipos investigados, tem-se as antenas do tipo *straight wire*, cônica, zig-zag, hélice, espiral, disco monopolar, *flat-plate* e trapezoidal. Dentre as antenas avaliadas, a antena do tipo cônica obteve o melhor desempenho tanto na simulação, com bons resultados de ganho e perdas de retorno na faixa de frequência de 500 a 700 MHz, quanto nos testes laboratoriais realizados em um tanque de transformador de 66/11 kV com 10 MVA. Após as simulações e testes laboratoriais, a estrutura foi inserida em um transformador de 1500 MVA e 330/275 kV. Durante o monitoramento, pulsos de descargas parciais foram detectados pela antena cônica e verificados pelo método convencional [IEC60270 \(2000\)](#) com um valor de 500 pC. Na Figura 3.5 é apresentado o arranjo final utilizado no trabalho.

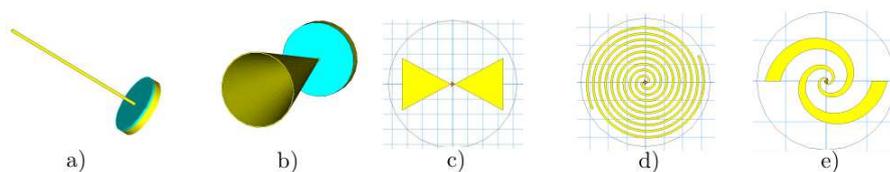
Figura 3.5 – a) Sensor cônico desenvolvido, b) Mecanismo de inserção do sensor, c) Transformador de 1500 MVA monitorado por [Roldan, Tang e Gaskin \(2008\)](#).



Fonte: [Roldan, Tang e Gaskin \(2008\)](#).

[Sinaga, Phung e Blackburn \(2009\)](#) estudaram três tipos de antenas de microfita para aplicação em janela dielétrica: gravata borboleta, espiral e log-espiral, apresentadas na Figura 3.6. Todas elas foram projetadas para uma placa de circuito impressa (PCB - do inglês: *Printed Circuit Board*) de 17 cm de diâmetro. Ademais, foram verificadas novamente as estruturas monopolares do tipo *straight wire* e cônica para inserção via válvula de óleo, respeitando as dimensões especificadas por [Roldan, Tang e Gaskin \(2008\)](#). Todas as antenas foram simuladas via *software* CST Microwave e testadas laboratorialmente por meio de um arranjo ponta-plano utilizado em conjunto com o método [IEC60270 \(2000\)](#). Os sensores do tipo cônico e log-espiral demonstraram melhor desempenho tanto nas simulações quanto nos testes laboratoriais, apresentando bons resultados na sensibilidade de detecção, principalmente para as frequências em torno de 345 MHz.

Figura 3.6 – Antenas avaliadas por [Sinaga, Phung e Blackburn \(2009\)](#): a) *Straight wire*, b) Cônica, c) Gravata borboleta, d) Espiral, e) Log-espiral .

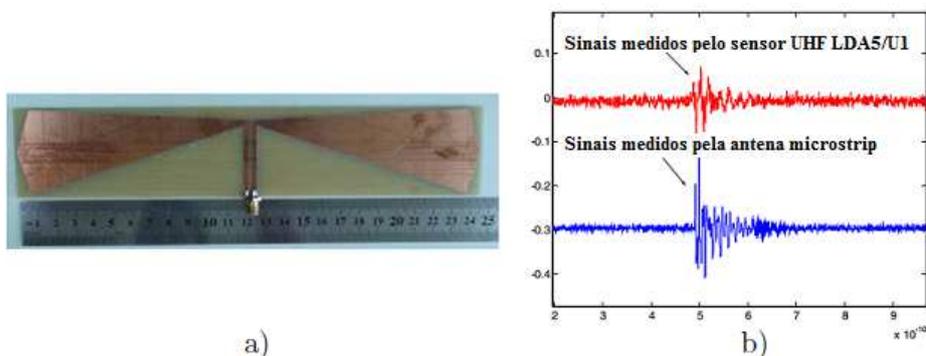


Fonte: [Sinaga, Phung e Blackburn \(2009\)](#).

Em seu trabalho, [Shibuya et al. \(2010\)](#) analisaram matematicamente a interação entre a onda eletromagnética emitida por uma descarga parcial e uma antena de microfita. Os autores justificaram em seu trabalho que este tipo de análise é necessária, visto que as características de uma antena de microfita são bem conhecidas para condições de ondas contínuas e não para pulsos de onda, caso das descargas parciais. Em suas análises, os campos elétrico e magnético foram descritos por funções analíticas, enquanto a antena foi representada por um circuito elaborado de acordo com o método da linha de transmissão. O circuito foi submetido aos pulsos de tensão e corrente analíticos via simulação pelo *software* EMTP. Os resultados demonstraram que quanto mais rápidos os pulsos, melhor a resposta em ressonância do circuito representativo da antena de microfita. Considerando que os pulsos de descargas parciais se estendem até a ordem de GHz, os autores chegaram a conclusão de que o uso da antena de microfita pode ser bem explorado na detecção de descargas parciais.

Em sua pesquisa, [Chen et al. \(2011\)](#) desenvolveram uma antena de microfita do tipo dipolo com frequência central de 400 MHz para aplicação em janelas dielétricas. O material utilizado foi uma PCB de dupla face com 1,6 mm de espessura e constante dielétrica igual a 4,3. A antena construída apresentou largura de banda de apenas 40 MHz. Para melhor resposta na detecção dos pulsos, a antena foi conectada a um amplificador de potência desenvolvido pelos próprios autores. O arranjo antena-amplificador foi comparado ao sensor comercial UHF LDA5/U1 em medições de sinais emitidos por um equipamento gerador de pulsos de descargas parciais. Os resultados mostraram boa sensibilidade de detecção da antena, aproximando-se da resposta obtida pelo sensor comercial utilizado, conforme pode ser observado na Figura 3.7.

Figura 3.7 – a) Antena dipolo desenvolvida por [Chen et al. \(2011\)](#), b) Comparativo entre os sinais detectados pelo arranjo antena-amplificador e o sensor comercial utilizado.



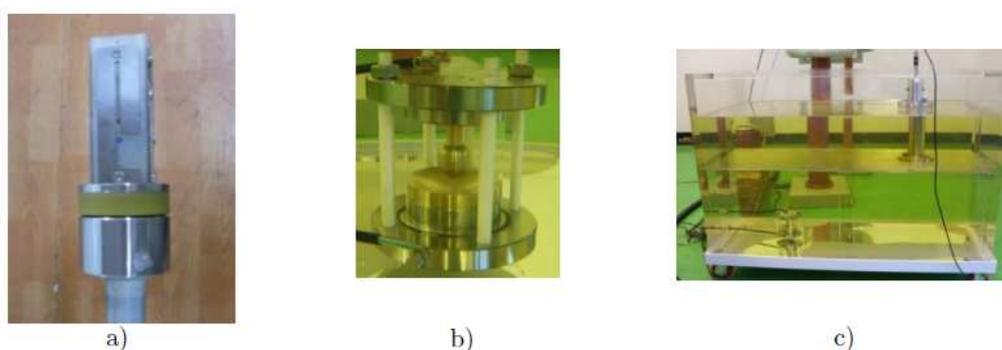
Fonte: Adaptado de [Chen et al. \(2011\)](#).

Na pesquisa de [Jung et al. \(2012\)](#), uma antena de microfita para inserção via válvula de óleo foi desenvolvida. A antena foi simulada por meio do *software* HFSS e projetada para quatro frequências de ressonância: 680 MHz, 900 MHz, 1100 MHz e 1270

MHz. Após as simulações, a antena foi construída e submetida a testes laboratoriais e em campo.

Em laboratório, os autores construíram uma câmara de acrílico de 1,2 x 0,6 x 0,8 metros preenchida com óleo. Dentro da câmara, foi inserida uma fonte de descargas parciais com valores de carga aparente de 50 pC, medidos previamente pelo método IEC60270 (2000). Diante da ocorrência de descargas parciais no arranjo, a antena desenvolvida por Jung et al. (2012) apresentou em seus terminais amplitudes em torno de 28,3 mV. O sensor construído e o arranjo de medição utilizados são apresentados na Figura 3.8.

Figura 3.8 – a) Antena de microfita desenvolvida por Jung et al. (2012), b) Fonte de descargas parciais, c) Tanque para emulação do transformador.



Fonte: Jung et al. (2012).

Em seu trabalho, Li et al. (2013) desenvolveram uma antena de microfita do tipo fractal para detecção de descargas parciais por meio de janelas dielétricas em transformadores. O principal objetivo dos autores foi desenvolver uma antena compacta (menor que 20 centímetros) e que possuísse o máximo de modos de ressonância na faixa de interesse de 300 MHz - 1,5 GHz. Para isto, foi desenvolvida uma antena Hilbert fractal de quarta ordem, apresentada na Figura 3.9.

Figura 3.9 – Antena Hilbert fractal desenvolvida por Li et al. (2013), parte frontal e posterior, respectivamente.



Fonte: Li et al. (2013).

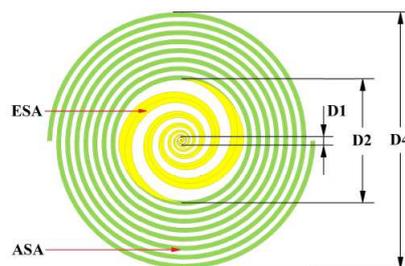
Para atingir a estrutura final apresentada, os autores realizaram simulações exaustivas com relação ao comprimento da antena e posições de alimentação. Considerando uma VSWR inferior a 5, a banda de operação da estrutura final correspondeu à faixa

de 300 MHz - 1 GHz. Apesar da complexidade no projeto, os testes laboratoriais em uma célula de óleo com defeitos inseridos apresentaram bons resultados na detecção de descargas parciais pela antena fractal, registrando valores de 30,6 e 47,6 mV para cargas aparentes de 33,88 e 51,36 pC, respectivamente.

Na pesquisa de [Sarkar et al. \(2014\)](#), foram desenvolvidas três antenas de microfita retangulares para a detecção de descargas parciais em transformadores. Para cada antena foi designada uma frequência de ressonância específica, 300, 500 e 700 MHz, logo, suas dimensões variaram entre 35 e 15 cm. As antenas foram projetadas para um substrato de PVC ($\epsilon_r = 3,19$) com espessura de 1,5 mm. Por fim, as estruturas foram simuladas por meio do *software* IE3D e testadas laboratorialmente por meio de uma célula de óleo com eletrodos do tipo ponta-plano imersos. Para a validação da captura das descargas parciais por meio das antenas desenvolvidas, a célula de óleo foi conectada ao arranjo da [IEC60270 \(2000\)](#). As três antenas confeccionadas pelos autores apresentaram largura de banda de aproximadamente 30 MHz. Com o auxílio de um amplificador conectado às suas saídas, as três estruturas obtiveram bons resultados de detecção para suas respectivas frequências de operação, com valores de amplitude entre 100 e 350 mV.

Em seu trabalho, [Claros, Custovic e Elton \(2015\)](#) analisaram, por meio de simulações, a otimização da largura de banda de uma antena de microfita por meio da união de duas antenas espirais diferentes: a antena espiral *Archimedian* de dois braços (ASA) e a antena espiral equiangular (ESA). A antena construída foi denominada espiral planar complexa (PCSA) e é composta pela ASA em sua parte central, responsável pela faixa de frequências de 300 - 700 MHz, e pela ESA no restante de sua estrutura, completando a largura de banda desejada (700 MHz - 1,5 GHz). A PCSA projetada apresentou um diâmetro de 19,1 cm, porém, para isto foi necessário o uso de um substrato com constante dielétrica $\epsilon_r = 10,7$ e espessura de 2,5 mm. A dificuldade em determinar o número ótimo de voltas combinado entre as duas antenas utilizadas; o cuidado exigido na confecção para realizar a união entre as duas estruturas; e a constante dielétrica de substrato incomum, tornam a PCSA complexa em termos de projeto e de confecção. O esquemático da PCSA simulada é apresentado na Figura 3.10.

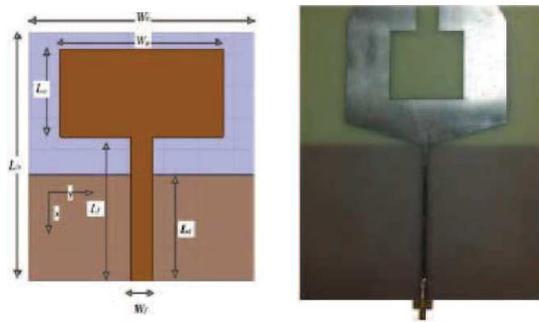
Figura 3.10 – Antena PCSA simulada por [Claros, Custovic e Elton \(2015\)](#).



Fonte: [Claros, Custovic e Elton \(2015\)](#).

Na pesquisa de [Luo et al. \(2016\)](#), a largura de banda de uma antena de microfita retangular foi otimizada por meio de modificações na estrutura do elemento irradiador e pelo uso do plano de terra truncado. A estrutura final, simulada por meio do HFSS, atingiu $VSWR < 2$ para a faixa de frequência de 500 MHz - 1,5 GHz. As dimensões finais foram de 25×20 cm, com substrato não especificado de espessura igual a 2 mm. A antena otimizada foi construída e testada em um analisador de rede, no qual os valores de VSWR se aproximaram bastante do valor simulado, com $VSWR < 2$ para as frequências de 565 MHz - 1,5 GHz. Na Figura 3.11 são apresentadas a estrutura inicial simulada e a otimizada construída, respectivamente.

Figura 3.11 – Antena de microfita otimizada desenvolvida por [Luo et al. \(2016\)](#).



Fonte: [Luo et al. \(2016\)](#).

Além dos testes para a VSWR, também foram realizadas medições para o padrão de irradiação e ganho da antena construída. Os resultados mostraram um padrão omnidirecional e com ganho médio de 2,32 dB na faixa de frequências de 500 - 1,5 GHz. A partir das medições obtidas, os autores concluíram que a antena retangular desenvolvida atinge os critérios para aplicação na detecção de descargas parciais.

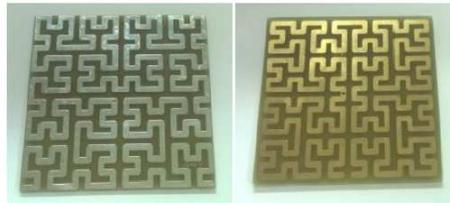
Em seu trabalho, [Huamao, Yazhou e Shusheng \(2016\)](#) avaliaram a influência que parâmetros estruturais como, diâmetro, posição da alimentação, espessura e constante dielétrica do substrato exercem no desempenho de um sensor de disco. Para isto, os autores utilizaram como base as formulações aplicadas no método das cavidades para antenas de microfita circulares. Os valores teóricos esperados foram comparados com as simulações realizadas por meio do *software* XFDTD. Todas as alterações simuladas ocorreram de acordo com o esperado teoricamente pelo método das cavidades. A combinação entre os diferentes impactos observados resultaram em uma estrutura final otimizada com as seguintes dimensões: raio de 7,5 cm, constante dielétrica $\epsilon_r = 3,3$ com espessura de 3 cm e, posição de alimentação localizada a uma distância de 1,875 cm da origem. O sensor desenvolvido apresentou duas bandas de operação, 550 - 700 MHz e 1 - 1,5 GHz.

Em sua pesquisa, [Yongqianq, Zhuang e Jianfang \(2017\)](#) realizaram um comparativo entre as antenas fractais do tipo Moore e Hilbert para a detecção de descargas parciais via janela dielétrica. Assim como no trabalho de [Li et al. \(2013\)](#), também foi considerada

como satisfatória uma $VSWR < 5$. Os autores justificam que o valor de 55,6% da energia do sinal, obtido por uma $VSWR < 5$, é o suficiente para a aplicação em descargas parciais. A largura de banda total, simulada via HFSS, da antena fractal de Moore foi ligeiramente superior a de Hilbert, alcançando valores de $VSWR < 5$ para as frequências de 700 MHz - 1 GHz e 1,3 - 1,5 GHz, enquanto que a estrutura de Hilbert atingiu $VSWR < 5$ para as frequências de 600 - 800 MHz e 1,2 - 1,5 GHz. As antenas foram construídas sobre um substrato de FR4 ($\epsilon_r = 4,4$) com espessura de 2 mm e dimensão 65×65 mm. Testes práticos para um arranjo ponta-plano, inserido em uma GIS de 252 kV, demonstraram melhor sensibilidade da antena fractal de Moore na detecção de descargas parciais em relação a antena de Hilbert, apresentando maiores amplitudes e respostas mais rápidas.

Na Figura 3.12 são apresentadas as antenas fractais do tipo Hilbert e Moore confeccionadas por [Yongqianq, Zhuang e Jianfang \(2017\)](#), respectivamente.

Figura 3.12 – Antenas fractais do tipo Hilbert e Moore desenvolvidas por [Yongqianq, Zhuang e Jianfang \(2017\)](#), respectivamente.

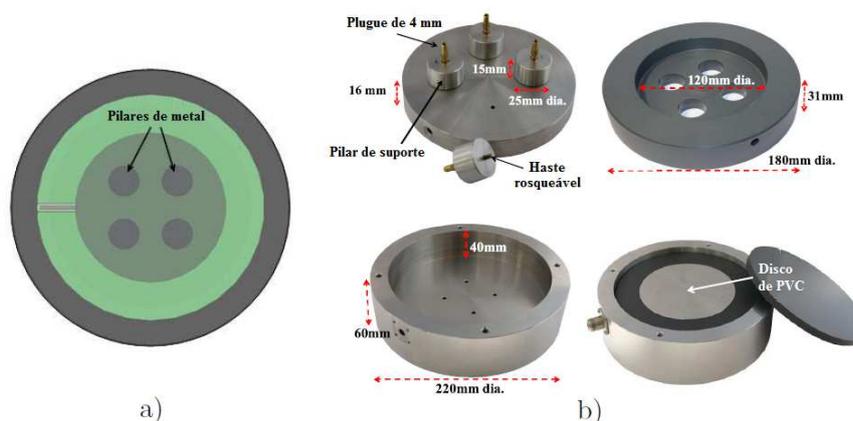


Fonte: [Yongqianq, Zhuang e Jianfang \(2017\)](#).

Assim como no trabalho de [Huamao, Yazhou e Shusheng \(2016\)](#), [Ishak et al. \(2017\)](#) investigaram a otimização do clássico sensor de disco por meio de simulações para modificações estruturais, via XFDTD. A primeira modificação estrutural analisada foi a divisão do substrato dielétrico em dois materiais com constantes dielétricas diferentes. A combinação de substratos com constantes dielétricas de 2,1 e 5,5 resultou em um aumento significativo no desempenho do sensor. Porém, é ressaltado que a modificação sugerida seria algo praticamente impossível de se realizar na prática. Logo, os autores analisaram uma modificação mais prática, na qual são inseridos quatro pilares curto circuitadores que conectam o disco ao terra do sensor. Os pilares foram simulados para diferentes diâmetros (2, 2,5 e 3 cm) e angulações em relação à posição de alimentação do sensor. A estrutura com melhor desempenho foi a composta por pilares de 2,5 cm de diâmetro e rotacionados 45° em relação a conexão da alimentação, apresentando duas bandas de operação: 600 MHz - 1 GHz e 1,1 - 1,4 GHz. O sensor otimizado foi construído e calibrado por meio de uma câmara GTEM (do inglês: *GigaHertz Transverse Electromagnetic*), na qual os resultados práticos obtidos se aproximaram dos simulados.

Na Figura 3.13 são apresentadas a estrutura final simulada e construída, apresentando alguns detalhes confeccionais do sensor.

Figura 3.13 – Sensor de disco otimizado por Ishak et al. (2017): a) Simulação, b) protótipo construído.



Fonte: Adaptado de Ishak et al. (2017).

3.3 Quadro Sinóptico da Revisão Bibliográfica

Os principais trabalhos que motivaram e serviram como base para esta dissertação foram apresentados ao longo deste capítulo. Com base na revisão bibliográfica realizada, observa-se que várias publicações abordaram com sucesso o uso de antenas de microfita na detecção de descargas parciais por meio de janelas dielétricas, seja em transformadores de potência ou GIS. Porém, muitas das antenas desenvolvidas falham em atender toda a faixa de frequências de interesse para a detecção de descargas parciais em transformadores de potência (300 - 1500 MHz). Além disto, tópicos como a redução dimensional das antenas de microfita desenvolvidas para este tipo de aplicação foram pouco desenvolvidos nos trabalhos que consistem na revisão bibliográfica exposta.

Pelo exposto, esta dissertação pretende contribuir com a análise da aplicabilidade da antena de microfita circular na detecção de descargas parciais, fazendo uso das técnicas de otimização de largura de banda descritas na seção 2.3.4. Ademais, avaliou-se a aplicação de técnicas de redução dimensional, com o objetivo de causar o menor impacto possível estruturalmente no transformador.

Na Tabela 3.1, as contribuições dos trabalhos citados são apresentadas de forma sumarizada. Além disso, a contribuição científica que se pretende alcançar com este trabalho também é mencionada na Tabela 3.1.

No capítulo a seguir, são tratados os materiais e métodos que serão empregados para a realização da dissertação proposta.

Tabela 3.1 – Resumo das contribuições das pesquisas citadas durante o capítulo.

