



**UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

RAFAEL ALEX VIEIRA DO VALE

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS DE MICROFITA
COM PATCH EM ESPIRAL DE ARQUIMEDES
RETANGULAR**

Mossoró/RN
2019

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei n° 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei n° 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

V149d Vale, Rafael Alex Vieira do .
Desenvolvimento de Antenas de Microfita com
Patch em Espiral de Arquimedes Retangular /
Rafael Alex Vieira do Vale. - 2018.
105 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior.
Coorientador: Humberto Dionísio de Andrade.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em
Sistemas de Comunicação e Automação, 2018.

1. Antena Espiral. 2. Reconfigurabilidade. 3.
Largura de Banda . 4. Polarização. I. Júnior,
Idalmir de Souza Queiroz , orient. II. Andrade,
Humberto Dionísio de , co-orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

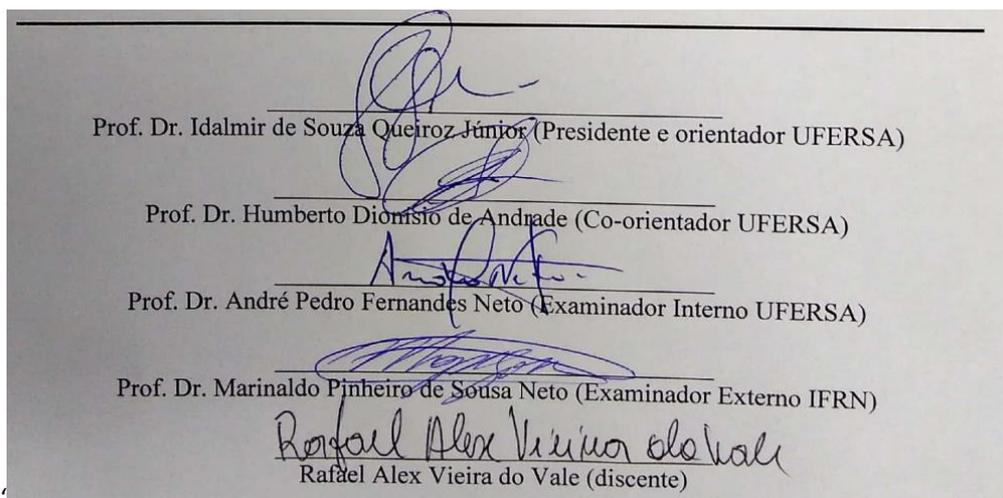
RAFAEL ALEX VIEIRA DO VALE

**DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS DE MICROFITA
COM PATCH EM ESPIRAL DE ARQUIMEDES
RETANGULAR**

Defesa de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador(a): Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Junior - UFERSA
Co-orientador(a): Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA.

Defendida em: 21/12/2018



Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior (Presidente e orientador UFERSA)

Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade (Co-orientador UFERSA)

Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto (Examinador Interno UFERSA)

Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto (Examinador Externo IFRN)

Rafael Alex Vieira do Vale
Rafael Alex Vieira do Vale (discente)

Mossoró/RN
2019

AGRADECIMENTOS

Ao orientador o professor Dr. Idalmir de Sousa Queiroz Júnior, por ter me proposto um tema tão interessante para o estudo e por ter tido tanta atenção, paciência, compromisso e tempo de dedicação para a construção do trabalho. Ao professor Msc. Ednardo Pereira da Rocha. À universidade por possibilitar o ambiente para o meu desenvolvimento acadêmico perante o curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba que possibilitaram a construção deste trabalho através de medições importantes para os resultados.

À minha família, minha mãe Maria Edna Vieira do Vale, meu pai Rutênio Ferreira do Vale e minhas irmãs, Reyliane Aline Vieira do Vale e Rudna Angélica Vieira do Vale que também sempre acreditaram em mim.

Agradeço também a minha namorada Fanny Cristina, sua irmã Sharmilla Almeida, sua mãe Maria das Graças, seu pai Francisco das Chagas e sua vó Dona Ester. Aos meus amigos, Andressa Adna, Rodrigo Silva, Felipe Lima, Alcidemar Galdino, Daniel Vitor, Elano Costa, Graziela Gurgel, Maria Clara Gê, Maia Júnior, Ester Medley, Thaís Milla.

Aos os meus amigos do PPGEE Daniel Diógenes, Amanda Fernandes, Luann Georgy, Wigor Almeida, Felipe Bastos, Hugo Luiz. Agradeço ainda aos meus amigos do curso engenharia elétrica Flaviano Guerra, Gesi Gomes, Udenilson Júnior, Lucas Almeida, Thiago Mateus, Max Alexandre, Matheus Tavares, Pedro Paulo, Pedro Nogueira, Mateus Duarte, Cleydson Adller.

RESUMO

Este trabalho apresenta um estudo sobre as antenas de microfita com o uso de *patch* em forma espiral de Arquimedes. A topologia espiral apresenta a característica de operação, em antenas de microfita, em multibanda, ou seja, é capaz de ressoar em mais de uma faixa de frequência de operação. Desta forma diversifica a operação das antenas e possibilita a aplicação em muitas faixas. O trabalho apresenta também o estudo da reconfigurabilidade em frequência e em polarização das antenas de microfita. A reconfigurabilidade dinamiza a operação sendo possível a escolha das frequências de ressonâncias a ser utilizadas em um determinado serviço usando o chaveamento eletrônico como: diodos PIN e chaves MEMS. Além da reconfigurabilidade também foi trabalhada a característica de banda larga com a retirada de material condutor no plano de terra. As antenas foram simuladas e construídas para comparação dos resultados esperados neste estudo em relação frequência de ressonância, largura de banda, polarização e o comportamento do diagrama de radiação de cada uma das antenas.

Palavras-Chave: Antena Espiral; Reconfigurabilidade; Largura de Banda; Polarização.

ABSTRACT

This work presents a study on the microstrip antennas with the use of Archimedes spiral-shaped patch. The spiral topology presents the characteristic of operation, in microstrip antennas, in multiband, that is, it is able to resonate in more than one range of frequency of operation. In this way it diversifies the operation of the antennas and allows the application in many bands. The work also presents the study of frequency reconfigurability and polarization of microstrip antennas. The reconfigurability dynamizes the operation being possible to choose the resonant frequencies to be used in a given service using electronic switching such as: PIN diodes and MEMS keys. In addition to the reconfigurability, the broadband characteristic was also worked with the removal of conductive material in the ground plane. The antennas were simulated and constructed to compare the results expected in this study in relation to resonance frequency, bandwidth, polarization and the behavior of the radiation diagram of each of the antennas.