Ano	Pesquisadores	Contribuição
2006	Agoris <i>et al.</i>	Concluíram que o uso de um sensor espiral inserido via válvula de óleo de um transformador possui capacidade de detecção de descargas parciais próxima ao sensor de disco clássico utilizado.
2007	Ju <i>et al.</i>	Apresentaram o uso de uma antena de microfita retangular com frequência de 340 - 440 MHz acoplada a uma janela dielétrica em uma GIS de 220 kV, detectando descargas parciais com intensidades de 232 pC.
2008	Roldan, Tang e Gaskin	Investigaram a aplicabilidade de diversos tipos de antenas monopolares de 1/4 de comprimento para inserção via válvula de óleo de transformadores de potência.
2009	Sinaga, Phung e Blackburn	Estudaram três tipos de antenas de microfita para aplicação em janela dielétrica: gravata borboleta, espiral e log-espiral. Além disto, verificaram as estruturas monopolares do tipo <i>straight wire</i> e cônica.
2010	Shibuya <i>et al.</i>	Analisaram matematicamente, por meio do EMTP, a interação entre a onda eletromagnética emitida por uma descarga parcial e o circuito ressonante de uma antena de microfita.
2011	Chen <i>et al.</i>	Investigaram o uso de uma antena de microfita do tipo dipolo com frequência de 380 - 440 MHz para detecção de descargas parciais por meio de janelas dielétricas.
2012	Jung <i>et al.</i>	Desenvolveram uma antena de microfita para inserção via válvula de óleo com quatro frequências de ressonância (680, 900, 1100 e 1270 MHz). Descargas parciais com carga aparente de 50 pC foram detectadas pela antena desenvolvida.
2013	Li <i>et al.</i>	Avaliaram o uso de uma antena de microfita fractal do tipo Hilbert para alocação via janelas dielétricas em transformadores. A antena construída detectou descargas parciais com carga aparente de 33,8 e 51,36 pC.
2014	Sarkar <i>et al.</i>	Desenvolveram três antenas de microfita retangulares para a detecção de descargas parciais em transformadores, obtendo valores de amplitude entre 100 e 350 mV para suas respectivas frequências de operação (300, 500 e 700 MHz).
2015	Claros, Custovic e Elton	Analisaram a otimização da largura de banda de uma antena de microfita por meio da união de antenas espirais do tipo ASA e ESA, resultando em uma estrutura denominada PCSA.
2016	Luo <i>et al.</i>	Otimizaram a largura de banda de uma antena de microfita retangular por meio de modificações na estrutura do elemento irradiador e pelo uso do plano de terra truncado, atingindo uma banda de 565 MHz - 1,5 GHz.
2016	Huamao, Yazhou e Shusheng	Avaliaram, por meio de simulações, a influência que parâmetros estruturais como, diâmetro, posição da alimentação, espessura e constante dielétrica do substrato exercem no desempenho de um sensor de disco desenvolvido para a detecção de descargas parciais.
2017	Yongqianq, Zhuang e Jianfang	Realizaram testes laboratoriais comparativos entre as antenas de microfita fractais do tipo Moore e Hilbert, nos quais a antena do tipo Moore apresentou melhor sensibilidade na detecção de descargas parciais.
2017	Ishak <i>et al.</i>	Investigaram a otimização do sensor de disco, via simulações, diante de modificações estruturais, como, a divisão do substrato dielétrico em dois materiais com constantes dielétricas diferentes e a inserção de pilares curto circuitadores na estrutura.
2018	Este trabalho	Analisou a aplicabilidade de antenas de microfita circulares na detecção de descargas parciais, fazendo uso de técnicas de otimização de largura de banda e experimentos laboratoriais.

Fonte: Próprio autor.

4 Procedimentos Computacionais e Práticos

Neste capítulo são descritos os procedimentos computacionais e práticos que serão aplicados para atingir os objetivos da dissertação. Logo, são descritas etapas como, a construção do ambiente de simulação, os projetos das antenas que serão simuladas, material e métodos que foram utilizados para a construção das antenas, bem como o arranjo experimental aplicado para a medição de descargas parciais.

4.1 Construção do Ambiente de Simulação

As simulações foram realizadas por meio do *software* HFSS (do inglês –*High Frequency Structure Simulator*). A escolha do HFSS é justificada pelo seu grande destaque na literatura, sendo aplicado em diversos trabalhos que envolvem a simulação de antenas de microfitas, tais como os trabalhos de [Ju et al. \(2007\)](#), [Hwang et al. \(2011\)](#) e [Luo et al. \(2016\)](#). Além disso, o HFSS permite a visualização dos principais parâmetros de desempenho da antena, descritos ao decorrer do trabalho, de formas variadas, como: gráficos em escalar retangular e polar, mapas de cores, linhas equipotenciais e animações por meio de suas soluções obtidas a partir do método dos elementos finitos ([MRABET, 2005](#)).

A construção adequada do ambiente de simulação no HFSS é essencial para a obtenção de respostas mais próximas às antenas reais. Logo, as configurações que foram utilizadas para a simulação das antenas projetadas são descritas a seguir.

Basicamente, a construção do ambiente de simulação no HFSS pode ser dividida em cinco etapas gerais:

- **Dimensionamento de parâmetros estruturais da antena:** Nesta etapa são definidos os parâmetros dimensionais da antena, isto é, largura, espessura, comprimento, posicionamento e forma do elemento irradiador, substrato dielétrico e plano de terra;
- **Especificação de materiais:** Consiste na atribuição das características dos materiais aplicados nos elementos projetados no item anterior. Os materiais podem ser provenientes do banco de dados do programa, como a fibra de vidro (FR4), epóxi, cobre, ou criados pelo usuário por meio da inserção de dados como constante dielétrica, tangente de perdas e outros parâmetros característicos dos materiais.
- **Condições de Contorno:** Nesta etapa é definida a caixa de irradiação, isto é, os limites do espaço simulado para os quais a irradiação incidente sobre a antena seja absorvida e não ocasione reflexões de retorno. Para isto, as caixas de irradiação

projetadas neste trabalho foram preenchidas por ar e possuem dimensões de $\lambda/4$ da frequência central de interesse a partir das extremidades da antena. Logo, considerando como 900 MHz o valor das frequências centrais de análise, as distâncias entre a caixa de irradiação e extremidades das antenas simuladas foram fixadas em 85 mm;

- **Excitação da estrutura:** Nesta etapa é selecionada uma fonte de excitação, denominada *waveport*, para excitar toda a estrutura projetada. Para se obter um resultado preciso, a *waveport* deve ser definida adequadamente tanto dimensionalmente quanto para o valor de impedância selecionado. As *waveports* utilizadas neste trabalho foram dimensionadas com uma altura equivalente a seis vezes a espessura do substrato utilizado (9,6 mm), enquanto sua largura foi dimensionada com um valor dez vezes superior a largura da linha de alimentação utilizada (30 mm);
- **Configurações de análise:** Esta última etapa consiste em determinar a frequência de solução e o número de passos executados para a resolução das matrizes construídas pelo método dos elementos finitos aplicado na antena projetada. Além disto, pode-se definir uma janela de frequências e o tipo de varredura realizada nela para posteriores análises gráficas de desempenho. Para este trabalho, foram adotados 20 passos de execução e uma frequência de solução de 900 MHz, valor equivalente a frequência central da janela de interesse analisada (300 MHz - 1,5 GHz), na qual foi realizada uma varredura de 600 pontos e do tipo rápida e discreta.

4.2 Projeto das Antenas de Microfita

Dentre os tipos de alimentação apresentados na seção 2.3.2, optou-se pela antena alimentada por linha de microfita. Este tipo de alimentação foi escolhido devido às boas respostas em largura de banda relatadas na literatura para as técnicas de plano de terra com fenda e truncado (superiores a 100% em relação a frequência central), conforme apresentado na seção 2.3.4.

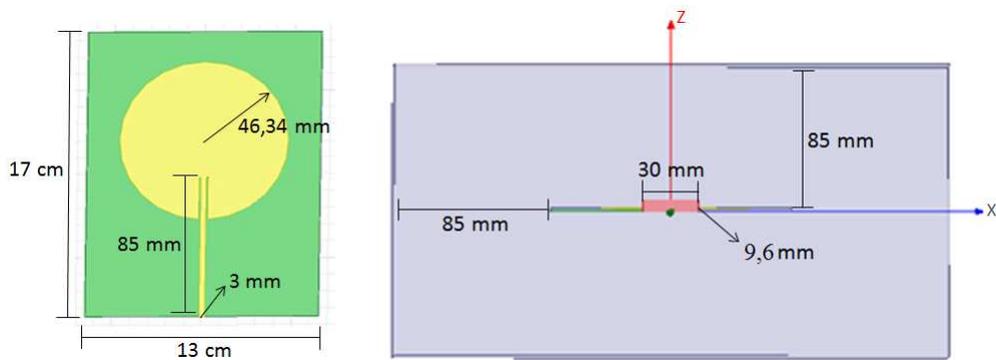
4.2.1 Antena circular alimentada por linha de microfita

Antes de dar início à aplicação das técnicas de otimização de banda, uma antena circular básica alimentada por linha de microfita foi simulada para posteriores comparações com os modelos otimizados. Os parâmetros iniciais de projeto para esta antena foram uma frequência de ressonância, f_0 , de 900 MHz com substrato dielétrico composto por FR4 ($\epsilon_r = 4,4$) e com espessura, h , de 1,6 mm. Utilizando as equações 2.33, 2.34 e 2.35, o raio físico do elementos irradiador, a , foi calculado como 46,34 mm.

Para atingir uma impedância de entrada de 50 ohms, a largura W_0 da linha de alimentação foi calculada, por meio da equação 2.32, como 3 mm. O comprimento da linha, L_0 , foi aproximado como $\lambda/4$ da frequência de ressonância, isto é, 85 mm. Para compactar a estrutura e melhorar as respostas em perdas de retorno, a linha de alimentação penetrou o elemento irradiador com uma profundidade y_0 de 25 mm. O plano de terra e o substrato utilizados na simulação para esta estrutura foram dimensionados com largura e comprimento de 13 e 17 cm, respectivamente.

Na Figura 4.1 é apresentada a estrutura inicial da antena alimentada por linha de microfita modelada no HFSS.

Figura 4.1 – Antena circular alimentada por linha de microfita modelada no HFSS: a) Vista frontal, b) Visão geral do ambiente simulado.



Fonte: Próprio autor.

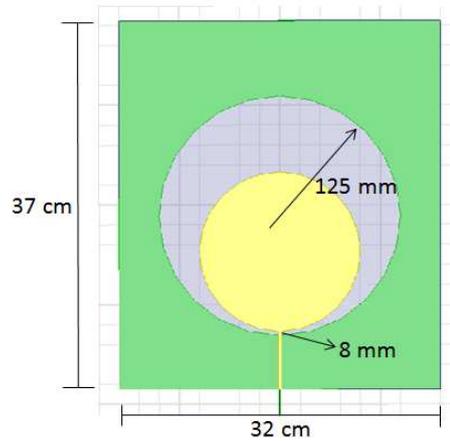
A partir do modelo apresentado na Figura 4.1 foram extraídos parâmetros de desempenho como: perdas de retorno (S_{11}); VSWR; largura de banda; diretividade; ganho; intensidade de irradiação e; largura de feixe.

4.2.2 Antena circular com aplicação de fenda no plano de terra

A aplicação da técnica de otimização de banda por meio de fenda no plano de terra foi realizada por meio da inserção de uma fenda circular no plano de terra do modelo apresentado na Figura 4.1. O raio inicial da fenda foi de 125 mm, equivalente a $1/8$ do comprimento de onda da primeira frequência de ressonância de interesse, isto é, 300 MHz. A posição inicial da fenda foi estabelecida de modo que a distância s definida entre a borda inferior da fenda e o elemento irradiador fosse de apenas 8 mm. Devido ao acréscimo dimensional acarretado pela inserção da fenda, as dimensões do substrato e plano de terra possuíram sua largura e comprimento redefinidos para 32 e 37 cm, respectivamente. Os demais parâmetros dimensionais do modelo da Figura 4.1 foram mantidos.

O modelo inicial que foi simulado para a técnica de plano de terra com fenda é apresentado na Figura 4.2.

Figura 4.2 – Modelo inicial simulado no HFSS da antena de microfita circular otimizada por fenda no plano de terra.



Fonte: Próprio autor.

A partir da estrutura inicial apresentada na Figura 4.2, foram realizadas simulações avaliando os impactos que variações como, raio da fenda, dimensões do plano de terra/substrato, raio do elemento irradiador e posicionamento da fenda exercem sobre a largura de banda da antena projetada. Para isto, somente o parâmetro dimensional sob análise foi variado, enquanto os demais permaneceram com seus valores iniciais conservados.

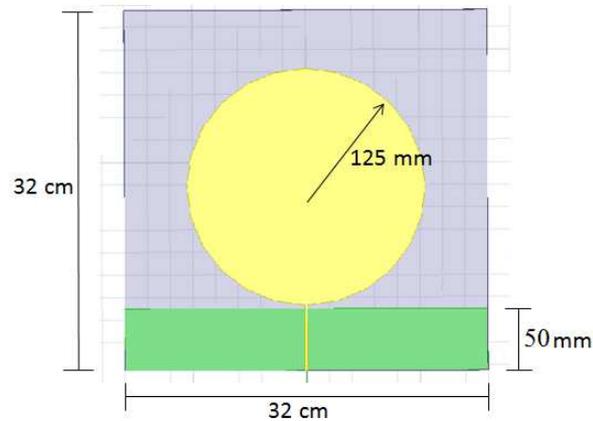
Após atingir a melhor configuração estrutural simulada, os demais parâmetros de desempenho destacados na subseção anterior foram extraídos e comparados com os valores obtidos para a técnica do plano de terra truncado e a antena circular básica simulada.

4.2.3 Antena circular com aplicação do plano de terra truncado

A aplicação da técnica do plano de terra truncado consistiu no truncamento do plano de terra do modelo apresentado na Figura 4.1 na altura da linha de alimentação do elemento irradiador circular. Além disso, o raio inicial do elemento irradiador foi ajustado para o equivalente a $\lambda/8$ do comprimento de onda da primeira frequência de ressonância, ou seja, 125 mm. O aumento do raio do elemento irradiador resultou em um acréscimo das dimensões do substrato para 32×32 cm, enquanto o plano de terra resultante foi definido com dimensões de largura e comprimento de 32 e 5 cm, respectivamente. O modelo inicial para a técnica do plano de terra truncado é apresentado na Figura 4.3.

A partir do modelo inicial da Figura 4.3, foram realizadas simulações avaliando os impactos que parâmetros como, raio do elemento irradiador e dimensões do plano de terra, exercem sobre a largura de banda da estrutura. Além disso, avaliou-se o impacto que a inserção de uma fenda no topo central do plano de terra truncado exerce sobre as perdas de retorno e largura de banda da antena.

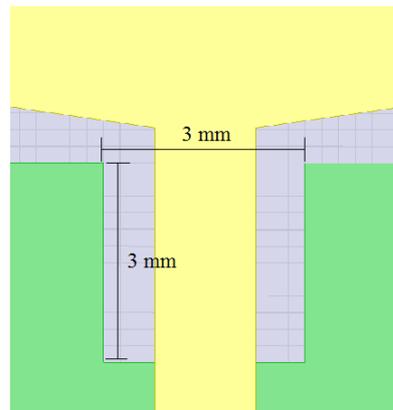
Figura 4.3 – Modelo inicial simulado no HFSS da antena de microfita circular otimizada por plano de terra truncado.



Fonte: Próprio autor.

A dimensão inicial da fenda foi de 3×3 mm, conforme apresentado na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Visão aproximada da fenda inserida no plano de terra truncado do modelo apresentado na Figura 4.3.



Fonte: Próprio autor.

Assim como para a técnica de otimização por fenda no plano de terra, foram realizadas combinações entre os parâmetros dimensionais da antena até que a melhor resposta em desempenho fosse alcançada. A partir do resultado otimizado, os demais parâmetros de desempenho foram extraídos para análises comparativas entre as antenas descritas.

Os parâmetros de desempenho selecionados foram normalizados, conforme equações 2.36 e 2.37, servindo como dados de entrada para o gráfico de radar e possibilitando uma análise comparativa prática entre as antenas simuladas. A partir desta análise, selecionou-se a antena que apresentou melhor equilíbrio entre os valores dos parâmetros avaliados para a confecção e testes laboratoriais.

4.3 Confecção da Antena e Testes Preliminares

A seguinte lista de materiais foi utilizada para a confecção da antena otimizada:

- Placa de circuito impresso de FR4 com espessura de 1,52 mm;
- Percloroeto de ferro;
- Conector SMA e adaptador SMA/BNC com impedâncias características de 50 Ω ;

O material listado acima é comumente utilizado na confecção de circuitos eletrônicos em placas de circuito impresso, evidenciando a simplicidade exigida no processo de confecção da antena. Além disso, a partir do custo do material envolvido, tem-se o desenvolvimento de uma antena mais barata que os sensores UHF comerciais disponíveis no mercado.

Antes da aplicação da antena confeccionada no arranjo experimental de detecção de descargas parciais, testes preliminares para a verificação das perdas de retorno e ganho da antena projetada foram executados. Com o objetivo de minimizar o efeito de interferências externas e reflexões durante a aplicação dos testes, os experimentos foram conduzidos na câmara anecóica do Laboratório de Metrologia (LABMET) da UFCG.

Para a verificação dos valores de perda de retorno, a antena confeccionada foi testada mediante uso do analisador de rede N9923A da Agilent Technologies, apresentado na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Analisador de rede utilizado.



Fonte: Agilent Technologies.

Conforme exposto na seção 2.2.7, a medição do ganho de uma antena de teste é realizada com o auxílio de antenas de referência com valor de ganho conhecido. Para tanto, utilizou-se duas antenas Hyperlog 30100X da Aaronia, apresentada na Figura 4.6, com largura de banda de 400 MHz a 10 GHz e com um ganho médio de 4,5 dBi.

Figura 4.6 – Antena de referência utilizada.



Fonte: Aaronia AG.

A verificação do ganho da antena projetada foi realizada mediante dois arranjos experimentais, ambos aplicados conforme o esquemático apresentado na Figura 2.10 da seção 2.2.7. O primeiro arranjo consistiu em alocar as antenas de referência nas posições de antena transmissora e receptora, conforme ilustrado na Figura 4.7. A distância aplicada entre as antenas foi de 1,5 m, respeitando o limite de campo distante da antena para sua frequência inferior de 400 MHz (1 m).

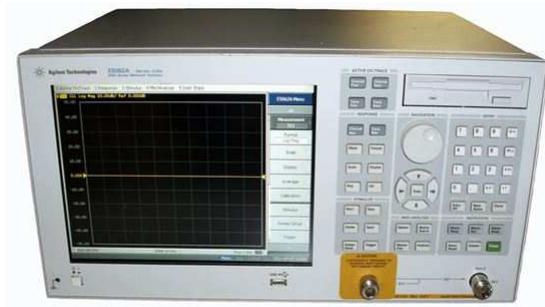
Figura 4.7 – Arranjo inicial aplicado com as antenas de referência.



Fonte: Próprio autor.

A partir do arranjo inicial apresentado na Figura 4.7, foi possível estimar a potência transmitida pela antena de referência mediante uso do analisador de rede ENA E5062A da Agilent Technologies, ilustrado na Figura 4.8.

Figura 4.8 – Analisador de rede utilizado para estimar a potência transmitida/recebida pelas antenas.



Fonte: Agilent Technologies.

O segundo arranjo experimental consistiu em manter a antena de referência na posição de antena transmissora, enquanto a antena desenvolvida foi posicionada como receptora e distanciada a 1,5 m. A partir deste segundo arranjo e com o auxílio do analisador de rede, estimou-se a potência recebida pela antena desenvolvida.

A partir dos valores de ganho e potências transmitida/recebida pelas antenas de referência/desenvolvida, foi possível utilizar a equação de Friis (2.30) para estimar o ganho da antena otimizada na faixa de frequência projetada.

De acordo com Luo et al. (2016), as antenas de microfita aplicadas na detecção de descargas parciais devem apresentar valores de ganho e diretividade médios superiores a 2 dB para a faixa de frequência de interesse (300 – 1500 MHz). Logo, o valor médio de 2 dB foi aplicado como critério de aprovação no teste preliminar de ganho da antena confeccionada.

4.4 Arranjo e Testes Laboratoriais para a Detecção de Descargas Parciais

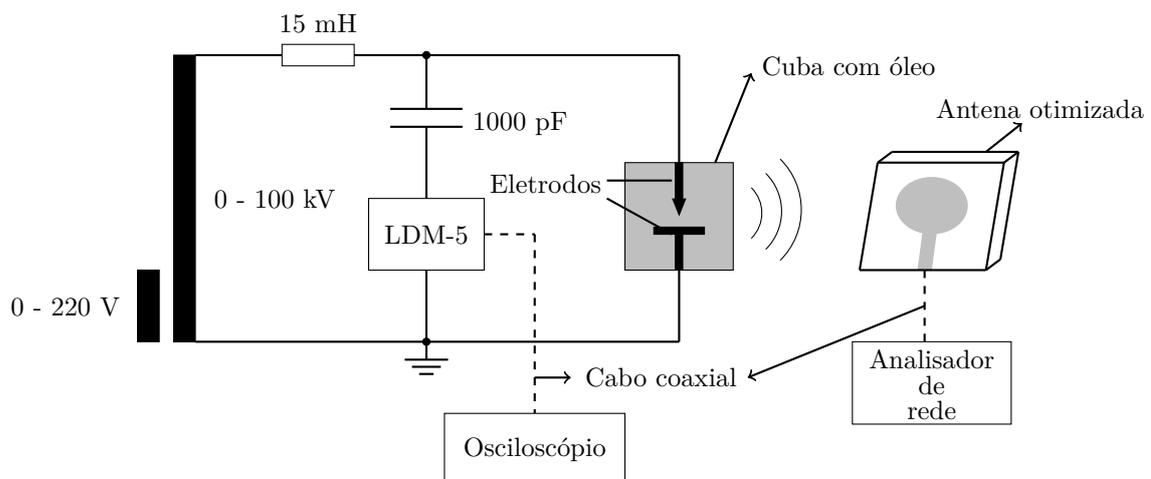
O arranjo laboratorial consistiu no uso dos seguintes componentes:

- Cuba acrílica com dimensões de 30×15×30 cm e preenchida por óleo isolante;
- Eletrodos do tipo ponta-plano e plano-plano;
- Transformador com tensão de secundário variável (0-100 kV);
- Capacitor de acoplamento de 1000 pF;
- Indutor de 15 mH;
- Cabos coaxiais de 5 m, tipo BNC e com impedância característica de 50 ohms;
- Impedor LDM-5 e calibrador LDC-5 da Doble Lemke;

- Osciloscópio Tektronics TDS5104B;
- Analisador de rede N9923A da Agilent Technologies;
- Antena otimizada desenvolvida.

A distribuição dos componentes listados para o arranjo laboratorial é sintetizada pelo esquemático apresentado na Figura 4.9.

Figura 4.9 – Esquemático do arranjo de medição proposto.



Fonte: Próprio autor.

A distância entre a antena otimizada e a célula de teste foi definida de acordo com os limites de campo distante calculados para a estrutura final desenvolvida. O ramo em paralelo com a célula de óleo, composto pelo capacitor de acoplamento e o impedor, representa o arranjo estabelecido pela IEC60270 (2000) para medição de descargas parciais. Para a aquisição de sinais com a maior rejeição de ruídos provenientes da rede, o indutor foi acrescentado à entrada do circuito.

A análise do arranjo apresentado na Figura 4.9 foi dividida em duas etapas: desenergizada e energizada. Para a etapa desenergizada, foram realizados os procedimentos de calibração do objeto de teste definidos pela IEC60270 (2000). Os pulsos de carga disponíveis pelo calibrador utilizado são de 5, 20, 100 e 500 pC, suficientes para a construção da curva de calibração do objeto de teste selecionado, a cuba de óleo. Para evitar a detecção de falsos positivos na etapa energizada do arranjo, o ruído de fundo para o circuito desenergizado foi registrado, tanto no osciloscópio quanto no analisador de rede.