Keywords: **Spiral Antenna; Reconfigurability; Bandwidth; Polarization.**

Lista de Figuras

Figura 1: Partes construtivas das antenas de microfita	21
Figura 2: Formatos comuns para patch em antenas de microfita.....	21
Figura 3: Divisão das bandas de frequências L, S e C.....	22
Figura 4: Modelo elétrico de uma linha de microfita.	23
Figura 5: Alimentação por cabo coaxial.	24
Figura 6: Alimentação por acoplamento por abertura.	25
Figura 7: Alimentação por acoplamento por proximidade.	25
Figura 8: Efeito do franjamento em uma linha de microfita.....	26
Figura 9: Comprimento físico e elétrico para um patch retangular (a) e Efeito do franjamento em um patch retangular (b).....	27
Figura 10: Técnica de casamento de impedâncias com inset feed.....	30
Figura 11: Técnica de casamento de impedâncias com inset feed.....	30
Figura 12: Comportamento da antena de microfita ao ser alimentada.	31
Figura 13: Modelo da cavidade retangular.	32
Figura 14: Modos de ressonância transversais magnéticas de primeira e segunda ordem para uma cavidade retangular.	36
Figura 15: Sistema de coordenadas para a análise das propriedades das antenas.	37
Figura 16: Diagramas 2D e 3D de uma antena dipolo.....	38
Figura 17: Geometria representativa de um esferorradiano.....	39
Figura 18: Perda de retorno em função da frequência denotando as frequências inferior e superior bem como a largura de banda.	42
Figura 19: Modelo de um quadripolo.	44
Figura 20: Tipos de polarização.....	48
Figura 21: Onda polarizada elipticamente.	49
Figura 22: Forma geométrica de uma antena equiangular.....	52
Figura 23: a) Espiral de Arquimedes com um braço. b) Espiral de Arquimedes com dois braços.	54
Figura 24: Técnicas usadas em antenas reconfiguráveis.	56
Figura 25: Estrutura do diodo PIN.....	56
Figura 26: Curva característica do diodo PIN.....	57
Figura 27: Modelo de polarização direta do diodo PIN. (a) Representação do fluxo de cargas. (b) Circuito elétrico equivalente.	58
Figura 28: Modelo de polarização reversao diodo PIN. (a) Representação do fluxo de	

cargas. (b) Circuito elétrico equivalente.	59
Figura 29: Diodo PIN BAP64-03 NXP Semiconductors.....	59
Figura 30: Classificação do sistemas eletromecânicos	60
Figura 31: Modelos elétricos ideais para chaves RF-MEMS. (a) Modelo SPST com chave série. (b) Modelo SPST com chave paralelo.....	60
Figura 32: Modelos elétricos reais para chaves RF-MEMS. (a) Modelo SPST com chave série. (b) Modelo SPST com chave paralelo.....	61
Figura 33: Circuito integrado de uma chave RF-MEMS (a) e Chave RF-MEMS construída (b).	62
Figura 34: Tipos de Reconfigurabilidade em Antenas.	63
Figura 35: Tipos de Reconfigurabilidade em Antenas.	64
Figura 36: Proposta de antena espiral para aplicação de 1 a 2 GHz e 2 a 4 GHz em 2D (a) Proposta de antena espiral para aplicação de 1 a 2 GHz e 2 a 4 GHz em 3D.....	67
Figura 37: Proposta de antena espiral reconfigurável ligada ou fechada (a) e Proposta de antena espiral reconfigurável de desligada ou aberta (b).....	68
Figura 38: Estrutura proposta de uma antena espiral de braço simples com alimentação coaxial.....	69
Figura 39: Projeto de uma antena espiral reconfigurável em frequência e em diagrama de radiação.....	70
Figura 40: Mudanças no padrão de radiação da antena espiral na reconfiguração “NS” para “GO”.	71
Figura 41: Projeto de uma antena espiral retangular para reconfiguração em frequência e em diagrama de radiação.	71
Figura 42: ConFiguração da antena proposta monofilar de polarização circular e banda larga na banda Ku (a) e Dimensões do patch monofilar (b).	73
Figura 43: Protótipo da antena monofilar com cavidade aberta de 18 x 18 x 14 cm.....	73
Figura 44: Comparativo entre as perdas de retorno e razões axiais simuladas e medidas para a antena monofilar.....	74
Figura 45: Protótipo de antena espiral de Arquimedes quadrada com alimentação por sonda coaxial.....	75
Figura 46: Antena de microfita em espiral com um 1 passo (a) com 2 passos (b) com 3 passos (c) e a antena proposta com 4 passos (d).....	75
Figura 47: Representação 3D da antena espiral proposta.	76
Figura 48: Perdas de retorno simulada e medida para a antena espiral proposta.	76