A etapa energizada foi subdividida em dois tipos de análise: no tempo e na frequência. Para tanto, na primeira subetapa, a antena foi conectada ao osciloscópio, enquanto que na segunda etapa, conectou-se a antena ao analisador de rede. A divisão em duas subetapas se fez necessária devido a limitação dos equipamentos utilizados durante a realização da pesquisa. O osciloscópio utilizado possui largura de banda de 1 GHz e taxa de

amostragem suficiente (5 GSa/s) para o destaque da intensidade máxima dos pulsos (em mV) captados pela antena e método convencional da IEC60270 (2000), permitindo análises comparativas de sensibilidade de detecção no tempo para os dois métodos avaliados. No entanto, para melhor precisão nos estudos na frequência, utilizou-se o analisador de rede destacado anteriormente na Figura 4.5, cuja taxa de amostragem é apropriada para a detecção de sinais com frequências até 6,5 GHz.

O procedimento adotado para ambas as subetapas consistiu no aumento gradativo da tensão no objeto de teste até que pulsos de descargas parciais fossem detectados pela impedância de medição e antena, possibilitando análises de sensibilidade na detecção quanto a intensidade e frequência das descargas geradas no arranjo. O mesmo procedimento descrito foi repetido para diferentes distâncias entre a antena e a célula de teste.

Em testes de aceitação, segundo a NBR5356-3 (2007), o nível de carga aparente das descargas parciais em transformadores não pode exceder 100 pC para a aplicação, durante 5 minutos, de uma tensão equivalente a 1,1 vezes a tensão de fase-terra do transformador. Além disso, para a aplicação durante 5 minutos de uma tensão equivalente a 1,3 vezes a tensão de fase-terra do equipamento, o nível de carga aparente deve ser inferior a 300 pC. Porém, em situações práticas de operação, o nível de descargas parciais pode atingir valores de até 10000 pC (OGIHARA, 1964) a depender do grau de bolhas, borras e outros fatores intensificadores de descargas presentes no óleo do transformador.

Com o objetivo de avaliar a sensibilidade da antena para os níveis de carga aparente citados, duas configurações de eletrodos foram utilizadas na célula de óleo do arranjo da Figura 4.9. A primeira configuração consistiu em eletrodos do tipo ponta-plano e espaçados 2 cm entre si. O uso de um eletrodo do tipo ponta e com pequena distância de afastamento é justificado pelas maiores intensidades de campo elétrico proporcionadas por esta configuração, resultando na geração de descargas parciais na célula de óleo com níveis de carga aparente tão altas quanto para situações de operação do transformador.

A segunda configuração aplicada consistiu em eletrodos do tipo plano-plano e espaçados 3 cm entre si. A razão para o uso de uma geometria mais uniforme e com maior afastamento entre os eletrodos é dada pela dificuldade no processo de intensificação de campo proporcionada por esta configuração, resultando na geração de descargas parciais na célula de óleo com níveis de carga aparente condizentes com os testes de aceitação citados. As duas configurações de eletrodos aplicadas na célula de óleo são apresentadas nas Figuras 4.10 e 4.11.

Figura 4.10 – Eletrodos utilizados do tipo ponta-plano.



Fonte: Próprio autor.

Figura 4.11 – Eletrodos utilizados do tipo plano-plano.



Fonte: Próprio autor.

Neste capítulo foram apresentados os principais procedimentos computacionais e práticos adotados com a finalidade de atingir os objetivos deste trabalho. No capítulo a seguir são apresentados os resultados e análises obtidas a partir da aplicação dos procedimentos descritos durante este capítulo.

5 Resultados e Análises

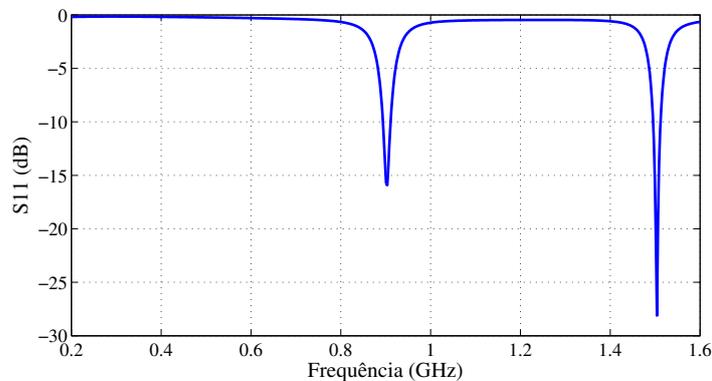
Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados obtidos durante a pesquisa. Primeiramente são apresentadas as análises de desempenho realizadas para cada uma das técnicas de otimização de largura banda aplicadas. Em seguida, um estudo comparativo entre as estruturas simuladas é apresentado com o objetivo de justificar a escolha da confecção de uma das antenas. Por fim, os resultados de sensibilidade da antena para a detecção de descargas parciais é apresentado.

5.1 Análise de Desempenho das Estruturas Simuladas

5.1.1 Antena Circular Alimentada por Linha de Microfita

O resultado de desempenho, em termos de perda de retorno, para a estrutura básica descrita na seção 4.2.1 é apresentado na Figura 5.1.

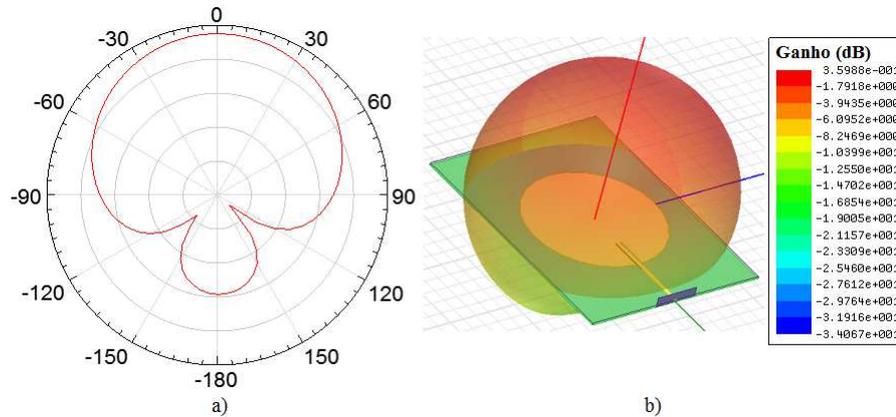
Figura 5.1 – Resposta em S_{11} para antena circular alimentada por linha de microfita.



Fonte: Próprio autor.

As frequências de ressonância simuladas atingidas na Figura 5.1 estão de acordo com a teoria de antenas de microfita circulares e com equação a 2.33, apresentando os modos de operação TM_{11} (900 MHz) e TM_{21} (1500 MHz), esperados para o raio de 46,34 mm projetado. Além disso, é possível observar a largura de banda estreita característica das antenas de microfita, a qual apresenta um valor de apenas 1,8% (894 - 911 MHz), para a primeira banda de operação, e 1,06% (1496 - 1512 MHz) para a segunda banda de operação. Apesar da pequena largura de banda, ambas as faixas de operação apresentaram bons resultados de perda de retorno para as frequências projetadas, atingindo picos de -15,91 e -28,11 dB para a primeira e segunda frequência de ressonância, 900 e 1500 MHz, respectivamente. O padrão de irradiação e o ganho da antena para a frequência de 900 MHz podem ser visualizados na Figura 5.2.

Figura 5.2 – Parâmetros complementares para o desempenho da antena alimentada por linha microstrip:
a) Padrão de irradiação; b) Ganho.

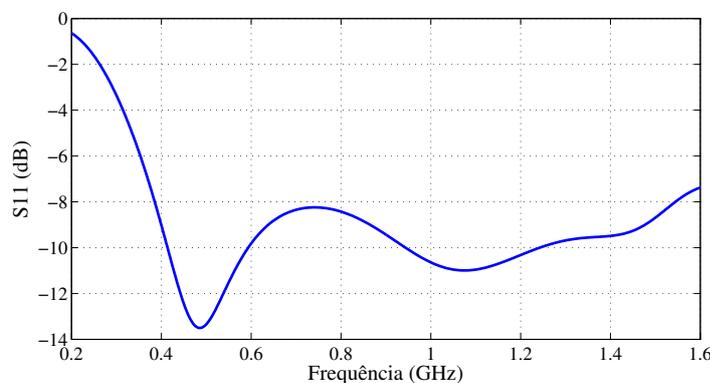


Fonte: Próprio autor.

5.1.2 Aplicação do Plano de Terra com Fenda

A partir dos parâmetros dimensionais descritos na seção 4.2.2, o resultado inicial de perda de retorno para a antena submetida à técnica de otimização por plano de terra com fenda é apresentado na Figura 5.3.

Figura 5.3 – Resposta inicial em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra com fenda.

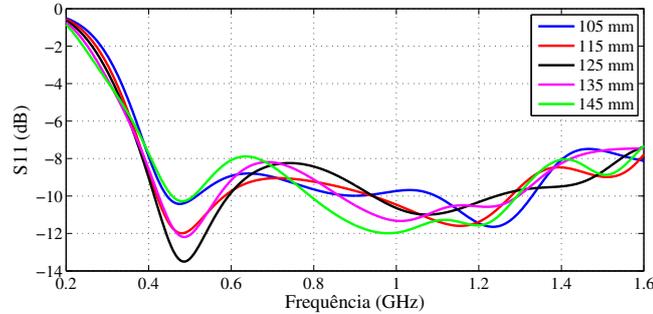


Fonte: Próprio autor.

A análise do resultado apresentado na Figura 5.3 permitiu a constatação que a simples inserção de uma fenda, sem maiores ajustes, resultou em uma antena com duas bandas de operação com larguras superiores a sua respectiva forma básica, apresentada na Figura 5.1. A primeira banda de operação corresponde a faixa de frequência de 415 - 592,7 MHz, com pico de perda de retorno em -13,5 dB na frequência de 487,5 MHz. A largura de banda para a primeira faixa de frequências é de aproximadamente 35,27%, valor quase vinte vezes superior à largura de banda de uma antena de microfita comum (1 a 2%). A segunda banda de operação corresponde a faixa de frequência de 945,6 - 1242 MHz, com pico de S_{11} em -11 dB na frequência de 1086 MHz, resultando em uma largura de banda de aproximadamente 27,01%.

A primeira análise paramétrica dimensional realizada consistiu na variação do raio da fenda circular inserida no plano de terra da antena. O resultado para esta primeira variação dimensional é apresentado na Figura 5.4.

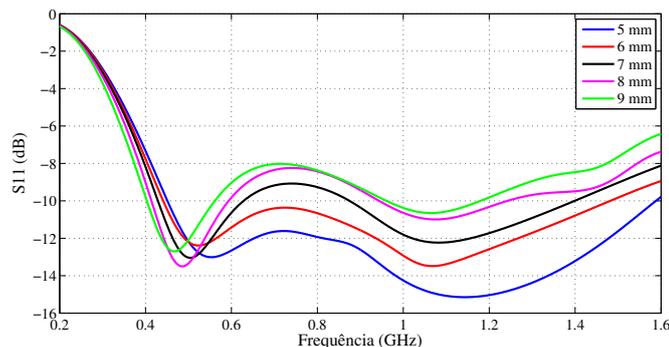
Figura 5.4 – Impacto da variação do raio da fenda nas perdas de retorno da antena.



Fonte: Próprio autor.

Utilizando como ponto de referência para análise o valor inicial de 125 mm, tem-se que o aumento do raio da fenda resulta em acréscimos de largura de banda nas frequências superiores de operação. Porém, o aumento na largura da segunda banda de operação tem como consequência a redução tanto na largura de banda quanto na perda de retorno da primeira banda de operação. Por outro lado, a diminuição do raio da fenda também ocasionou degradação na largura e na perda de retorno da primeira banda de operação. Contudo, a redução no raio da fenda apresentou menores oscilações em perda de retorno para toda a faixa de frequência analisada. O comportamento menos oscilatório apresentado pode representar uma característica positiva diante de variações em outros parâmetros dimensionais que intensifiquem os valores de perdas de retorno, deslocando toda a curva de desempenho para valores abaixo da linha de -10 dB na faixa de frequência desejada. Esta intensificação na perda de retorno foi constatada durante as análises de variação da distância s entre a fenda e o elemento irradiador, conforme apresentado na Figura 5.5.

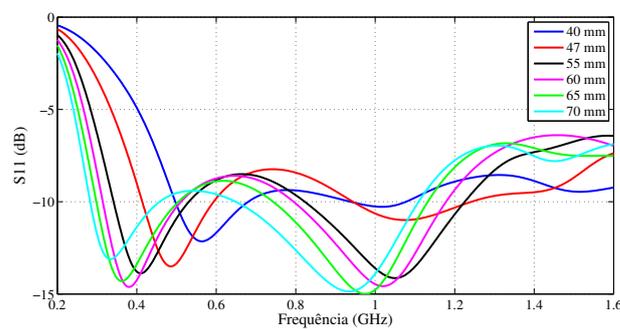
Figura 5.5 – Impacto da variação da distância s nas perdas de retorno da antena.



Fonte: Próprio autor.

A partir da análise da Figura 5.5, tem-se que quanto menor a distância s entre a fenda e o elemento irradiador, melhor a resposta em perda de retorno da antena. A partir de 6 mm, por exemplo, as duas bandas de operação apresentadas na Figura 5.3 passam a funcionar como uma única banda operante na faixa de 443,1 - 1481 MHz, resultando em uma largura de 107,88%. No entanto, à medida que a distância s é reduzida, existe um pequeno acréscimo da frequência inferior de operação, distanciando-a da frequência desejada de 300 MHz. Para compensar este deslocamento na frequência inferior, pode-se realizar variações no raio do elemento irradiador, conforme apresentado na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Impacto da variação do raio do elemento irradiador nas perdas de retorno da antena.

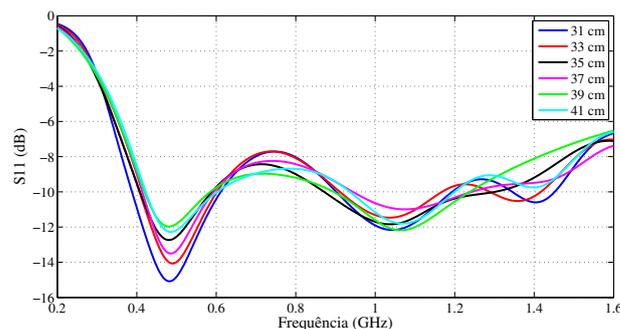


Fonte: Próprio autor.

As variações apresentadas na Figura 5.6 obedecem a equação 2.33, na qual as frequências de operação se deslocam para valores inferiores/superiores diante do aumento/redução do raio do elemento irradiador. Porém, além deste comportamento, também foi possível verificar melhorias nas larguras de banda diante do aumento no raio do elemento irradiador. Utilizando o valor de 70 mm como exemplo, tem-se uma largura de banda de 47,02 e 52,375% para a primeira e segunda banda de operação, respectivamente, valores superiores aos de 35,27 e 27,01% apresentados pela resposta inicial da Figura 5.3.

Por fim, analisou-se a influência que as dimensões do plano de terra exercem sobre o desempenho da antena. A primeira dimensão avaliada foi o comprimento do plano de terra, conforme apresentado na Figura 5.7.

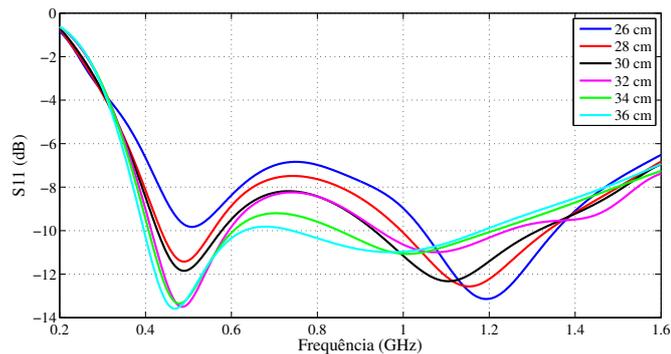
Figura 5.7 – Influência do comprimento do plano de terra nas perdas de retorno da antena.



Fonte: Próprio autor.

A partir da análise gráfica realizada para a Figura 5.7, constatou-se que o impacto exercido pela variação do comprimento do plano de terra ocorre de modo menos padronizado que as demais análises realizadas anteriormente, visto que existe um impacto diferenciado nas larguras de banda e nas perdas de retorno para cada variação realizada. Quanto à largura do plano de terra, verificou-se um comportamento mais padronizado, conforme pode ser visualizado na Figura 5.8.

Figura 5.8 – Influência da largura do plano de terra nas perdas de retorno da antena.



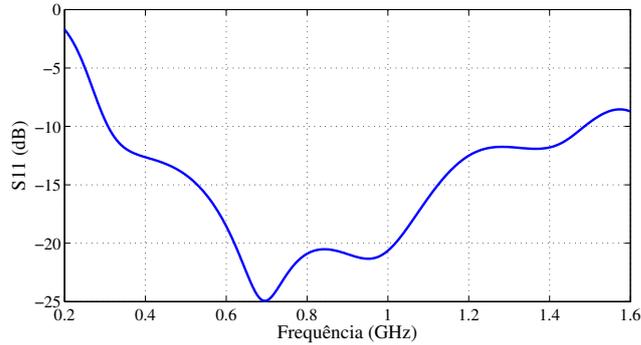
Fonte: Próprio autor.

A análise realizada para o resultado exposto na Figura 5.8 evidencia uma tendência de união das duas bandas de operação à medida que a largura do plano de terra é aumentada, enquanto que o oposto pode ser verificado para a redução em sua largura, podendo até degradar por completo uma das bandas de operação, como no caso de 26 cm, por exemplo. Além disto, também é possível observar um deslocamento das bandas de operação para frequências inferiores/superiores diante do aumento/redução da largura do plano de terra.

A partir das análises realizadas durante esta seção, os parâmetros dimensionais avaliados foram combinados de modo que fosse desenvolvida uma antena com a menor dimensão possível e com banda de operação que mais se aproximasse da faixa desejada de 300 - 1500 MHz.

O resultado final para esta combinação foi uma antena com raios de elemento irradiador e fenda equivalentes a 80 e 120 mm, respectivamente, na qual a distância s entre os dois elementos foi definida em 3,8 mm. As dimensões finais para o plano de terra foram de 31 cm de largura e 35 cm de comprimento. Na Figura 5.9 é apresentado o resultado final de perda de retorno obtido para a técnica de otimização de plano de terra com fenda.

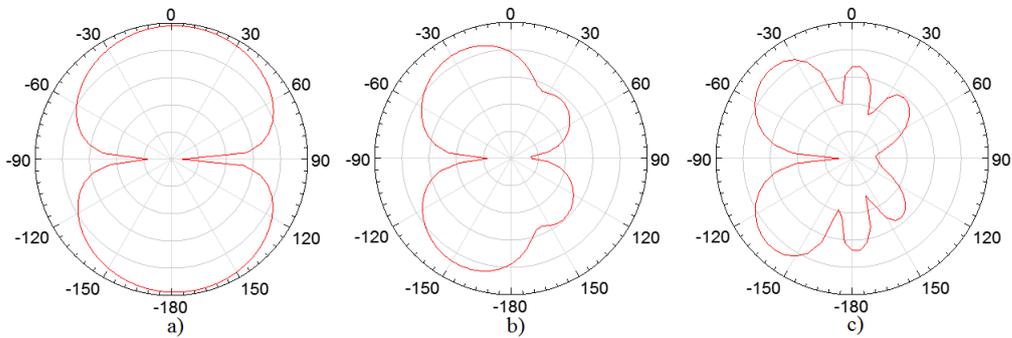
Figura 5.9 – Resposta final em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra com fenda.



Fonte: Próprio autor.

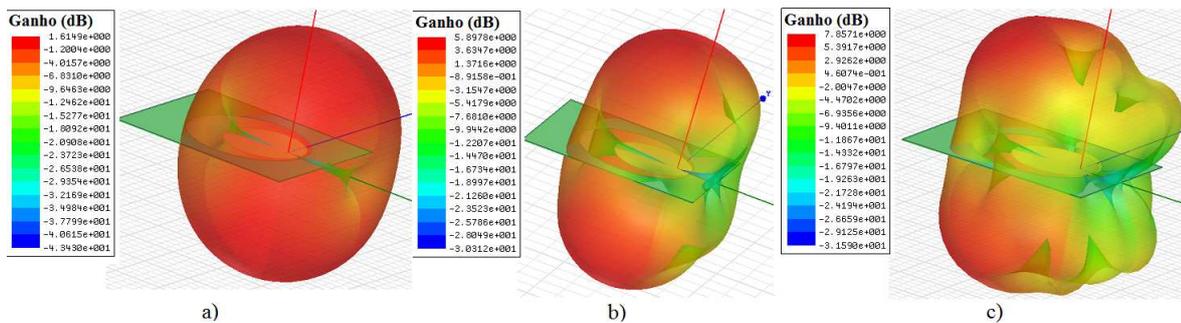
A antena da Figura 5.9 apresenta, na faixa de frequência analisada, uma única banda de operação que compreende de 308 - 1485 MHz, com pico de perda de retorno em -24,94 dB para a frequência de 695 MHz. A largura de banda final atingida corresponde a 131,28%. O padrão de irradiação e o ganho da antena foram coletados para três frequências próximas as de interesse: 350 MHz, 900 MHz e 1400 MHz, conforme apresentado nas Figuras 5.10 e 5.11.

Figura 5.10 – Padrão de irradiação para a antena otimizada por plano de terra com fenda: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.11 – Ganho da antena otimizada por plano de terra com fenda: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.



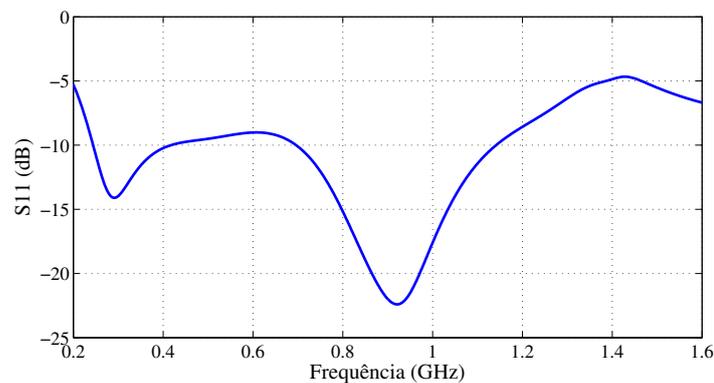
Fonte: Próprio autor.

A partir das Figuras 5.10 e 5.11, tem-se que, além da ampliação da largura de banda, o uso do plano de terra com fenda resultou em uma intensificação do lóbulo posterior da antena em relação à estrutura básica, proporcionando uma simetria entre o plano superior e inferior da antena, tornando-a omnidirecional. Quanto ao ganho, evidencia-se um acréscimo significativo em relação a estrutura básica para todas as frequências de interesse, apresentando maiores intensidades para valores próximos aos 1400 MHz.

5.1.3 Aplicação do Plano de Terra Truncado

A partir da aplicação dos parâmetros dimensionais descritos na seção 4.2.3, o resultado inicial de perdas de retorno para a antena submetida à técnica de otimização por plano de terra truncado é apresentado na Figura 5.12.

Figura 5.12 – Resposta inicial em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra truncado.

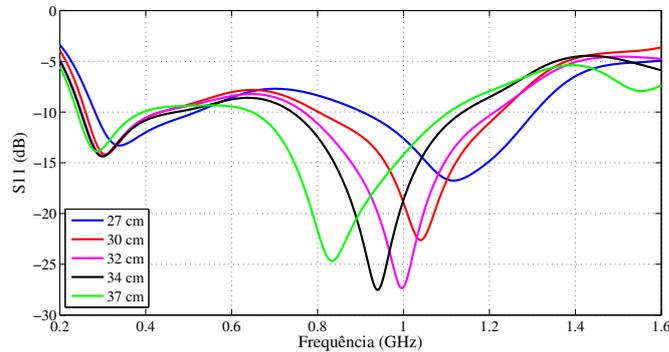


Fonte: Próprio autor.

O truncamento do plano de terra, sem maiores ajustes, originou duas bandas de operação, as quais apresentam larguras de banda de 52,43% (244 - 417,4 MHz) e 48,12% (697,8 - 1140 MHz) com picos de -14,1 e -22,4 dB, respectivamente. Apesar dos bons resultados iniciais de largura de banda, tem-se que a frequência inferior da primeira banda de operação possui valor abaixo da frequência de início da atividade de descargas parciais (300 MHz). Acréscimos nos valores de frequência inferior de operação puderam ser verificados a partir de variações na largura do plano de terra da antena, conforme apresentado na Figura 5.13.

A redução da largura do plano de terra da antena resultou em acréscimos nas frequências inferiores e superiores da antena, aproximando-a da faixa de frequência de interesse. Contudo, à medida que a largura do plano de terra é reduzida, também foi possível verificar uma tendência de afastamento entre as bandas de operação, resultante, principalmente, da degradação da intensidade das perdas de retorno constatadas. Para a largura de 27 cm, por exemplo, as bandas de operação foram deslocadas para as faixas de frequência de 285 a 515,5 MHz e 905,8 a 1306 MHz, respectivamente, porém com picos de

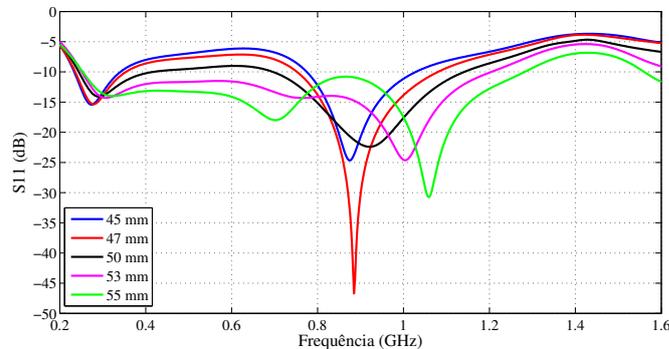
Figura 5.13 – Impacto da variação da largura do plano de terra nas perdas de retorno da antenna.



Fonte: Próprio autor.

perda de retorno inferiores ao modelo inicial simulado (13,29 e 16,75 dB, respectivamente), resultando na redução da largura de banda da segunda faixa de operação (36,18%). A intensificação dos valores de perda de retorno puderam ser verificadas a partir da realização de variações na altura do truncamento do plano de terra, conforme apresentado na Figura 5.14

Figura 5.14 – Impacto da variação da altura do plano de terra na perda de retorno da antenna.

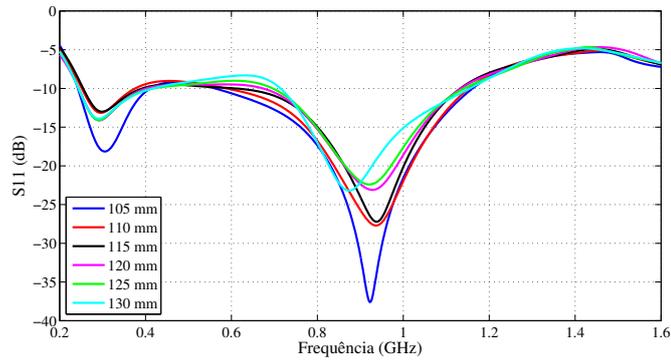


Fonte: Próprio autor.

A partir do resultado exposto na Figura 5.14, pode-se constatar que quanto maior a altura do truncamento do plano de terra, melhor a resposta em perda de retorno da antenna. A partir de 53 mm, por exemplo, tem-se a presença de uma única banda de operação na faixa de 251 a 1203 MHz, resultando em uma largura de banda de 130,94% em relação à frequência central de operação de 727 MHz. Além disso, pode-se verificar um deslocamento da frequência superior de operação à medida que a altura do plano de terra é aumentada, favorecendo a criação de uma banda mais larga e que atenda a faixa de frequência desejada para a aplicação na detecção de descargas parciais.

Após a avaliação dos impactos causados pela variação das dimensões do plano de terra truncado, verificou-se a influência da variação do raio do elemento irradiador sobre o desempenho da antenna. O resultado da análise é apresentado na Figura 5.15.

Figura 5.15 – Impacto da variação do raio do elemento irradiador na perda de retorno da antena.

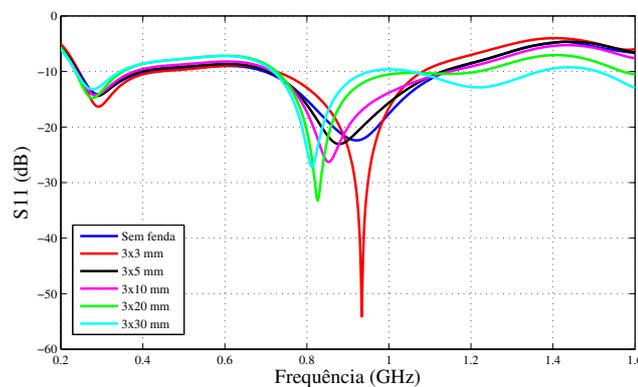


Fonte: Próprio autor.

Diferentemente do plano de terra com fenda, constatou-se que a redução do raio do elemento irradiador impacta positivamente no desempenho da antena, resultando em maiores intensidades de perda de retorno e maior valor de largura de banda, principalmente para a segunda banda de operação. Também é possível verificar que o impacto causado pela variação do raio do elemento irradiador, para a técnica de plano de terra truncado, é bem menos significativo quando comparado às mesmas análises de variação de raio realizadas para a técnica do plano de terra com fenda (Figura 5.5).

Por fim, avaliou-se o impacto que a inserção de uma fenda retangular no topo central do plano de terra truncado exerce sobre as perdas de retorno da antena. A primeira análise realizada é referente a variação do comprimento da fenda inserida, com resultados apresentados na Figura 5.16.

Figura 5.16 – Impacto da variação do comprimento da fenda nas perdas de retorno da antena.



Fonte: Próprio autor.

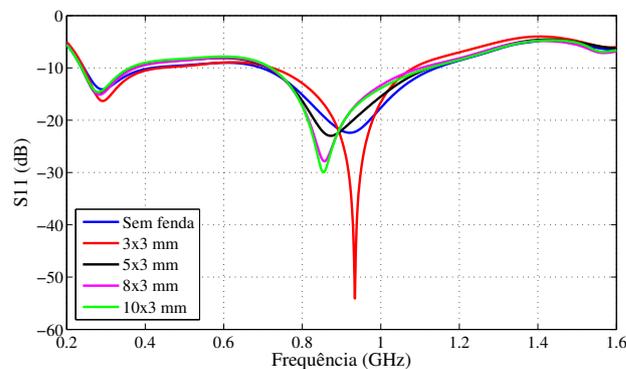
Primeiramente, pode-se verificar que a inserção inicial da fenda de 3×3 mm resultou em uma pequena melhoria no desempenho da primeira banda de operação, tanto nas perdas de retorno quanto em sua largura de banda. No entanto, para a segunda banda

de operação, a melhoria na perda de retorno ocorre à custa de uma considerável parcela da largura de banda.

A partir das variações realizadas no comprimento da fenda, tem-se que a perda de retorno é intensificada para as frequências mais elevadas. Ademais, pode-se verificar a existência de um deslocamento da frequência inferior da segunda banda de operação para menores valores, tendendo a formação de uma banda mais larga. Também foi possível constatar que o aumento do comprimento da fenda exerce um impacto negativo tanto na perda de retorno quanto na largura de banda da primeira faixa de operação, porém, com impacto relativamente pouco significativo se comparado com os benefícios apresentados para a segunda banda de operação. Logo, para compensar os impactos negativos resultantes manter os benefícios proporcionados pelo aumento do comprimento da fenda, pode-se realizar ajustes finos em outros parâmetros analisados anteriormente, como a altura de truncamento do plano de terra, por exemplo.

Para as variações na largura da fenda, não foram verificados impactos tão significativos nas perdas de retorno quanto aos apresentados para as variações em seu comprimento. No entanto, foi possível verificar um deslocamento para menores valores na frequência superior da segunda banda de operação à medida que a largura da fenda é aumentada, conforme apresentado na Figura 5.17.

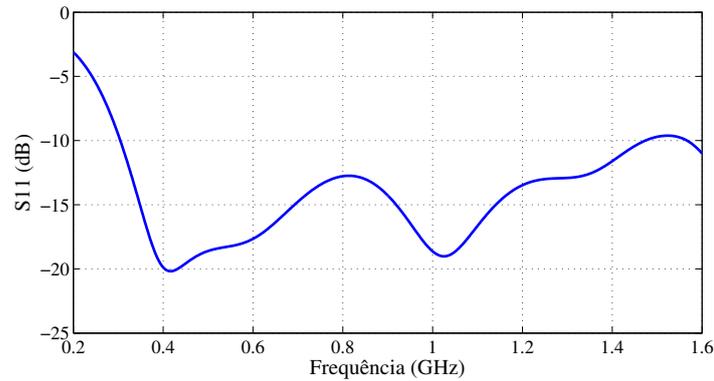
Figura 5.17 – Impacto da variação da largura da fenda nas perdas de retorno da antena.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando-se ajustes finos para cada um dos parâmetros dimensionais analisados e combinando-os, obteve-se como estrutura final uma antena com dimensões de 30×30 cm com raio de elemento irradiador igual 110 mm. O plano de terra truncado apresentou dimensão final de 30 cm de largura por 57 mm de comprimento, no qual foi inserida em seu topo central uma fenda de 6 mm de largura por 10 mm de comprimento.

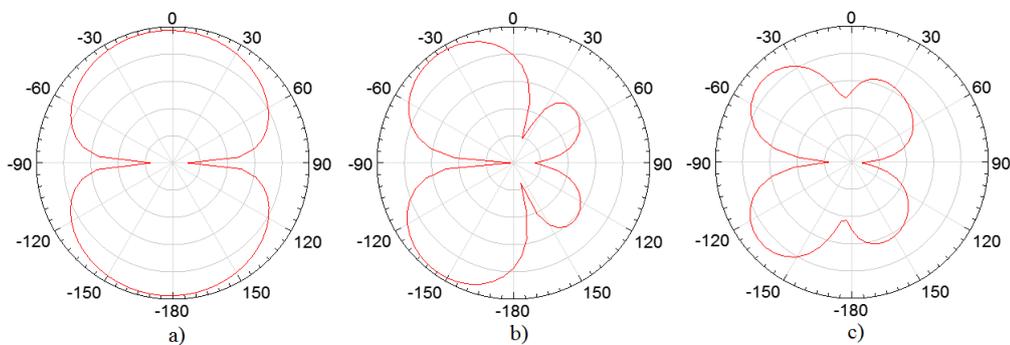
O resultado final para a perda de retorno obtida para a antena com plano de terra truncado é apresentado na Figura 5.18.

Figura 5.18 – Resposta final em S_{11} para a antena otimizada por plano de terra truncado.

Fonte: Próprio autor.

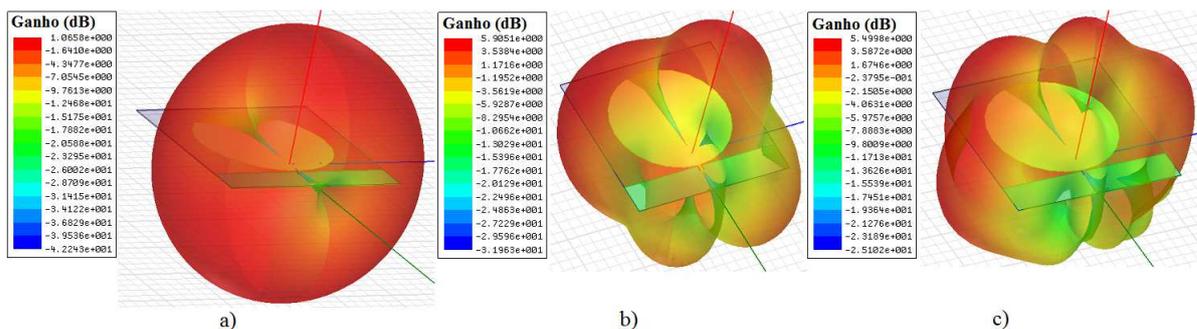
A banda de operação final resultante corresponde a faixa de frequência de 305 a 1474 MHz, com pico de perda de retorno em -20,18 dB para a frequência de 415 MHz, atingindo uma largura de banda final de 131,42% em relação à frequência central de 890 MHz. Analogamente ao plano de terra com fenda, foram extraídos os parâmetros de padrão de irradiação e ganho para as frequências de 350, 900 e 1400 MHz, conforme apresentado nas Figuras 5.19 e 5.20.

Figura 5.19 – Padrão de irradiação para a antena otimizada por plano de terra truncado: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.20 – Ganho da antena otimizada por plano de terra truncado: a) 350 MHz; b) 900 MHz; c) 1400 MHz.



Fonte: Próprio autor.

A distorção nos formatos dos ganhos e padrões de irradiação ocorreu de modo semelhante ao plano de terra com fenda, porém, com distorções mais acentuadas para a frequência central de 900 MHz. Também é possível verificar que o ganho atingido em cada uma das frequências analisadas é superior ao apresentado pela estrutura básica, resultando na compensação de uma das principais desvantagens características das antenas de microfita. Diferentemente da antena com plano de terra com fenda, as maiores intensidades de ganho para a antena com plano truncado foram atingidas para valores de frequência próximos a 900 MHz.

5.2 Análise Comparativa entre as Antenas Simuladas

Os parâmetros de desempenho extraídos durante as simulações foram sintetizados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3.

Os valores apresentados na Tabela 5.1 correspondem aos parâmetros de desempenho obtidos para a frequência comum as três antenas simuladas, isto é, 900 MHz. Nas Tabelas 5.2 e 5.3, tem-se a apresentação dos valores de desempenho para as frequências próximas aos limites inferior e superior do espectro da atividade de descargas parciais e comuns as duas antenas otimizadas simuladas, isto é, 350 e 1400 MHz.

Tabela 5.1 – Parâmetros de desempenho extraídos para a frequência de 900 MHz.

	Antena Básica	Plano de Terra com Fenda	Plano de Terra Truncado
Intensidade de Irradiação (w/sr)	0,0837	0,304685	0,310759
Largura de Banda (%)	1,80	131,28	131,42
Ganho (dB)	0,360	5,8978	5,9051
Dimensão (cm)	17	35	30
S11 (dB)	-16	-21	-15
HPBW (°)	160	90	80
Diretividade (dB)	6,3786	6,13392	6,21762

Fonte: Próprio autor.

Tabela 5.2 – Parâmetros de desempenho extraídos para a frequência de 350 MHz.

	Plano de Terra com Fenda	Plano de Terra Truncado
Intensidade de Irradiação (w/sr)	0,10751	0,10038
Ganho (dB)	1,679	1,102
S11 (dB)	-12,5	-14
HPBW (°)	140	140
Diretividade (dB)	1,746	1,108432

Fonte: Próprio autor.

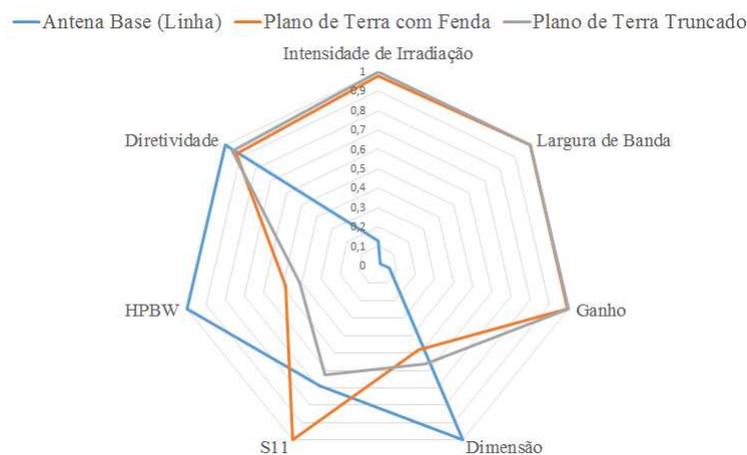
Tabela 5.3 – Parâmetros de desempenho extraídos para a frequência de 1400 MHz.

	Plano de Terra com Fenda	Plano de Terra Truncado
Intensidade de Irradiação (w/sr)	0,46137	0,25283
Ganho (dB)	7,8571	5,4998
S11 (dB)	-12,5	-12
HPBW (°)	95	100
Diretividade (dB)	8,12	5,7197

Fonte: Próprio autor.

Aplicando os parâmetros de desempenho apresentados nas Tabelas 5.1, 5.2 e 5.3 em um gráfico de radar, é possível realizar um comparativo geral prático entre as estruturas avaliadas. Na Figura 5.21 é apresentado o primeiro gráfico comparativo, referente aos valores apresentados na Tabela 5.1.

Figura 5.21 – Análise comparativa por meio de gráfico de radar entre as estruturas simuladas para a frequência de 900 MHz.

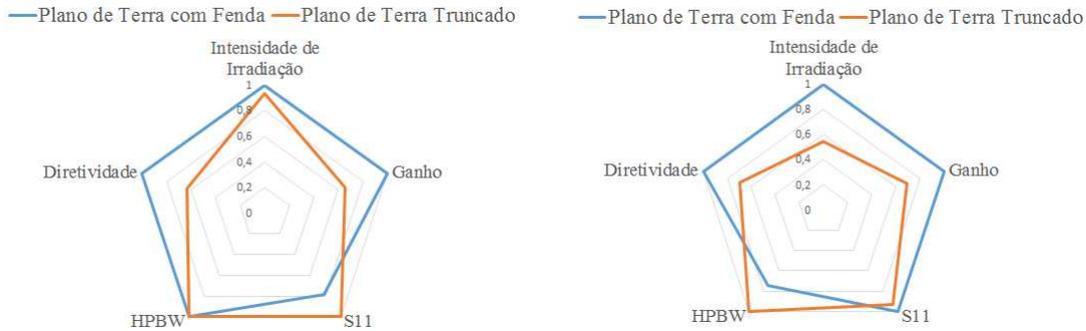


Fonte: Próprio autor.

A partir do gráfico de radar traçado para a frequência de 900 MHz, é possível visualizar a melhoria significativa que as técnicas de otimização exerceram sobre os parâmetros de intensidade de irradiação, ganho e largura de banda em relação à estrutura básica simulada. Porém, a divisão dos lóbulos principais, apresentadas nas Figuras 5.10 e 5.19, resultou em degradações nos valores de diretividade e HPBW das antenas otimizadas em relação a estrutura básica simulada, afetando a eficiência direcional das antenas otimizadas. Ademais, as variações paramétricas dimensionais realizadas para a otimização da largura de banda resultaram em antenas com dimensões praticamente equivalentes ao dobro da antena inicial. Realizando um comparativo entre as antenas otimizadas, tem-se que os parâmetros de desempenho para ambas as antenas possuem valores bastante similares, distanciando-se somente em relação à perda de retorno, para a qual a antena com plano de terra com fenda apresentou melhor desempenho.

Os gráficos de radar referentes aos valores apresentados nas Tabelas 5.2 e 5.3 são ilustrados na Figura 5.22.

Figura 5.22 – Análise comparativa por meio de gráfico de radar entre as antenas otimizadas: a) 350 MHz; b) 1400 MHz.

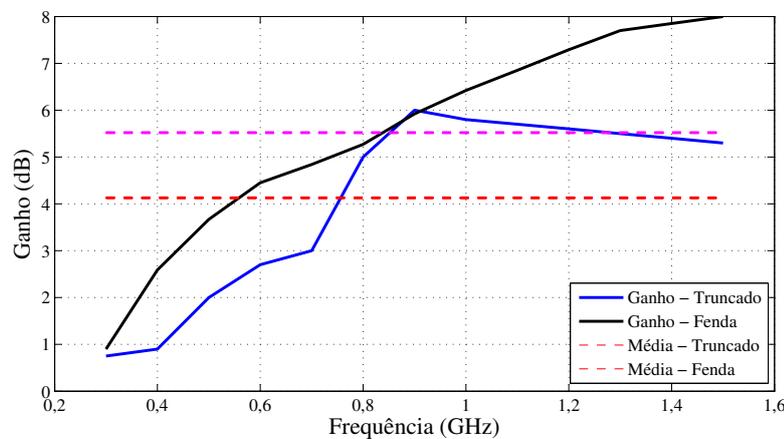


Fonte: Próprio autor.

Assim como o ocorrido para as frequências próximas a 900 MHz, pode-se verificar um desempenho similar entre as antenas otimizadas para as frequências próximas a 350 MHz. Porém, à medida que a frequência se aproxima do limite superior de operação, o desempenho da antena com plano de terra com fenda é superior ao da antena com plano de terra truncado em relação aos parâmetros de intensidade de irradiação, ganho e diretividade, apresentando somente pequenas diferenças para os valores de perda de retorno e HPBW.

Dentre os parâmetros de desempenho tabelados, realizou-se uma análise comparativa mais minuciosa em relação ao comportamento do ganho das antenas otimizadas ao longo da faixa de frequência de interesse, conforme apresentado na Figura 5.23.

Figura 5.23 – Ganho das antenas otimizadas sobre a faixa de frequências de interesse.