Figura 49: Antena 1 - Antena com patch em espiral de Arquimedes padrão (a) e Antena com patch em espiral de Arquimedes padrão (b).....	79
Figura 50: Antena 2 - Proposta de antena com patch em espiral de Arquimedes reconFIGurada (a) e proposta de antena com patch em espiral de Arquimedes reconFIGurada construída (b)	80
Figura 51: Antena 3 - Proposta de plano de terra para a antena espiral (a) Proposta de plano de terra para a antena espiral construída (b).	82
Figura 52: Analisador de Rede Vetoriais Modelo E5071C 300 kHz – 20 GHz da Agilent Technologies ®.....	82
Figura 53: Comparativo das perdas de retorno obtidas para a antena 1.	83
Figura 54: Diagrama de radiação 2D da antena 1 em 2,52 GHz (a). Diagrama de radiação 3D da antena 1 em 2,52 GHz (b)	85
Figura 55: Diagrama de radiação 2D da antena 1 em 5,81 GHz (a) e diagrama de radiação 3D da antena 1 em 5,81 GHz (b)	86
Figura 56: Razão Axial da antena 1 em na faixa de 2,48 a 2,59 GHz.	87
Figura 57: Razão Axial da antena 1 em na faixa de 5,7 a 5,85 GHz.	87
Figura 58: Comparativo das perdas de retorno simulada e medida da antena 2.....	88
Figura 59: Comparativo das perdas de retorno simuladas das antenas 1 e 2.....	89
Figura 60: Comparativo das perdas de retorno medidas das antenas 1 e 2.....	90
Figura 61: Diagrama de radiação 2D da antena 2 em 5,41 GHz (a) e Diagrama de radiação 3D da antena 2 em 5,41 GHz (b)	91
Figura 62: Razão Axial da antena 2 em na faixa de 5,65 a 5,81 GHz.	92
Figura 63: Comparativo das perdas de retorno simulada e medida para a antena 3.....	93
Figura 64: Comparativo das perdas de retorno simuladas entre as antenas 1 e 3.....	94
Figura 65: Comparativo das perdas de retorno medidas entre as antenas 1 e 3.....	94
Figura 66: Diagrama de radiação 2D da antena espiral espelhada em 2,33 (a) GHz e Diagrama de radiação 3D da antena espiral espelhada em 2,33 GHz (b).....	96
Figura 67: Diagrama de radiação 2D da antena espiral espelhada em 5,87 GHz (a) e Diagrama de radiação 2D da antena espiral espelhada em 5,6396 GHz (b).....	97
Figura 68: Razão Axial da antena 3 na faixa de 2,3 a 2,6 GHz.	98
Figura 69: Razão Axial da antena 3 na faixa de 5,7 a 5,88 GHz.	98

Lista de Tabelas

Tabela 1: Tabela das bandas de frequências usadas de acordo com a IEEE.	22
Tabela 2: Dimensões para o projeto da antena espiral de Arquimedes sem o fator de compressão e com o fator de compressão para as antenas 1 e 2.	81
Tabela 3: Comparativos dos simulados e medidos para a antena 1.	84
Tabela 4: Comparativos das larguras de banda simuladas e medidas para as antenas 1 e 2.	90
Tabela 5: Comparativos dos simulados e medidos da antena 1 e 3.	95

NOMENCLATURA

Letras Latinas

t – Espessura do elemento irradiante

h – Espessura do material dielétrico da antena de microfita

L – Comprimento do *patch*

W – Largura do *patch*

c – Velocidade da luz no vácuo

fr – Frequência de ressonância da antena

W₀ – Largura da linha de microfita

L_m – Comprimento da linha de microfita

R_{in} – Resistência de entrada na frequência de ressonância

G₁ – Condutância de entrada na frequência de ressonância

y₀ – Comprimento do *inset-feed*

Z_c – Impedância característica para a seção do transformador de impedâncias

Z₀ – Impedância característica da linha de microfita

Z_{in} – Impedância de entrada do *patch*

Q – Fator de qualidade

TM^x – Modos de ressonâncias transversal magnéticos

E_x – Campo elétrico na direção x

E_y – Campo elétrico na direção y

E_z – Campo elétrico na direção z

H_x – Campo magnético na direção x

H_y – Campo elétrico na direção y

H_z – Campo elétrico na direção z

k_x – Número de onda na direção x

k_y – Número de onda na direção y

k_z – Número de onda na direção z

dA – Diferencial de área

r – Dimensão radial em coordenadas esféricas

U – Intensidade de Radiação

W_{rad} – Densidade de radiação (W/m²)