Fonte: Próprio autor.

A partir da análise das curvas de ganho apresentadas na Figura 5.23, tem-se os valores médios de ganho de 5,52 e 4,26 dB para as antenas com plano de terra com fenda

e truncado, respectivamente. Apesar da antena com plano de terra com fenda apresentar valor médio de ganho superior ao da antena com plano de terra truncado, ambas as antenas atendem ao critério de ganho médio para a aplicação na detecção de descargas parciais (ganho ≥ 2 dB). Logo, visando a seleção de uma antena que atenda todos os critérios para a detecção de descargas parciais (largura de banda e ganho, principalmente) e apresente menor impacto na estrutura do tanque do transformador de potência monitorado (menor dimensão), selecionou-se a antena otimizada pelo plano de terra truncado para a confecção e aplicação dos testes preliminares de validação das simulações realizadas.

5.3 Testes Preliminares

A antena otimizada por plano de terra truncado confeccionada é apresentada na Figura 5.24 .

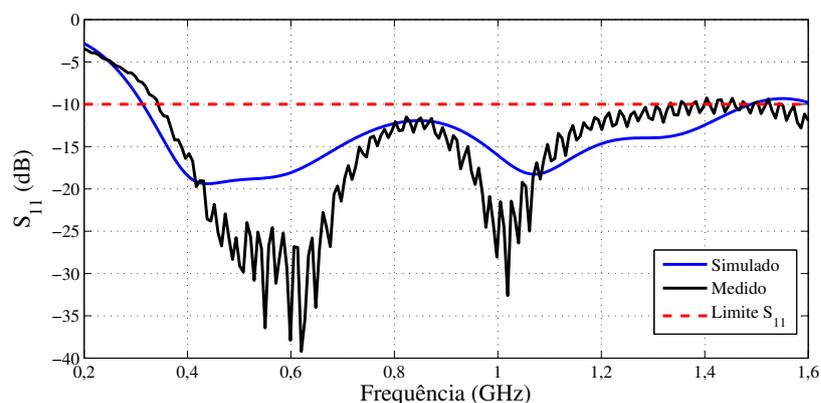
Figura 5.24 – Antena confeccionada: a) Vista frontal, b) Vista posterior.



Fonte: Próprio autor.

O resultado para o primeiro teste preliminar, referente à realização do comparativo entre a perda de retorno simulada e medida, é apresentado na Figura 5.25.

Figura 5.25 – Comparativo entre a perda de retorno medida e simulada.



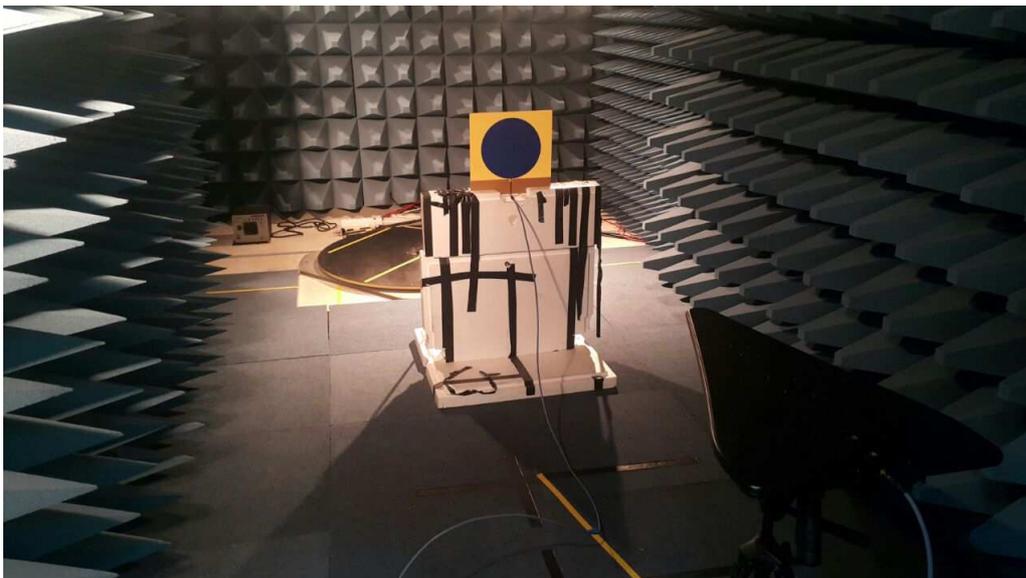
Fonte: Próprio autor.

A partir do comparativo apresentado na Figura 5.25, pode-se verificar que o comportamento da perda de retorno medida é similar ao simulado, apresentando bandas de operação com melhores e piores respostas em perda de retorno em faixas de frequências próximas à simulada. A principal mudança constatada foi no deslocamento da faixa de operação do resultado medido em relação ao simulado. A faixa de operação da antenna construída correspondeu aos valores de 340 a 1650 MHz, apresentando uma largura de banda de 131% em relação a frequência central de 1000 MHz.

A diferença entre a perda de retorno medida e simulada pode ser atribuída a alguns aspectos construtivos da antenna que foram desconsiderados durante a execução das simulações, tais como pequenas diferenças entre a constante dielétrica do FR4 simulado e utilizado na prática, bem como o uso de conectores SMA e cabos coaxiais não-ideais, resultando em descasamento de impedância e nas contínuas oscilações apresentadas na perda de retorno medida. No entanto, as diferenças apresentadas não foram suficientes para a reprovação da antenna no teste preliminar de perda de retorno, visto que a antenna confeccionada ainda apresenta faixa de operação correspondente a praticamente todo o espectro de ocorrência principal da atividade de descargas parciais em transformadores de potência.

Para o segundo teste preliminar, referente ao estudo do comportamento do ganho ao longo da frequência de interesse, a antenna confeccionada foi aplicada no arranjo descrito na seção 4.3, conforme ilustrado na Figura 5.26.

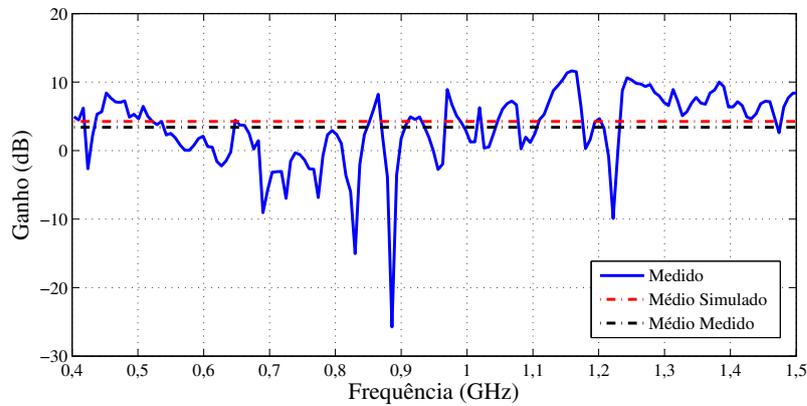
Figura 5.26 – Antenna confeccionada aplicada no arranjo de medição de ganho.



Fonte: Próprio autor.

Os valores de ganho medidos são apresentados na Figura 5.27.

Figura 5.27 – Valores de ganho medidos ao longo da frequência de interesse.



Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados de ganho apresentados na Figura 5.27, pode-se verificar a presença de bandas de atenuação (ganho < 0 dB) bastante significativas para algumas faixas de frequência (685 – 785 MHz, 815 – 840 MHz, 875 – 895 MHz, 1210 - 1230 MHz). A presença destas bandas de atenuação impactou no cálculo de ganho médio da antenna confeccionada, resultando em um valor médio de 3,4 dB, inferior ao valor médio simulado de 4,26 dB.

As oscilações de desempenho, constatadas na medição de perda de retorno da antenna, podem ter sido responsáveis pela introdução de erros no cálculo de ganho a partir da equação de Friis (2.30), resultando nas bandas de atenuação apresentadas na Figura 5.27. Partindo desta premissa, ao correlacionar os resultados de perda de retorno e ganho medidos, pode-se verificar que a maior banda de atenuação apresentada (685 – 785 MHz) ocorre justamente para a faixa de S_{11} na qual as maiores oscilações de desempenho são apresentadas.

Mesmo com a presença das bandas de atenuação, o valor médio do ganho medido ainda é superior ao valor médio limite de 2 dB adotado como critério de aprovação para a aplicação da antenna nos testes laboratoriais de detecção de descargas parciais.

5.4 Testes Laboratoriais de Detecção de Descargas Parciais

Após a aprovação nos testes preliminares de perda de retorno e ganho, a antenna com plano de terra construída foi aplicada no arranjo laboratorial descrito na seção 4.3, conforme ilustrado na Figura 5.28.

Figura 5.28 – Arranjo de medição de descargas parciais com antena confeccionada aplicada.



Fonte: Próprio autor.

Considerando a frequência central de operação como 900 MHz, e que a maior dimensão da antena construída equivale a sua diagonal (42,42 cm), tem-se que o limite de campo distante calculado vale aproximadamente 1 metro (equação 2.6). Logo, a distância de 1 metro entre a antena e a célula de óleo foi adotada como ponto inicial para a realização dos testes de sensibilidade da antena na detecção de descargas parciais.

5.4.1 Testes com Eletrodos Ponta-Plano

O primeiro teste de sensibilidade aplicado foi referente à detecção de descargas parciais com alto nível de carga aparente. Os dados de calibração obtidos para o objeto de teste utilizado para este propósito (eletrodos ponta-plano) são apresentados na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Dados de calibração para a célula de óleo com eletrodos do tipo ponta-plano.

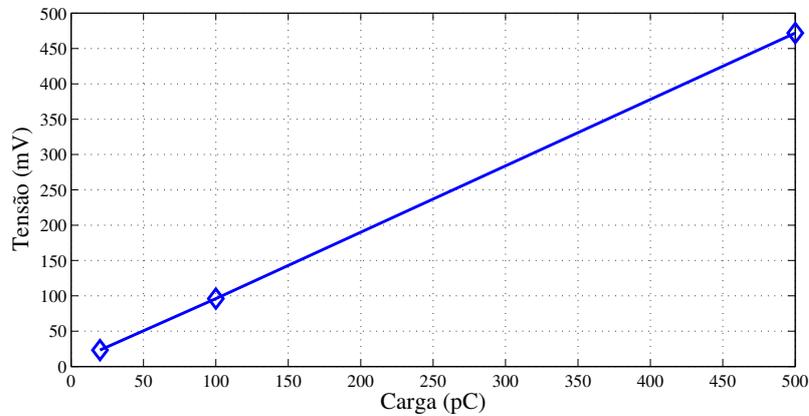
Carga (pC)	Tensão (mV)
5	–
20	23,6
100	96
500	472

Fonte: Próprio autor.

Não foi possível extrair os dados de calibração referentes aos pulsos de carga aparente de 5 pC, visto que as respostas de tensão geradas eram inferiores ao ruído de fundo captado pelos instrumentos de medição e componentes do arranjo. No entanto, o comportamento linear esperado durante a execução dos testes de calibração pode ser verificado

a partir das respostas obtidas para os valores de 20, 100 e 500 pC, conforme apresentado na Figura 5.29.

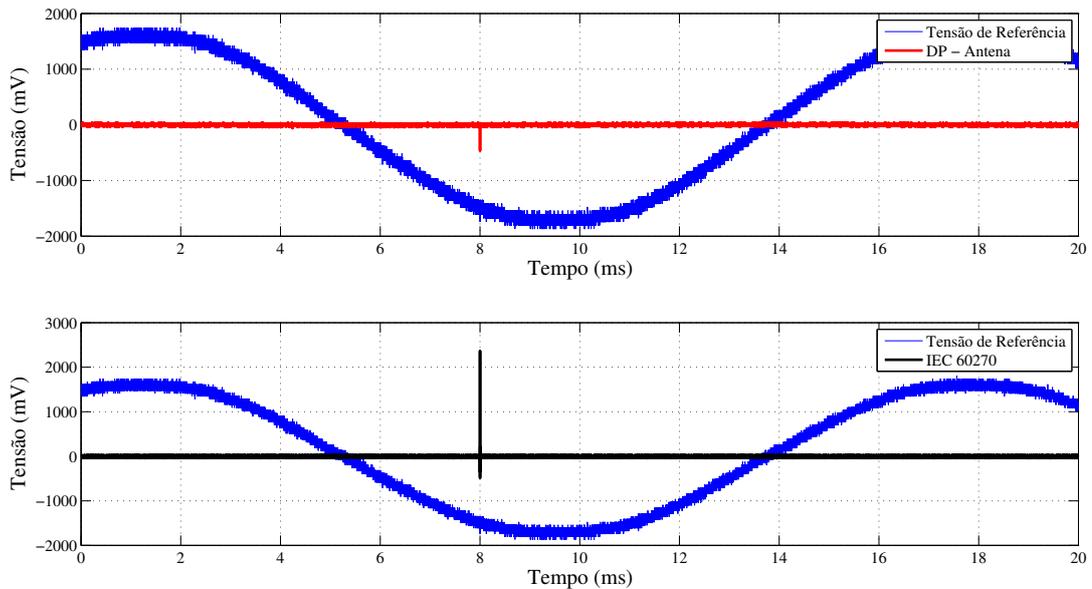
Figura 5.29 – Curva de calibração para a célula de óleo com eletrodos do tipo ponta-plano.



Fonte: Próprio autor.

Aplicando os procedimentos práticos descritos na seção 4.4, constatou-se o início da atividade de descargas parciais para uma tensão de 18,2 kV, detectadas simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000), conforme apresentado na Figura 5.30.

Figura 5.30 – Início da atividade de descargas parciais (18,2 kV) detectado simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000).

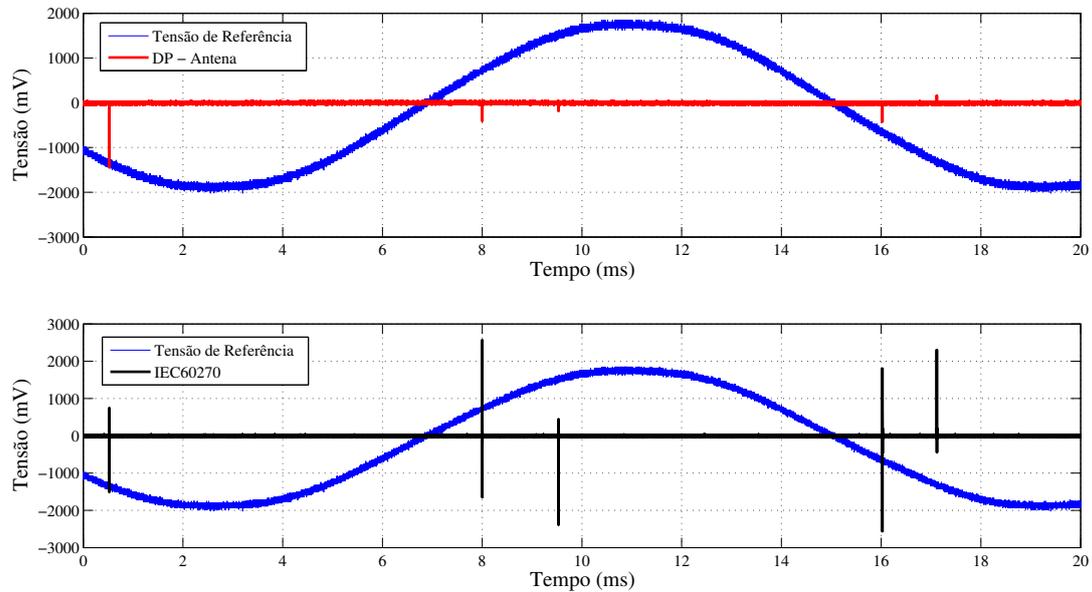


Fonte: Próprio autor.

Após a detecção do início da atividade de descargas parciais, avaliou-se a sensibilidade de detecção da antena diante da evolução das descargas no objeto de teste. Para

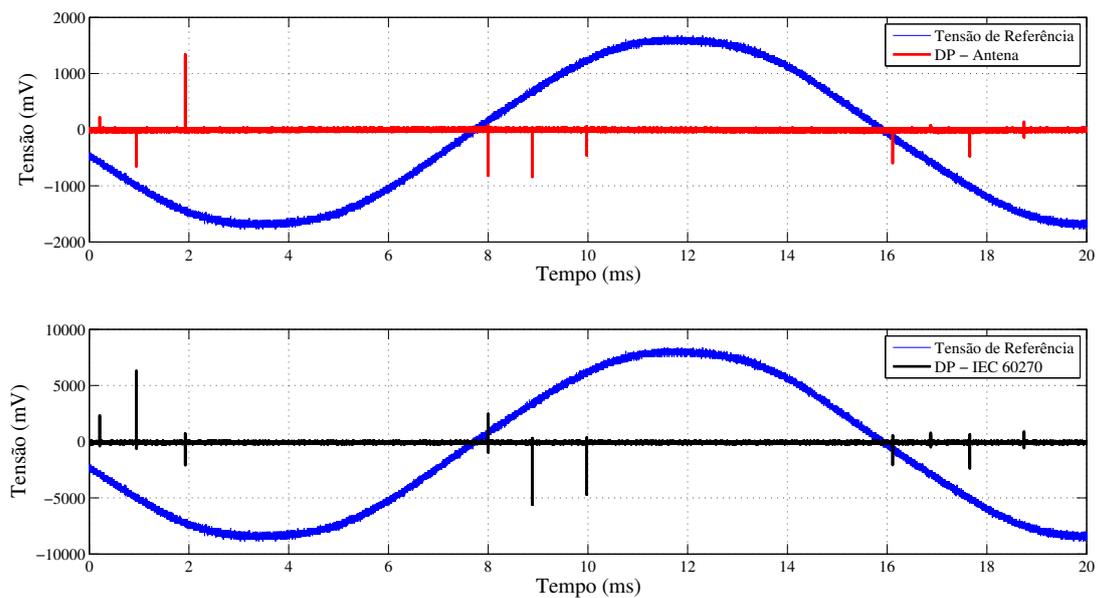
tanto, foram realizados acréscimos gradativos de tensão, resultando na intensificação do número de descargas, conforme apresentado nas Figuras 5.31 e 5.32.

Figura 5.31 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 27,3 kV detectada simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000).



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.32 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 33,3 kV detectada simultaneamente pela antena e pelo método convencional da IEC60270 (2000).



Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados apresentados nas Figuras 5.30, 5.31 e 5.32, pode-se verificar que a antena apresentou sensibilidade de detecção o suficiente para acompanhar a evolução da atividade de descargas parciais na célula de teste desde seu início até a intensificação do número de descargas. Para a realização de uma análise comparativa entre a sensibilidade de detecção da antena confeccionada e o método IEC60270 (2000), os resultados máximos de tensão medidos para cada um dos pulsos de descarga, contabilizados da esquerda para a direita a partir da Figura 5.32, foram sintetizados na Tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados pela antena e pelo método convencional IEC60270 (2000) para a tensão aplicada de 33,3 kV.

Número do Pulso	Tensão Antena (mV)	Tensão IEC (mV)	Carga Aparente (pC)	Relação IEC/Antena
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
9	480	2400	2542	5
10	140	640	678	4,57

Fonte: Próprio autor.

A partir da Tabela 5.5, pode-se verificar que a antena desenvolvida apresentou capacidade de detecção de pulsos de descargas parciais com níveis de carga aparente entre 593 – 6695 pC. Ademais, verifica-se que o nível das descargas parciais geradas no arranjo aplicado estão de acordo com o esperado para situações práticas de operação de óleo de transformador (OGIHARA, 1964), atestando a potencialidade do uso da antena desenvolvida para o monitoramento de descargas internas ao equipamento.

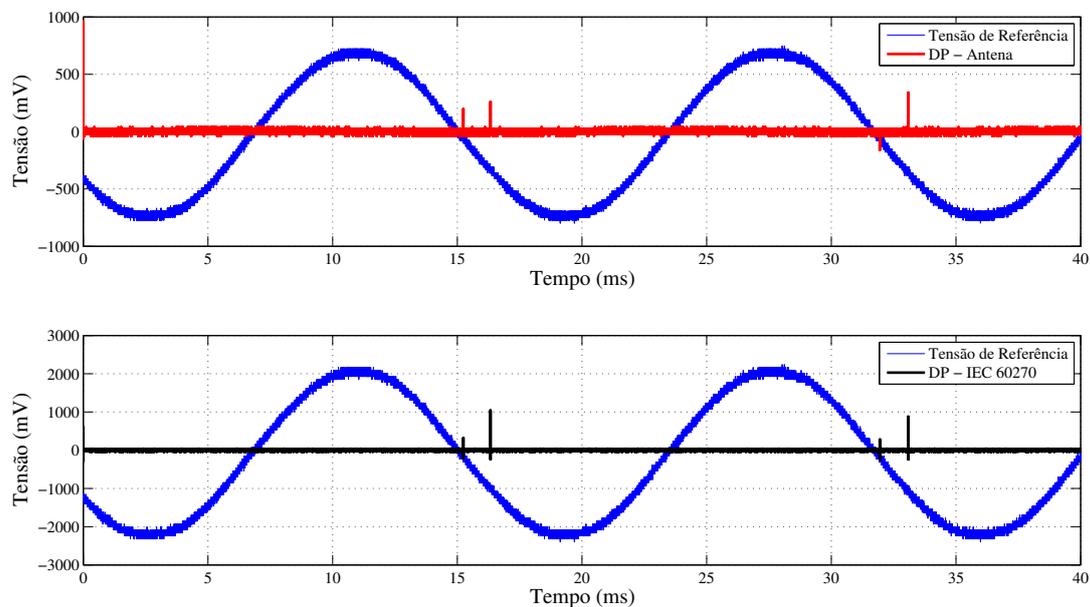
Apesar de apresentar capacidade de acompanhar efetivamente a evolução dos pulsos de descargas parciais de alta intensidade, a sensibilidade de detecção da antena desenvolvida, em termos de tensão, é bastante inferior se comparada ao método convencional IEC60270 (2000), resultando em uma relação IEC/antena média de sensibilidade equivalente a 6,17 vezes. Esta diferença na sensibilidade dos métodos é esperada, visto que o método convencional consiste em uma conexão elétrica direta com o objeto de teste, resultando em menores perdas de intensidade que um método consistente na detecção indireta a partir de ondas eletromagnéticas irradiadas no espaço.

Ainda na Tabela 5.5, pode-se verificar que, diferentemente do método convencional, a relação existente entre os níveis de tensão medidos nos terminais da antena e os respectivos níveis de carga aparente não possui um comportamento linear. Os pulsos de número 4 e 5, por exemplo, apresentam níveis de tensão bastante próximos (820 e 840 mV, respectivamente), porém, com valores de carga aparente distintos em praticamente

o dobro (2627 e 5932 pC, respectivamente). A dificuldade de correlacionar os valores de tensão e carga aparente pode ser atribuída às diferentes frequências de ocorrência dos pulsos de descargas parciais, resultando em valores de S_{11} e ganho distintos entre um pulso e outro, induzindo diferentes respostas nos terminais da antena. Portanto, para a caracterização completa da antena como um sensor UHF, ainda é necessário o levantamento de um banco de dados que possibilite a realização de estudos complementares com o objetivo de estimar parâmetros, no tempo e na frequência, que permitam correlacionar valores medidos em milivolts com os níveis de carga aparente das descargas. Deste modo, será possível quantificar o nível das descargas internas no transformador, possibilitando o diagnóstico e classificação dos defeitos internos ao equipamento.

Para verificar a relação entre a sensibilidade de detecção da antena e a distância do ponto de descarga, a antena foi novamente submetida ao procedimento prático descrito na seção 4.4, porém, posicionada a uma distância próxima ao limite de campo distante de sua frequência inferior, isto é, 50 cm. Na Figura 5.33 são apresentados os pulsos de descargas parciais detectados para uma distância de 50 cm entre a antena e o objeto de teste. Para ampliar a contagem de pulsos, a tensão de 33,3 kV foi aplicada no objeto de teste e a janela de tempo foi aumentada em um ciclo de tensão.

Figura 5.33 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 33,3 kV com a antena posicionada a 50 cm do objeto de teste.



Fonte: Próprio autor.

Os resultados máximos de tensão medidos para cada um dos pulsos de descarga, contabilizados da esquerda para a direita a partir da Figura 5.33, foram sintetizados na Tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 33,3 kV e com antena posicionada a 50 cm do objeto de teste.

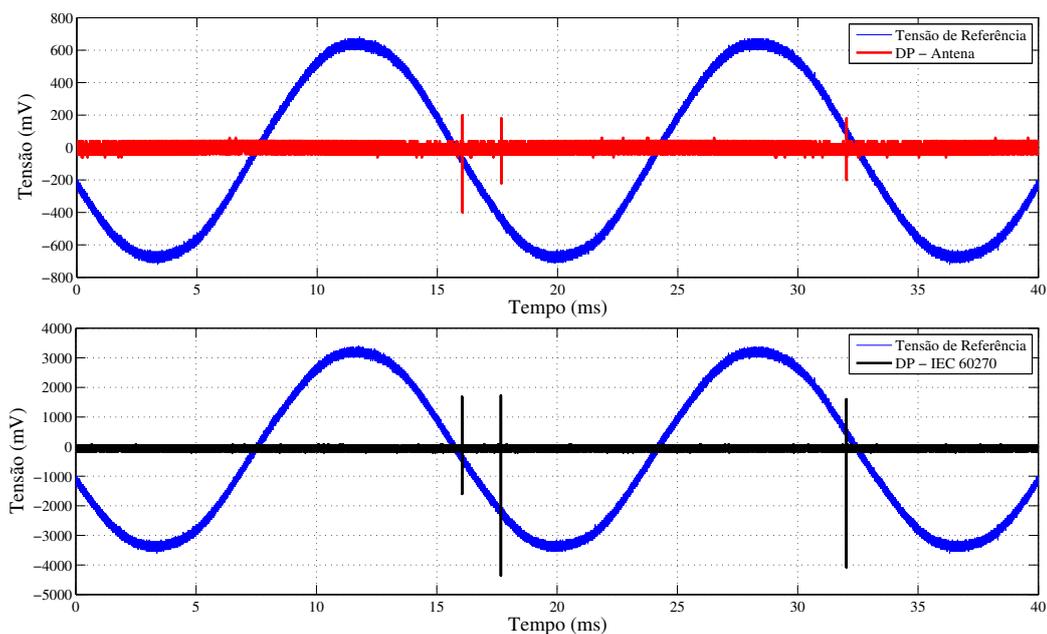
Número do Pulso	Tensão Antena (mV)	Tensão IEC (mV)	Carga Aparente (pC)	Relação IEC/Antena
1	960	600	635	0,625
2	200	320	339	1,6
3	260	1040	1102	4
4	160	280	296	1,75
5	340	880	932	2,588

Fonte: Próprio autor.

Embora tenham sido aplicados a mesma célula de óleo e valor de tensão utilizados para a distância de 1 metro, os níveis de carga aparente expostos na Tabela 5.6 apresentaram valores compreendidos entre 296 e 1102 pC, exemplificando o comportamento aleatório característico das descargas parciais. Porém, os níveis de descarga gerados ainda condizem com a emulação das situações práticas de operação mencionadas. Além disso, pode-se verificar que a aproximação entre a antena e a célula de óleo resultou em um acréscimo significativo do aumento da sensibilidade de detecção da antena, apresentando uma relação IEC/antena média de 2,11 vezes. O aumento da sensibilidade pode ser justificado pela redução das perdas de espaço livre, resultantes da diminuição da distância entre a antena e a célula de teste. Novamente, não foi possível estabelecer uma correlação entre os valores de tensão medidos pela antena e a carga aparente gerada no arranjo.

Por fim, na Figura 5.34 são apresentados os pulsos de descargas parciais detectados para uma distância de 1,5 m entre a antena e o objeto de teste.

Figura 5.34 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 33,3 kV com a antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste.



Fonte: Próprio autor.

Os resultados máximos de tensão medidos para cada um dos pulsos de descarga, contabilizados da esquerda para a direita a partir da Figura 5.34, foram sintetizados na Tabela 5.7.

Tabela 5.7 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 33,3 kV e com antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste.

Número do Pulso	Tensão Antena (mV)	Tensão IEC (mV)	Carga Aparente (pC)	Relação IEC/Antena
1	400	1680	1780	4,2
2	220	4360	4618	19,81
3	200	4080	4322	20,4

Fonte: Próprio autor.

Os níveis de carga aparente detectados para a antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste correspondeu a valores entre 1780 a 4618 pC. Pode-se verificar que as perdas de espaço livre para essa distância se tornam tão grandes que a sensibilidade da antena em relação ao método convencional foi reduzida para um valor médio de 14,8 vezes.

A partir dos valores de relação de sensibilidade média calculados para as três distâncias apresentadas, pode-se verificar que para cada passo de 50 cm, tem-se uma redução na sensibilidade de detecção de aproximadamente 2,5 vezes. Para uma distância de 2 m, por exemplo, estima-se que a sensibilidade da antena em relação ao método convencional seria reduzida em aproximadamente 30 vezes. Para a ocorrência de níveis de carga aparente semelhantes aos apresentados na Tabela 5.6, esta redução implicaria em valores de tensão nos terminais da antena com intensidades próximas ao ruído ambiente, resultando em dificuldades de detecção.

A princípio, a redução de sensibilidade ao longo da distância resultaria em limitações nas dimensões físicas dos transformadores de potência para os quais as antenas de microfita poderiam ser aplicadas. No entanto, os níveis de sensibilidade apresentados podem ser compensados a partir do acoplamento de amplificadores nas estruturas finais de sensores UHF desenvolvidos com base em antenas de microfita. Esta prática é comum na aplicação de sensores UHF na detecção de descargas parciais em transformadores de potência. No trabalho de Judd, Yang e Hunter (2005), por exemplo, é relatado o uso de amplificadores de 26 dB conectados aos sensores UHF distribuídos ao longo de um transformador com dimensões de 9×4 m.

Portanto, para a construção de um sensor UHF a partir do protótipo desenvolvido, deve-se considerar a integração de amplificadores operacionais à antena confeccionada, bem como a reaplicação dos procedimentos práticos apresentados para a determinação dos limites de distância para a qual a antena ainda apresenta boa sensibilidade de detecção. Deste modo, será possível determinar as dimensões dos transformadores de potência para os quais os sensores desenvolvidos poderão ser aplicados.

5.4.2 Testes com Eletrodos Plano–Plano

Após apresentar bom desempenho no teste de sensibilidade referente à detecção de descargas parciais com alto nível de carga aparente, a antena desenvolvida foi testada no arranjo gerador de descargas parciais com baixo nível de carga aparente. Os dados de calibração obtidos para o objeto de teste utilizado para este propósito, eletrodos plano–plano, são apresentados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Dados de calibração para a célula de óleo com eletrodos do tipo plano–plano.

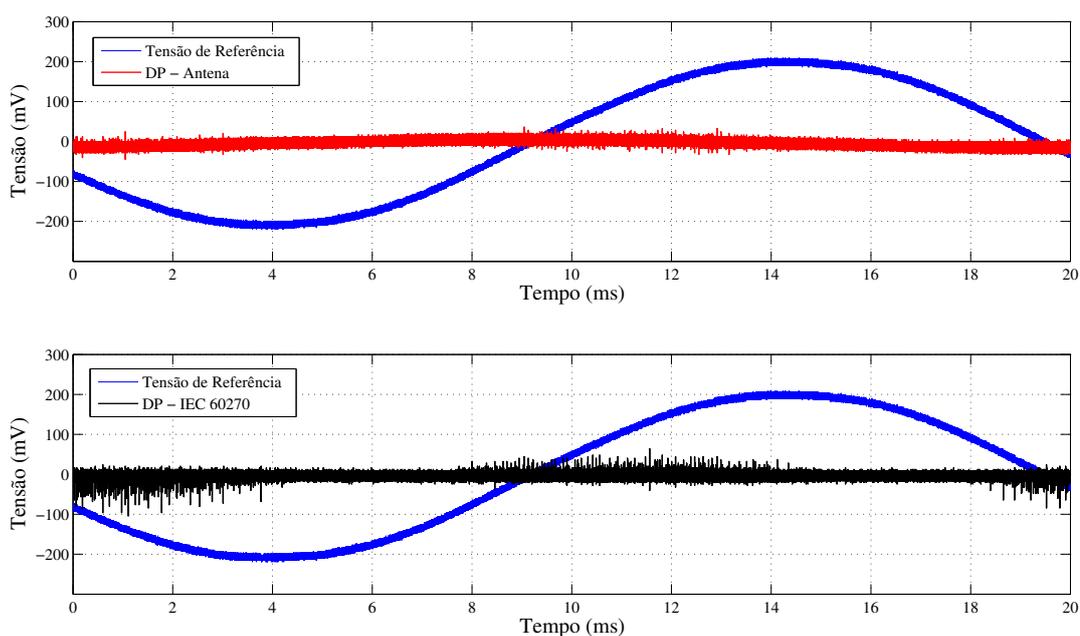
Carga (pC)	Tensão (mV)
20	25
100	113,6
500	536

Fonte: Próprio autor.

Assim como para os eletrodos do tipo ponta–plano, não foi possível extrair os dados de calibração referentes aos pulsos de carga aparente de 5 pC devido ao ruído de fundo presente no arranjo. No entanto, novamente, pode-se verificar um comportamento aproximadamente linear para as respostas obtidas para os valores de 20, 100 e 500 pC.

A distância inicial entre a antena e a célula de óleo foi selecionada de acordo com a melhor sensibilidade de detecção apresentada pela antena nos testes para descargas de alto nível de carga aparente, isto é, 50 cm. A tensão de início de descargas parciais no objeto de teste foi de 41,83 kV, com resultados apresentados na Figura 5.35.

Figura 5.35 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 41,83 kV com a antena posicionada a 50 cm do objeto de teste com eletrodos plano–plano.



Fonte: Próprio autor.

A partir dos resultados apresentados na Figura 5.35, tem-se que os valores máximos de tensão medidos por meio do método convencional IEC60270 (2000) atingiram amplitudes inferiores a 100 mV. Aplicando-se os dados de calibração expostos na Tabela 5.8, pode-se verificar que estas amplitudes de tensão correspondem a níveis de carga aparente inferiores ao limite de 100 pC estabelecido para os testes de aceitação de transformadores de potência (NBR5356-3, 2007) descritos na seção 4.4. Ademais, constatou-se que a principal atividade de descargas parciais se concentrou nos intervalos de 0 a 3,7 ms, 8 a 14,2 ms e 18,4 a 20 ms.

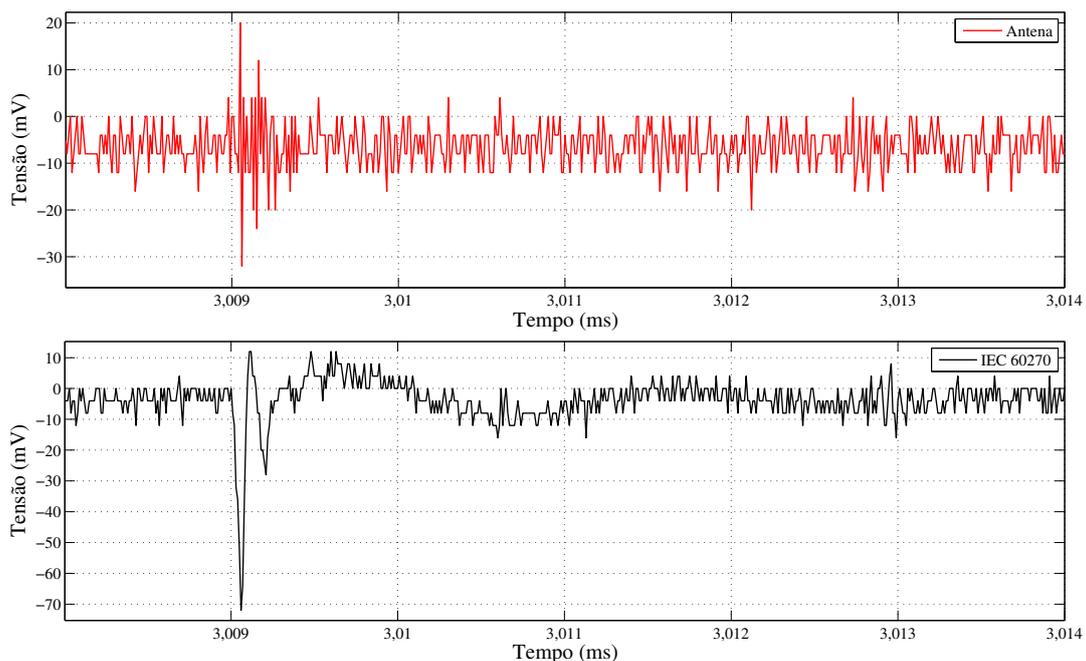
Para a realização da análise comparativa entre a sensibilidade de detecção da antena confeccionada e o método convencional, alguns dos pulsos detectados pela antena nos intervalos de tempo citados são destacados nas Figuras 5.36, 5.37 e 5.38. Além disso, os resultados máximos de tensão medidos para os pulsos de descarga apresentados foram sintetizados na Tabela 5.9.

Tabela 5.9 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 41,83 kV e com antena posicionada a 50 cm do objeto de teste com eletrodos plano-plano.

Número do Pulso	Tensão Antena (mV)	Tensão IEC (mV)	Carga Aparente (pC)	Relação IEC/Antena
1	31	72	67	2,32
2	32	32	30	1
3	22	84	78	3,81

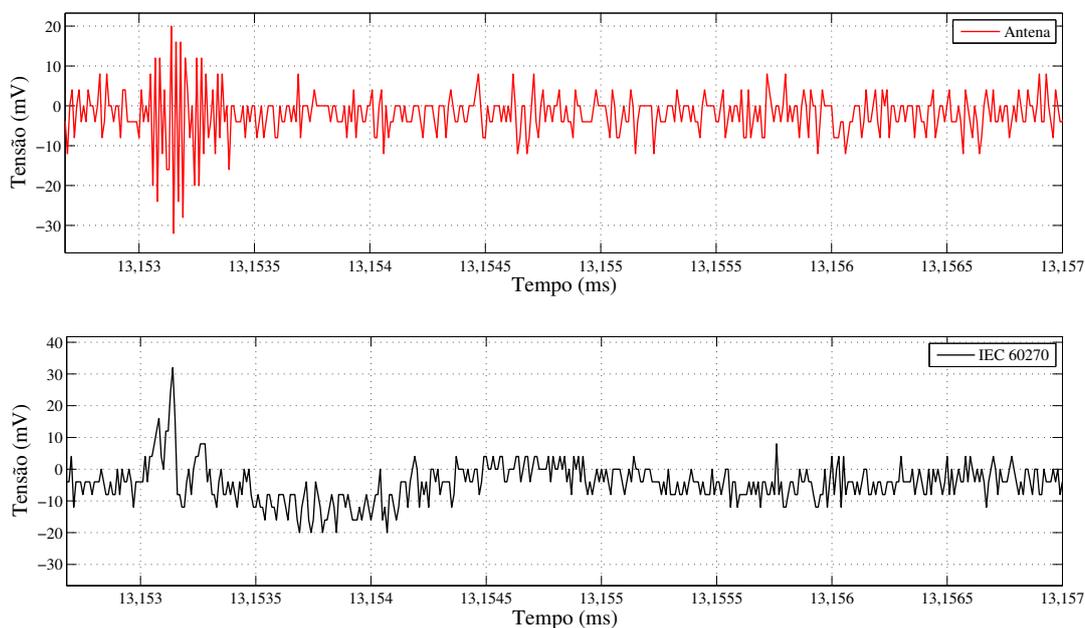
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.36 – Pulso detectado no instante de 3 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.



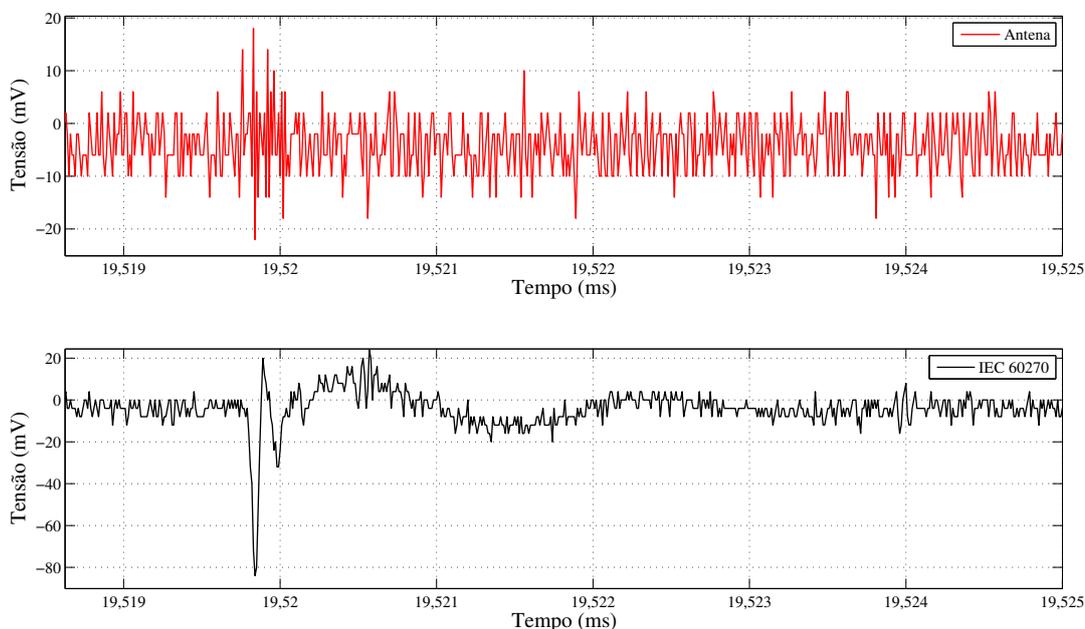
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.37 – Pulso detectado no instante de 13,1 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.38 – Pulso detectado no instante de 19,5 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.



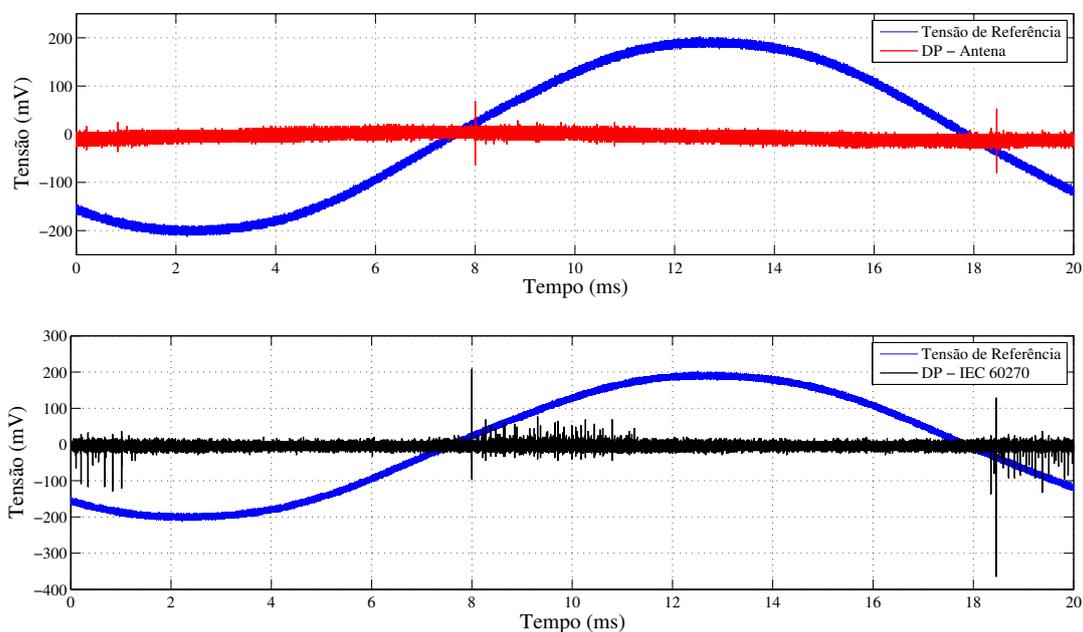
Fonte: Próprio autor.

A partir da Tabela 5.9, pode-se verificar que a antena desenvolvida apresentou capacidade de detecção de pulsos de descargas parciais de até 30 pC. O universo amostral dos pulsos de baixa intensidade gerados foi consideravelmente maior que para os casos de alta intensidade, totalizando uma contagem de aproximadamente 206 pulsos. Com isso,

foi possível estabelecer uma relação de sensibilidade média de detecção IEC/antena mais precisa que para o caso anterior com mesma distância, resultando em um valor médio de 2,15 vezes. No entanto, ainda não foi possível extrair uma relação prática entre os níveis de tensão medidos pela antena e o nível de carga aparente gerada pelas descargas no arranjo.

Aplicando a tensão de 41,83 kV e distanciando a antena do objeto de teste em 1 metro, tem-se a geração das descargas parciais apresentadas na Figura 5.39.

Figura 5.39 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 41,83 kV com a antena posicionada a 1 m do objeto de teste com eletrodos plano-plano.



Fonte: Próprio autor.