Prad – Potência de radiação (W)

D – Diretividade

P_{in} – Potência de entrada
 P_{loss} – Potência de perdas
 e_0 – Eficiência da antena
 e_r – Eficiência de reflexão
 e_c – Eficiência de condução
 e_d – Eficiência do dielétrico
 G – Ganho da antena
 BW – Largura de banda da antena
 F_{sup} – Frequência superior na largura de banda da antena
 F_{inf} – Frequência inferior na largura de banda da antena
 RL – Perda de Retorno
 S_{11} – Coeficiente de reflexão na porta 1
 S_{12} – Ganho de tensão inverso
 S_{21} – Ganho de tensão direto
 S_{22} – Coeficiente de reflexão na porta 2
 $S(1,1)$ – Perda de Retorno
 V_{max} – Tensão máxima da onda estacionária
 V_{min} – Tensão mínima da onda estacionária
 I_{max} – Corrente máxima da onda estacionária
 I_{min} – Corrente mínima da onda estacionária
 D – Densidade de fluxo elétrico
 E – Campo elétrico
 J – Densidade de corrente elétrica
 H – Intensidade de campo magnético
 A – Eixo maior da elipse
 B – Eixo menor da elipse
 EF – Taxa de crescimento de uma espiral
 s – Largura entre os braços de uma espiral
 w – Largura dos braços de uma espiral
 r_1 – Raio interno de uma espiral de Arquimedes
 r_2 – Raio externo de uma espiral de Arquimedes
 P – Camada dopada positivamente de um diodo PIN
 N – Camada dopada negativamente de um diodo PIN
 I – Camada intrínseca de diodo PIN

R_s – Resistência série do modelo de polarização direta do diodo PIN
 R_p – Resistência paralela do modelo de polarização reversa do diodo PIN
 C_T – Característica capacitiva do diodo PIN em polarização reversa
 L – Indutância característica do diodo PIN.
 Z_D – Impedância da chave RF-MEMS
 d_l – Largura da fenda e do “toco” da antena espiral
FC – Fator de Compressão
dB – Decibel

Letras Gregas

ϵ_r – Permissividade elétrica relativa
 ϵ_{ref} – Permissividade elétrica relativa efetiva
 λ_0 – Comprimento de onda na frequência de ressonância
 ω_r – Frequência angular de ressonância
 μ – Permeabilidade magnética do meio
 ϵ – Permissividade elétrica do meio
 θ – Eixo azimutal em coordenadas esféricas
 $d\theta$ – Diferencial do eixo azimutal
 ϕ – Eixo polar em coordenadas esféricas
 $d\phi$ – Diferencial no eixo angular eixo polar
 Γ – Coeficiente de reflexão
 η_{rad} – Eficiência de radiação
 σ – Condutividade elétrica do meio
 ϵ' – Permissividade elétrica real
 ϵ'' – Permissividade elétrica imaginária
 δ – Ângulo da tangente de perdas
 α – Ângulo de envolvimento de uma espiral
 Ω – Unidade de resistência elétrica

Siglas

IEEE – *Institute of Electrical and Electronic Engineers*

OSI – *Open Systems Interconnection (Sistema de Interconexão Aberto)*

PASS – *Patch Antenna with Switchable Slot*

RF-MEMS – *Radio Frequency Microelectromechanical System*

SPST – *Single Pole Single Throw*

RFID – *Radio- Frequency Identification*

RHCP – *Right-Hand Circular Polarization*

LHCP – *Left-Hand Circular Polarization*

MMIC – *Monolithic Microwave Integrated Circuit*

Sumário

CAPITULO 1: INTRODUÇÃO	17
1.1 OBJETIVO GERAL	19
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
CAPITULO 2: REVISÃO DE LITERATURA	20
2.1 ANTENA DE MICROFITA	20
2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO	23
2.3 MÉTODOS DE ANÁLISES	25
2.3.1 Modelo da Linha de Transmissão	26
2.3.2 Casamento de Impedâncias	28
2.3.3 Método das Cavidades	31
2.4 PARÂMETROS E PROPRIEDADES DAS ANTENAS	36
2.4.1 Diagrama de Radiação	36
2.4.2 Intensidade de radiação	38
2.4.3 Diretividade, Ganho e Eficiência	39
2.4.4 Largura de Banda	41
2.4.5 Perda de Retorno	43
2.4.6 Densidade de corrente elétrica e Tangente de Perdas	46
2.4.6 Polarização	47
2.5 ANTENAS ESPIRAIS	50
2.5.1 Antena Espiral Equiangular	52
2.5.2 Antena Espiral de Arquimedes	53
2.6 ANTENAS RECONFIGURÁVEIS	55
2.6.1 Diodos PIN	56
2.6.2 RF – MEMS (Radio Frequency Microelectromechanical System)	59
2.6.3 Reconfigurabilidade em Antenas	62
2.6.3.1 Reconfigurabilidade em Frequência	63
2.6.3.1.1 Teoria de Operação	63
2.6.3.1.2 Mecanismo de reconfiguração	64
2.6.3.1.3 Reconfiguração por chaveamento	64
2.6.3.2 Reconfigurabilidade em Polarização	65
2.6.3.2.1 Teoria de Operação	65
2.6.3.2.2 Mecanismos de Reconfiguração.....	66
2.6.4 Trabalhos relacionados a antenas espirais e reconfiguráveis	66
CAPÍTULO 3: MATERIAIS E MÉTODOS	78
CAPÍTULO 4: RESULTADOS E DISCUSSÕES	83

CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES.....	100
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	102

CAPITULO 1: INTRODUÇÃO

Os sistemas sem fio para monitoramento e comunicação são amplamente aplicados em dispositivos móveis. Os avanços tecnológicos vêm promovendo uma maior facilidade na comunicação sem fio. Sistemas de monitoramento como telemetria e GPS bem como as aplicações em comunicações pessoais utilizam antenas para envio e recebimento de dados.

As antenas de microfita se tornam alternativas interessantes para a implantação de sistemas de comunicação de modo simples, de baixo custo e aplicáveis a circuitos embarcados. Porém, algumas limitações deste tipo de dispositivo como largura de banda estreita e ganho baixo são relevantes no uso das mesmas. Porém, cada vez mais a procura por informação e a transmissão de dados vem crescendo com o passar dos anos e estas antenas apresentam algumas limitações com relação a sua operação como pequena largura de banda que permite a transmissão e recepção de pouca quantidade de informação bem como pequena flexibilidade na transição entre faixas de frequências.

Desta forma as limitações das características das antenas de microfita vêm desafiando estudiosos a promover melhorias em suas características construtivas para melhor funcionamento das comunicações sem fio. Estudos em materiais dielétricos e novas formas geométricas relativas ao irradiador e ao plano de terra promovem o desenvolvimento de novas tecnologias que podem superar tais limitações.

As antenas espirais são topologias usadas na construção de antenas de microfita que apresentam algumas vantagens quando se analisa os parâmetros das antenas como perda de retorno, diagramas de radiação, polarização e largura de banda. Em conjunto as antenas espirais a reconfigurabilidade destas antenas possibilita uma maior flexibilidade na sua operação. O ajuste dos parâmetros permite aos sistemas de comunicação a escolha da melhor configuração para determinada aplicação usando somente uma antena.