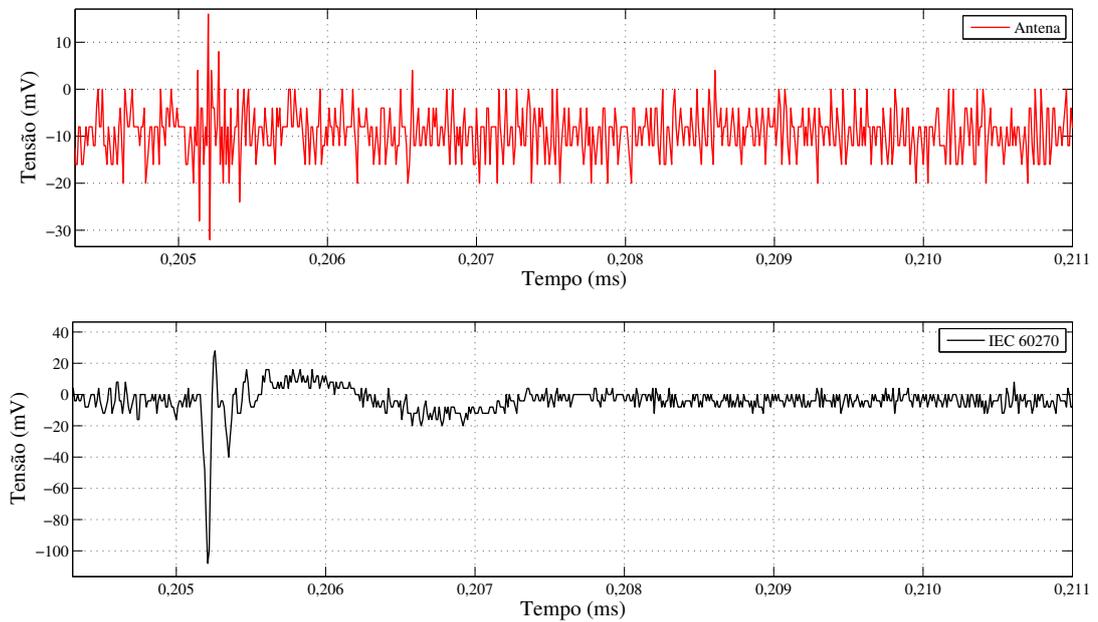
A partir da Figura 5.39, constata-se que a principal atividade de descargas parciais se concentrou nos intervalos de 0 a 1,2 ms, 8 a 11,3 ms e 18,4 a 20 ms, com níveis de carga aparente, em sua maioria, inferiores a 100 pC. Novamente, tem-se a apresentação de alguns dos pulsos detectados pela antena, nos intervalos de tempo citados, nas Figuras 5.40, 5.41 e 5.42, bem como a síntese dos resultados na Tabela 5.10.

Tabela 5.10 – Comparativo entre a intensidade dos pulsos detectados para a tensão aplicada de 41,83 kV e com antena posicionada a 1 m do objeto de teste com eletrodos plano-plano.

Número do Pulso	Tensão Antena (mV)	Tensão IEC (mV)	Carga Aparente (pC)	Relação IEC/Antena
1	32	108	95	3,375
2	24	68	60	2,83
3	32	92	81	2,875

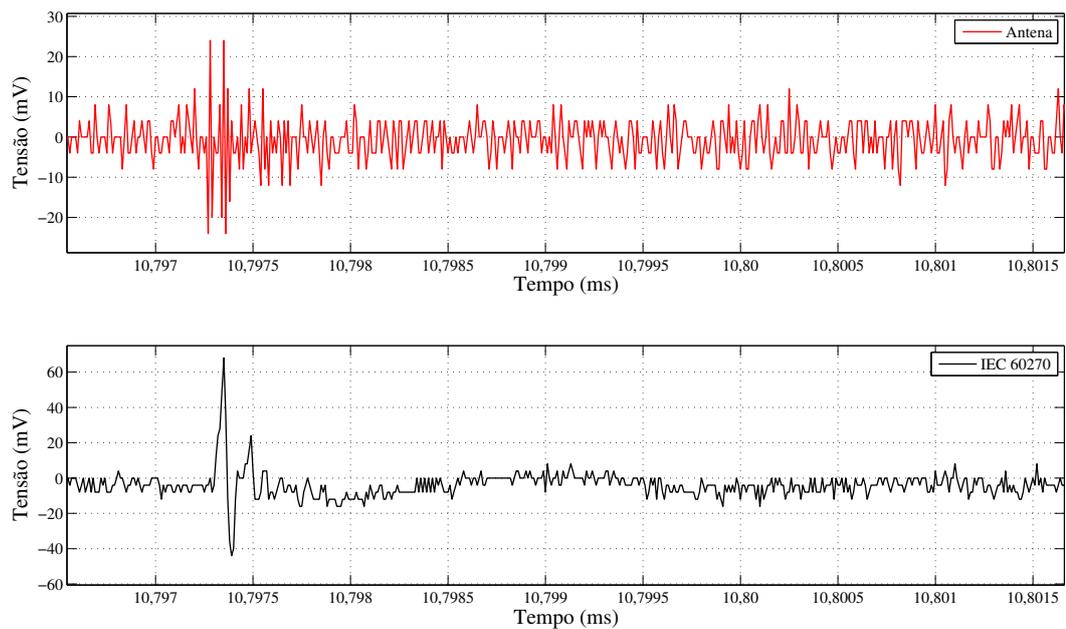
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.40 – Pulso detectado no instante de 0,2 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.



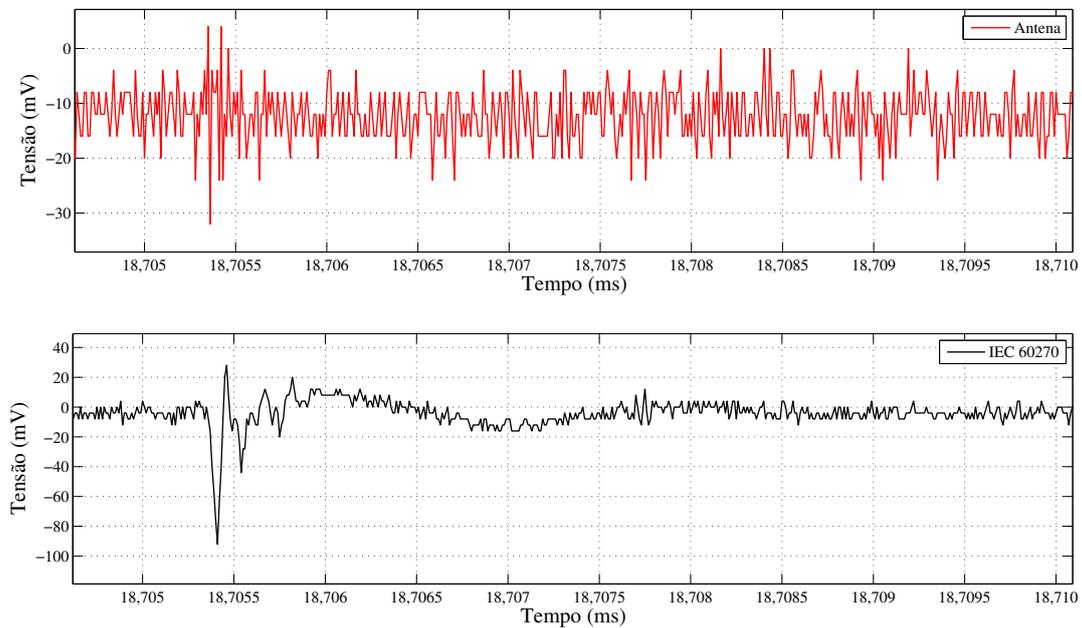
Fonte: Próprio autor.

Figura 5.41 – Pulso detectado no instante de 10,8 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.



Fonte: Próprio autor.

Figura 5.42 – Pulso detectado no instante de 18,7 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.



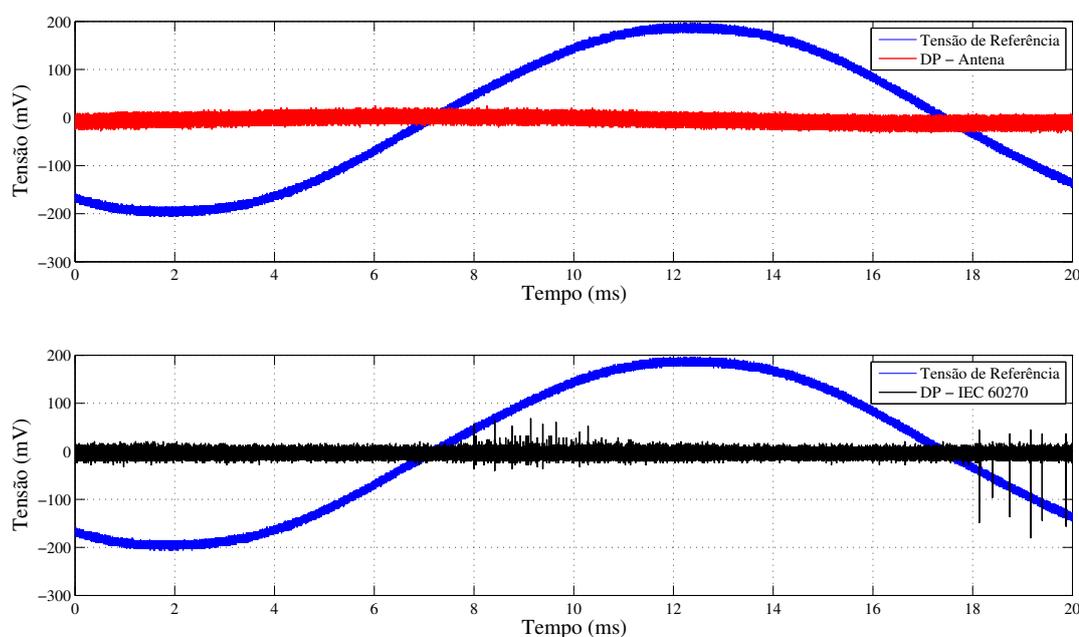
Fonte: Próprio autor.

Novamente, a antena desenvolvida foi capaz de detectar pulsos de descargas parciais com baixos níveis de carga aparente. Ademais, conforme o esperado, a sensibilidade de detecção da antena foi reduzida devido ao maior distanciamento do objeto de teste, resultando em pulsos menos destacados em relação ao ruído de fundo quando comparados aos resultados apresentados nas Figuras 5.36, 5.37 e 5.38, por exemplo. A redução da sensibilidade da antena pôde ser verificada a partir do número total de pulsos detectados. Diferentemente da distância de 50 cm, para a qual houve quase uma equivalência do número de pulsos detectados por ambos os métodos aplicados, a contagem total de pulsos detectados pela antena foi de apenas 56, enquanto que 168 pulsos foram contabilizados pelo método convencional. Logo, para a antena posicionada a 1 m de distância do objeto de teste, a taxa de detecção de pulsos de baixo nível de carga aparente geradas pelo arranjo foi de apenas 33%. Devido ao aumento das perdas de espaço livre, a parcela restante de pulsos gerados no arranjo possivelmente induziram tensões nos terminais da antena com níveis inferiores ao ruído de fundo presente no experimento, resultando na aparente ausência de detecção destes pulsos.

Conforme citado anteriormente, a atenuação dos níveis de tensão induzidos nos terminais da antena evidenciam a necessidade do acoplamento de amplificadores no protótipo desenvolvido para uma futura atuação como sensor UHF. Ademais, o uso de técnicas de filtragem e de supressão de ruídos podem auxiliar consideravelmente no aumento da sensibilidade da antena para a detecção de pulsos de descargas parciais com baixo nível de carga aparente.

Por fim, na Figura 5.43 são apresentados os pulsos de descargas parciais gerados para uma tensão aplicada de 41,83 kV e uma distância de 1,5 m entre a antena e o objeto de teste.

Figura 5.43 – Atividade de descargas parciais para a tensão aplicada de 41,83 kV com a antena posicionada a 1,5 m do objeto de teste com eletrodos plano-plano.

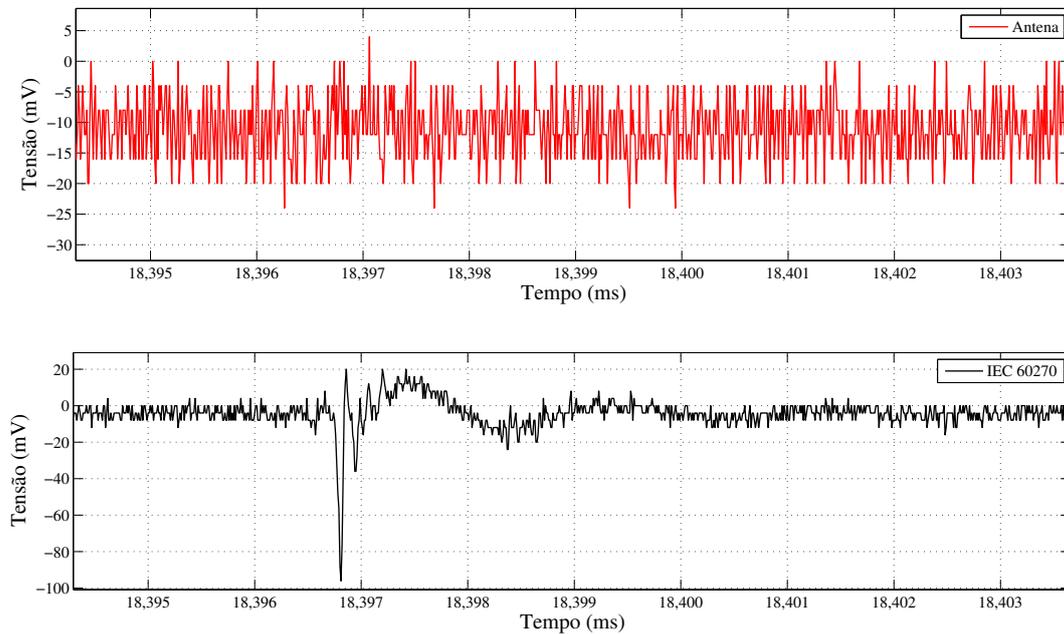


Fonte: Próprio autor.

Com base no resultado apresentado na Figura 5.43, constatou-se que a principal atividade de descargas parciais foi concentrada nos intervalos de 8 a 10,2 ms e 18,2 a 20 ms, com níveis de carga aparente, em sua maioria, inferiores a 100 pC. No entanto, devido a redução significativa na sensibilidade de detecção resultante do aumento da distância entre a antena e o objeto de teste, não foi possível identificar nenhum pulso de descarga parcial detectado pela antena. Como forma de evidenciar este fato, na Figura 5.44 é apresentado um comparativo das respostas de tensão coletadas nos terminais da antena e do método convencional para um dos pulsos de maior intensidade gerados neste teste.

A partir da Figura 5.44, pode-se verificar que o comportamento da antena permaneceu praticamente inalterado mesmo diante da ocorrência de um pulso de aproximadamente 85 pC, valor previamente detectado para as outras distâncias aplicadas nesta pesquisa.

Figura 5.44 – Pulso detectado no instante de 18,4 ms com tensão aplicada de 41,83 kV.

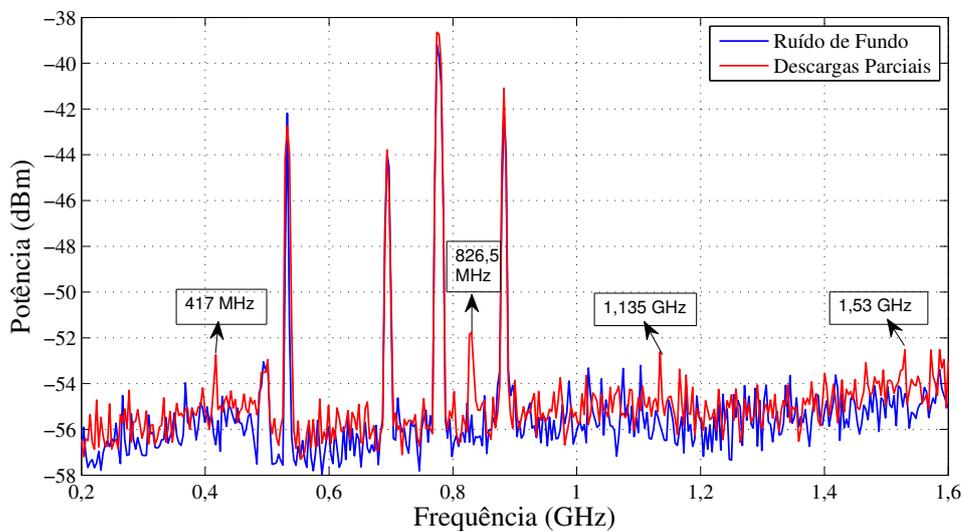


Fonte: Próprio autor.

5.4.3 Análise na Frequência

Com o objetivo de verificar as frequências dos pulsos de descargas parciais detectados pela antena desenvolvida, testes com o analisador de rede foram realizados para ambas as configurações de eletrodos aplicadas. Na Figura 5.45 é apresentado o resultado referente ao uso de eletrodos do tipo plano-plano como objeto de teste.

Figura 5.45 – Resposta em frequência dos pulsos de descargas parciais gerados para eletrodos com configuração plano-plano.



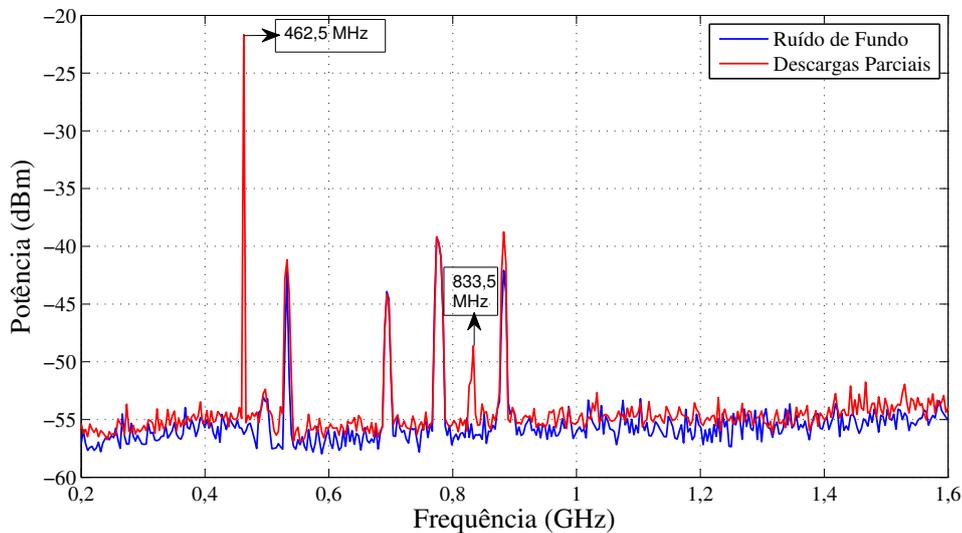
Fonte: Próprio autor.

A partir da extração de ruído de fundo realizada, pode-se identificar a presença de quatro frequências de interferência com alta intensidade de potência (532,5, 693,5, 775,5 e 882,5 MHz), as quais correspondem a canais locais de televisão digital. Após a aplicação da tensão de 41,83 kV no objeto de teste, pôde-se verificar o salto do nível de potência em praticamente toda a faixa de frequência analisada, especialmente para os valores de 417 e 826,5 MHz, destacados na Figura 5.45.

Durante a realização de outras medições com o analisador de rede para a configuração de eletrodos do tipo plano-plano, constatou-se a repetição da ocorrência de descargas parciais em faixas de frequência próximas às apresentadas na Figura 5.45, compreendendo a valores de 400 a 500 MHz e de 800 a 850 MHz.

Para a confirmação das faixas características de frequência citadas, a tensão no objeto de teste foi ampliada, resultando em descargas parciais mais intensas e com maior destaque em relação ao ruído de fundo extraído. Na Figura 5.46 é apresentada a resposta na frequência para descargas parciais geradas diante da aplicação de 55,2 kV no objeto de teste com eletrodos do tipo plano-plano.

Figura 5.46 – Resposta em frequência dos pulsos de descargas parciais gerados para eletrodos com configuração plano-plano submetidos a tensão aplicada de 55,2 kV.

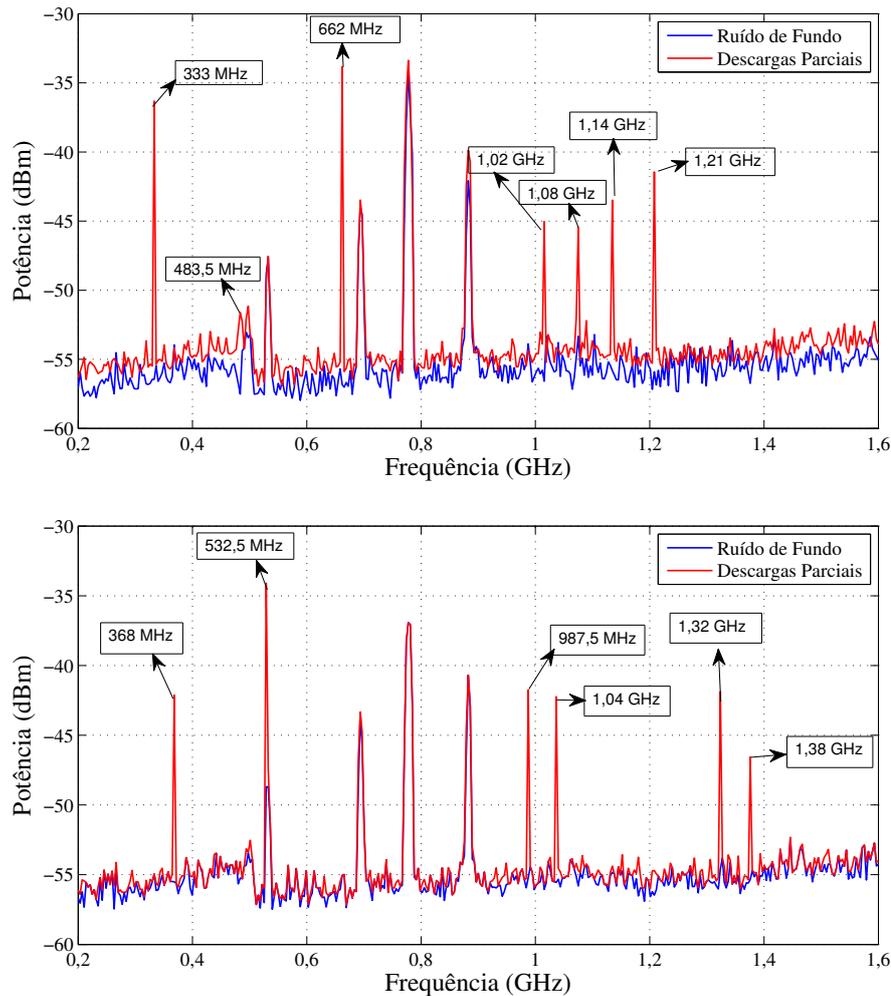


Fonte: Próprio autor.

Ao correlacionar os resultados apresentados nas Figuras 5.45 e 5.46 com a curva de ganho medido da antena (Figura 5.27), tem-se que a antena desenvolvida apresentou boa capacidade de detecção de descargas inclusive para as bandas de atenuação identificadas anteriormente (815 - 840 MHz) durante a execução dos testes preliminares. Esta correlação reforça a hipótese levantada de que a presença das bandas de atenuação apresentadas são resultantes de erros introduzidos na formulação de Friis devido, principalmente, às oscilações causadas pelos cabos utilizados durante a realização dos testes.

Para o uso de eletrodos do tipo ponta-plano, as faixas de frequência características constatadas para a ocorrência das descargas compreenderam aos valores de 330 a 490 MHz, 620 a 670 MHz e 975 a 1400 GHz. Na Figura 5.47 são apresentadas duas medições referentes ao arranjo ponta-plano que evidenciam a ocorrência dos pulsos de descargas nas faixas de frequência citadas.

Figura 5.47 – Exemplos de resposta em frequência dos pulsos de descargas parciais obtidos para eletrodos com configuração plano-plano.



Fonte: Próprio autor.

A partir da análise dos resultados de resposta em frequência apresentados nesta seção, pode-se verificar que a antena desenvolvida apresentou sensibilidade de detecção para toda a faixa de frequência referente à ocorrência de descargas parciais (300 – 1500 MHz). Ademais, a identificação de diferentes faixas de frequência de descargas, para cada configuração de eletrodo, potencializa o uso da antena desenvolvida como um sensor UHF capaz de fornecer dados que permitam a classificação de defeitos.

No capítulo a seguir, são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido. Além disso, tem-se a apresentação das propostas de trabalhos futuros e as publicações relacionadas ao desenvolvimento desta dissertação.

6 Considerações Finais, Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste capítulo são apresentadas as considerações finais, conclusões e trabalhos futuros desta dissertação.

6.1 Considerações Finais

Neste trabalho foi desenvolvida uma antena de microfita circular com alto potencial para a aplicabilidade na detecção de descargas parciais em transformadores de potência. Para tanto, foram analisadas, mediante simulações computacionais, as técnicas de otimização de largura de banda do tipo plano de terra com fenda e truncado. Ademais, a sensibilidade da antena para a detecção de descargas parciais foi verificada a partir de medições laboratoriais em uma célula de óleo geradora de descargas e comparativos com o método convencional IEC 60270.

A partir dos resultados apresentados, foi possível verificar que as técnicas de otimização analisadas se mostraram eficientes na ampliação da largura de banda e na intensificação de outros parâmetros de desempenho da antena, tais como, ganho e intensidade de irradiação. Deste modo, desvantagens características das antenas de microfita, como largura de banda estreita e baixa eficiência, puderam ser revertidas a partir da aplicação das técnicas de otimização utilizadas. Ademais, constatou-se que cada um dos parâmetros dimensionais analisados exercem um tipo de influência no comportamento da perda de retorno da antena. Deste modo, a partir da combinação de pequenas variações nos elementos básicos estruturais das antenas, tais como, raio do elemento irradiador; dimensões do plano de terra; e ajuste das distâncias entre o plano de terra e o elemento irradiador; pôde-se obter uma antena otimizada em desempenho e dimensão.

Apesar de não apresentar os melhores parâmetros de desempenho em relação à antena com plano de terra com fenda, a antena otimizada por plano de terra truncado atingiu a largura de banda desejada (305 - 1474 MHz) e com menor dimensão estrutural (30×30 cm). Além disso, a antena com plano de terra truncado também apresentou valor de ganho médio (4,26 dB) superior ao limite de 2 dB recomendado na literatura para a aplicação na detecção de descargas parciais. Sendo assim, selecionou-se a antena de plano de terra truncado para a confecção e realização dos testes laboratoriais propostos.

Os resultados de perda de retorno da antena construída apresentaram comportamento semelhante aos simulados, com largura de banda de 340 a 1650 MHz, o que valida o ambiente computacional e análises paramétricas realizadas durante o trabalho.

As diferenças apresentadas entre as curvas medida e simulada podem ser atribuídas aos aspectos construtivos da antena, tais como diferenças nos valores de constante dielétrica do substrato e reflexões ocasionadas nos conectores e cabos coaxiais utilizados.

Quanto aos resultados experimentais de ganho, identificou-se a existência de bandas de atenuação significativas para a faixa de frequência de interesse, resultando em um ganho médio (3,4 dB) consideravelmente abaixo do simulado. No entanto, durante as análises dos dados laboratoriais no domínio da frequência, a antena desenvolvida apresentou sensibilidade de detecção mesmo para as descargas com frequências pertencentes às bandas de atenuação identificadas. Logo, acredita-se que as reflexões ocasionadas pelos cabos e conectores introduziram erros na formulação de Friis utilizada para o cálculo do ganho, resultando na presença das bandas de atenuação. Isto evidencia a necessidade do estudo de um arranjo laboratorial que possibilite condições de medição de ganho mais precisas.

A antena confeccionada apresentou sensibilidade de detecção para descargas parciais com níveis de carga aparente variando entre 30 e 7000 pC. A detecção de descargas parciais desta ordem de carga aparente evidencia o potencial de aplicação da antena desenvolvida tanto para testes de aceitação quanto para situações práticas de operação dos transformadores. No entanto, constatou-se uma variação significativa da sensibilidade de detecção da antena em função da distância da célula de óleo utilizada para a geração das descargas parciais. Para descargas com alto nível de carga aparente e com a antena distanciada a 1,5 metro da célula de óleo, por exemplo, constatou-se uma redução de sensibilidade de até 20 vezes em relação ao método convencional da IEC 60270. Nas mesmas condições de distância e com descargas de baixo nível de carga aparente, os sinais detectados pela antena desenvolvida foram sobrepostos pelo ruído de fundo. Portanto, para a caracterização completa da antena como sensor UHF aplicável em transformadores de potência de grande porte, com dimensões acima de 4 metros, faz-se necessária a integração de amplificadores e técnicas de filtragem de ruídos ao protótipo apresentado, de forma que sua sensibilidade de detecção seja aumentada consideravelmente.

Durante os testes de sensibilidade da antena desenvolvida, também foi possível verificar que não existe uma correlação direta entre os valores de tensão medidos nos terminais da antena e os níveis de carga aparente gerados no arranjo. Logo, ainda não é possível a quantificação da intensidade das descargas a partir dos sinais detectados pelo protótipo. Sendo assim, faz-se necessário o levantamento de um banco de dados mais robusto que forneça condições de estudos mais detalhados, a respeito de parâmetros no tempo e na frequência, que permitam correlacionar os valores de tensão medidos pela antena com os níveis de carga aparente detectados.

Por fim, foi possível verificar que as duas configurações de eletrodos utilizadas resultaram em descargas com frequências características distintas captadas pela antena.

Desta forma, pôde-se constatar que, a partir da antena desenvolvida, diferentes padrões de descargas parciais podem ser identificados, potencializando o uso futuro do protótipo na classificação de defeitos internos em transformadores de potência.

6.2 Conclusões

- A investigação das técnicas de otimização de largura de banda, do tipo plano de terra com fenda e truncado, mostrou que ambas as técnicas avaliadas são eficientes na ampliação da faixa de operação da antena de microfita circular desenvolvida e na melhoria de alguns parâmetros de desempenho, tais como o ganho e intensidade de irradiação;
- A variação dos parâmetros dimensionais da antena possui influência significativa na largura de banda, o que possibilitou uma otimização da faixa de operação e dimensão da antena a partir da combinação dos melhores resultados obtidos para cada parâmetro dimensional avaliado, permitindo atingir a faixa de frequência objetivada para o trabalho desenvolvido (300 a 1500 MHz);
- A técnica do plano de terra truncado possibilitou o projeto de uma antena com maior facilidade de confecção, menor dimensão e com características de desempenho que atendem aos critérios estabelecidos para a detecção de descargas parciais;
- Os resultados obtidos computacionalmente para os valores de perda de retorno e ganho foram condizentes com os valores obtidos a partir dos testes laboratoriais aplicados, o que valida o ambiente de simulação e análises paramétricas realizadas;
- A antena desenvolvida foi capaz de detectar descargas parciais geradas na célula de teste utilizada, apresentando sensibilidade de detecção de descargas com intensidade entre 30 e 7000 pC, para as distâncias de 1,5 m, 1 m e 50 cm;
- Os sinais de tensão fornecidos pela antena desenvolvida apresentaram valores médios de amplitude de 3 a 10 vezes inferiores ao método convencional da IEC 60270;
- Não foi possível verificar uma correlação direta entre os valores de tensão medidos nos terminais da antena e os níveis de carga aparente gerados no arranjo;
- Diferentes padrões de descargas parciais puderam ser identificados no domínio da frequência para as descargas detectadas pela antena.

Em resumo, a partir do trabalho desenvolvido, tem-se que o uso da antena de microfita circular com plano de terra truncado apresenta um potencial promissor na detecção e classificação de descargas parciais em transformadores de potência. No entanto, para a

caracterização completa e construção de um sensor UHF com base no protótipo desenvolvido, estudos complementares devem ser realizados, conforme apresentado na subseção a seguir.

6.3 Trabalhos Futuros

Como continuação do trabalho desenvolvido, propõe-se:

- Aprimoramento do arranjo laboratorial para a realização de medições mais confiáveis do ganho das antenas confeccionadas;
- Repetição dos testes de sensibilidade de detecção para a antena com amplificadores integrados a sua estrutura, de modo a determinar as dimensões físicas dos transformadores para os quais a antena poderá ser aplicada;
- Estudo de técnicas de filtragem de sinais que permitam identificar com maior precisão a detecção de pulsos de descargas parciais;
- Levantamento de um banco de dados mais robusto para a realização de estudos mais detalhados, no tempo e na frequência, que possibilitem a correlação entre os valores de tensão medidos pela antena com os níveis de carga aparente detectados;
- Ampliação do número de objetos de teste utilizados para a geração de descargas parciais em laboratório, de modo que seja possível realizar estudos estatísticos e de classificação de defeitos a partir da antena desenvolvida;
- Estudos a respeito do efeito da aplicação de blindagens metálicas na antena desenvolvida, de modo que sensores encapsulados possam ser desenvolvidos para a aplicação em janelas dielétricas;
- Realização de testes laboratoriais de detecção de descargas com quatro antenas distribuídas no arranjo, com o objetivo de verificar a compatibilidade da antena desenvolvida com a aplicação de algoritmos de localização de defeitos;
- Repetição dos procedimentos computacionais e práticos, citados durante o trabalho, para antenas submetidas às técnicas de miniaturização e melhoria de ganho por geometrias bioinspiradas e metamateriais;
- Comparativo entre as estruturas miniaturizadas e a antena otimizada desenvolvida.

6.4 Publicações

Durante a elaboração desta dissertação foram publicados os seguintes artigos científicos que, direta ou indiretamente, estão relacionados ao tema deste trabalho:

1. Congressos Internacionais:

- **Design and Application of an UHF Microstrip Circular Antenna for Partial Discharges Detection in Power Transformers**, dos autores: **G. V. R. Xavier**, E. G. da Costa, A. J. Serres, H. F. S. Sousa, A. C. Oliveira, L. A. M. M. Nóbrega. In: 2018 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE 2018), a ser realizado em Atenas, Grécia, em setembro de 2018.
- **UWB Printed Monopole Antennas for Application in Detection of Partial Discharges**, dos autores: J. N. Cruz, A. J. Serres, R. C. S. Freire, J. N. Carvalho, **G. V. R. Xavier**, L. A. M. M. Nóbrega. In: 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), realizado em Londres, Inglaterra, em abril de 2018.

2. Congressos Nacionais:

- **Study on the Applicability of Microstrip Circular Antennas in Partial Discharges Detection in Power Transformers**, dos autores: **G. V. R. Xavier**, E. G. da Costa, A. J. Serres, A. C. Oliveira, L. A. M. M. Nóbrega, J. N. Cruz. In: VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), realizado no Rio de Janeiro em maio de 2018.
- **Antena de Microfita Circular com Sonda em L para Aplicação na Detecção de Descargas Parciais em Transformadores de Potência.**, dos autores: **G. V. R. Xavier**, E. G. da Costa, A. J. Serres, L. A. M. M. Nóbrega. Submetido In: XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais - SBRT 2018, a ser realizado em Campina Grande, em setembro de 2018.
- **Investigating Reflections and Refractions Effects in the UHF Location of Partial Discharges in Power Transformers using Time Domain Simulation**, dos autores: L. A. M. M. Nóbrega, **G. V. R. Xavier**, A. J. Serres, E. G. da Costa. In: VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), realizado no Rio de Janeiro em maio de 2018.

Referências

- ABRAMOWITZ, M.; STEGUN, I. A. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. New York: Dover, 1972.
- AGORIS, P. D. et al. Sensitivity check of internal sensor for power transformer partial discharge measurements. *IEEE*, p. 230–233, 2006.
- ANDERSEN, O. W. Finite element for solution of complex potential electric fields. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v. 96, n. 4, p. 1156–1161, 1977.
- BALANIS, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York: John Wiley and Sons, 1989.
- BALANIS, C. A. *Antenna Theory - Analysis and Design*. New Jersey: John Wiley, 2005.
- BARTLEY, W. H. Analysis of transformers failures. *International Association of Engineering Insurers - 36th Annual Conference*, p. 1–5, 2003.
- BARTNIKAS; MCMAHON. *Engineering Dielectrics - Corona Measurement and Interpretation*. [S.l.]: ASTM STP 669, 1979.
- BIRD, T. S. Definition and misuse of return loss. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 51, n. 2, p. 166–167, 2009.
- CARVER, K. R.; MINK, J. W. Microstrip antenna technology. *IEEE Transactions on Propagation Antennas*, v. 29, n. 1, p. 2–24, 1981.
- CHEN, H. C. et al. Uhf microstrip antenna design for partial discharge detection of gas insulated switch. *7th Asia-Pacific International Conference on Lightning*, 2011.
- CIGRÉ, W. G. Transformer reliability survey. *Brochure 642*, p. 1–57, 2011.
- CLAROS, D. L.; CUSTOVIC, E.; ELTON, D. Two planar antennas for detection of partial discharge in gas-insulated switchgear (gis). *IEEE Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT)*, p. 8–15, 2015.
- COSTA, E. G. da; NEVES, W. L. A. *Apostila do curso de engenharia elétrica - Descargas Parciais*. Campina Grande: Universidade Federal da Paraíba, 1996.
- COURANT, R. Variational methods for the solution of problems of equilibrium and vibrations. *Bull. Am. Math. Soc.*, v. 49, 1943.
- DERNERYD, A. G. Analysis of the microstrip disk antenna element. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, v. 27, n. 5, p. 660–664, 1979.
- FERREIRA, T. V. *Estudo do Trilhamento de Núcleo em Isoladores Poliméricos*. 2007.
- HAMPTON, B. F.; MEATS, R. J. Diagnostic measurements at uhf in gas insulated substations. *IEEE Proceedings*, v. 135, n. 2, p. 137–144, 1988.

- HARAZ, O.; SEBAK, A. R. Uwb antennas for wireless applications. *Advancement in Microstrip Antenna with Recent Applications*, p. 125–152, 2013.
- HUAMAO, Z.; YAZHOU, L.; SHUSHENG, Z. Study on the disc sensor based on the cavity mold theory. *IEEE Sensors Journal*, v. 16, n. 13, p. 5277–5282, 2016.
- HUEBNER, K. H. et al. *The finite element method for engineers*. New York: John Wiley and Sons, 1975.
- HUYNH, T.; LEE, K. F. Single-layer single-patch wideband microstrip antenna. *Electronics Letters*, v. 31, n. 16, p. 1310–1312, 1995.
- HWANG, K. R. et al. Development of uhf sensor for partial discharge diagnosis of power transformer. *XVII International Symposium on High Voltage Engineering*, 2011.
- IEC60270. IEC60270 - high-voltage test techniques: partial discharge measurements. *International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland*, 2000.
- ISHAK, A. M. et al. Design and optimization of uhf partial discharge sensors using fddd modeling. *IEEE Sensors Journal*, v. 17, n. 1, p. 127–133, 2017.
- JU, T. et al. Gis partial discharge quantitative measurements using uhf microstrip antenna sensors. *Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, p. 116–119, 2007.
- JUDD, M. D.; FARISH, O.; HAMPTON, B. F. Broadband couplers for uhf detection of partial discharge in gas-insulated substations. *IEE Proc. Sci., Measure., Technol.*, v. 142, n. 3, p. 237–243, 1995.
- JUDD, M. D. et al. Dielectric windows for uhf partial discharge detection. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, v. 8, n. 6, p. 953–958, 2001.
- JUDD, M. D. et al. Transformer monitoring using the uhf technique. *High Voltage Engineering Symposium*, 1999.
- JUDD, M. D.; YANG, L.; HUNTER, I. B. B. Partial discharge monitoring for power transformers using uhf sensors part 2 - field experience. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, v. 21, n. 3, p. 5–13, 2005.
- JUNG, J. R. et al. Sensitivity verification and application of uhf sensor for partial discharge measurement in high voltage power transformer. *IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, 2012.
- KATEHI, P. B.; ALEXOPOULOS, N. G. On the modeling of electromagnetically coupled microstrip antennas-the printed strip dipole. *IEEE Transactions on Propagation Antennas*, v. 32, n. 11, p. 1179–1186, 1984.
- KRAUS, J. D. *Antennas*. New York: McGraw-Hill, 1988.
- KREUGER, F. H. *Partial Discharge Detection in High-Voltage Equipment*. [S.l.]: Butterworth and Co. Ltd, 1989.
- LI, J. et al. Hilbert fractal antenna for uhf detection of partial discharges in transformers. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2013.

- LIANG, J. et al. Study of a printed circular disc monopole antenna for uwb systems. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 53, n. 11, p. 3500–3504, 2005.
- LIU, Y.; DU, B. X.; FARZANEH, M. Self-normalizing multivariate analysis of polymer insulator leakage current under severe fog conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 32, n. 3, p. 1279–1286, 2017.
- LO, Y. T.; SOLOMON, D.; RICHARDS, W. F. Theory and experiment on microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antenna Propagation*, v. 27, n. 2, p. 846–849, 1979.
- LU, Y.; TAN, X.; HU, X. Pd detection and localisation by acoustic measurements in an oil-filled transformer. *IEE Proc. Sci., Measure., Technol.*, v. 147, n. 2, p. 81–85, 2002.
- LUK, K. M. et al. Broadband microstrip patch antenna. *Electronics Letters*, v. 34, p. 1442–1443, 1998.
- LUO, H. et al. Research on the uhf microstrip antenna for partial discharge detection in high voltage switchgear. *IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, p. 2273–2276, 2016.
- MACÊDO, E. C. T. de. *Metodologia para a classificação de descargas parciais utilizando redes neurais artificiais*. 2014.
- MELO, D. R. de. *Antenas Compactas de Microondas de Banda Larga e Banda Ultra-Larga (UWB)*. 2011.
- METWALLY, G. Status review on partial discharge measurement in gas-insulated switchgear/lines. *Electric Power Systems Research*, v. 69, n. 1, p. 25–36, 2004.
- MRABET, O. E. *High Frequency Structure Simulator (HFSS) Tutorial*. [S.l.]: Telecommunication and System UFR, 2005.
- NBR5356-3. Transformadores de potência parte 3: Níveis de isolamento, ensaios dielétricos e espaçamentos externos em ar. *Associação Brasileira de Normas Técnicas*, 2007.
- NÓBREGA, L. A. M. M. *Parametrização de HFCT para Medição de Descargas Parciais em Para-raios de ZnO*. 2016.
- NORRIE, D. H.; VRIES, G. *An Introduction to Finite Element Method*. London: Academic Press, 1978.
- OGIHARA, H. Detection and location of corona in oil immersed transformers with corona detector. *Electrical Engineering in Japan*, v. 84, n. 8, p. 12–21, 1964.
- POZAR, D. M. A microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line. *Electronic Letters*, v. 21, p. 49–50, 1985.
- RICHARDS, W. F.; LO, Y. T.; HARRISON, D. D. An improved theory of microstrip antennas with applications. *IEEE Transactions on Antenna Propagation*, v. 29, n. 1, p. 38–46, 1981.
- ROLDAN, J. L.; 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*, v. 15, n. 6, p. 1634–1639, 2008.

- RUTGERS, W. R.; FU, Y. H. Uhf pd detection in a power transformer. *10th International Symposium on High Voltage Engineering*, 1997.
- SADIKU, M. N. O. A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems. *IEEE Transactions on Education*, v. 32, n. 2, p. 85–93, 1989.
- SARKAR, B. et al. Microstrip patch antenna based uhf sensor for detection of partial discharge in high voltage electrical equipments. *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, 2014.
- SHIBUYA, Y. et al. Electromagnetic waves from partial discharges and their detection using patch antenna. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2010.
- SINAGA, H. H.; PHUNG, B. T.; BLACKBURN, T. T. Design of ultra high frequency sensors for detection of partial discharges. *Proceedings of the 16TH International Symposium on High Voltage Engineering*, 2009.
- SKOLNIK, M. I. *Radar Systems*. New York: McGraw–Hill, 1962.
- SOLIMAN, E. A.; RAEDT, W. de; VANDENBOSCH, G. A. E. Microstrip–fed cusp antenna for ultra–wide band communication systems. *Wiley Periodicals*, p. 33–38, 2008.
- STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. *Antenna Theory and Design*. New York: John Wiley, 1997.
- SUN, C.; OHODNICKI, P. R.; STEWART, E. M. Chemical sensing strategy for real-time monitoring of transformer oil: A review. *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, p. 1–18, 2017.
- WEILAND, T. A discretization method for the solution of maxwell’s equations for six-component fields. *Electronics and Communications*, v. 31, n. 3, p. 116–120, 1977.
- YEE, K. S. Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media. *IEEE Transactions on Antenna Propagation*, v. 14, n. 3, p. 302–307, 1966.
- YONGQIANQ, W.; ZHUANG, W.; JIANFANG, L. Uhf moore fractal antennae for on-line gis pd detection. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017.
- YUEN, D. C. M.; CHAN, S. H. Uhf partial discharge monitoring of 400 kv gis castle peak substation. *IEE International Conference on Advances in Power System Control, Operation and Management*, p. 415–419, 1991.