O estudo da topologia espiral também possibilita a construção de antenas de larguras de bandas altas promovendo maior capacidade na recepção de dados aumentando a velocidade das redes de comunicação sem fio. Assim, tendo em vista as vantagens que podem surgir na utilização das antenas de microfita aliadas às características da topologia das antenas espirais alguns problemas relacionados a comunicação a distância pode ser minimizados.

O trabalho é motivado por estudar novas melhorias nas características das antenas de microfita utilizando a forma espiral. A implantação desta topologia se mostrou interessante pela sua característica multibanda operando em mais de uma faixa de frequência, bem como possibilita o aumento da largura de banda com relação às antenas de microfita básicas. Além disso, o processo de reconfigurabilidade em frequência e em polarização permite maior autonomia dos sistemas de comunicação em operar em novas faixas de frequências.

Este trabalho propõe um estudo sobre as antenas de microfita com irradiador em espiral de Arquimedes. A teoria de antenas espirais possibilita a construção de antenas que operem em várias faixas de frequências que podem ser projetadas de acordo com as necessidades das comunicações sem fio.

A metodologia utilizada no trabalho, a princípio, no Capítulo 2, é apresentado um referencial teórico relativo às antenas de microfita no que diz respeito a suas características básicas como: formas de alimentação, métodos de análises e parâmetros de radiação a serem estudados. Ainda neste capítulo é mostrado o estudo para a implantação de formas espirais em antenas de microfita, principalmente, a forma em espiral de Arquimedes. Outro ponto apresentado é referente aos mecanismos de reconfiguração com destaque para as reconfigurações em frequência e em polarização. E por fim, o Capítulo 2 é encerrado com trabalhos relacionados às antenas espirais e reconfiguráveis.

O Capítulo 3 aponta os materiais e métodos utilizados no desenvolvimento das antenas de microfita em espiral de Arquimedes abordando as etapas que foram seguidas para a simulação e construção das antenas.

No capítulo seguinte, ocorre a apresentação dos resultados obtidos com as simulações e medições realizadas nas antenas. São mostrados comparativos com relação as perdas de retorno $S(1,1)$ das antenas simuladas e medidas, os diagramas de radiação 2D e 3D das mesmas de forma simulada e também as referidas razões axiais nas faixas de frequências desejadas.

A conclusão aborda sobre todas as análises realizadas com a pesquisa a respeito das antenas desenvolvidas bem como sugestões para melhorias e desenvolvimento de novos projetos a respeito das antenas em espiral de Arquimedes.

Desta forma o trabalho propõe o estudo de antenas de microfita com topologia espiral com reconfigurabilidade em frequência e em polarização bem como modificações que podem levar ao aumento da largura de banda da antena.

1.1 OBJETIVO GERAL

Desenvolver antenas de microfita com a topologia da espiral de Arquimedes para a implantação de antenas reconfiguráveis de banda larga

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Simular as antenas de microfita em topologia espiral;
- Construir e realizar medições de parâmetros das antenas projetadas
- Obter dados relativos aos parâmetros de antenas de forma simulada e medida;
- Comparar entre as antenas propostas resultados simulados e medidos
- Analisar de acordo com os projetos a presença da reconfigurabilidade das antenas bem como o aumento da largura de banda.

CAPITULO 2: REVISÃO DE LITERATURA

2.1 ANTENA DE MICROFITA

Antenas podem ser definidas como dispositivos de transição entre a propagação de ondas eletromagnéticas guiadas em linhas de transmissão ou circuitos para a propagação em um meio livre (BALANIS, 2005), estes podem ser usados para a transmissão e recebimento de dados através de determinadas faixas de frequências que definem várias aplicações e serviços.

Em alta performance de aeronaves, espaçonaves, satélites e outras aplicações onde o tamanho reduzido, custo, peso, performance, fácil implantação e perfil aerodinâmico são restrições, antenas de perfil discreto são requeridas. Para estas restrições as antenas de microfita são empregadas (BALANIS, 2005).

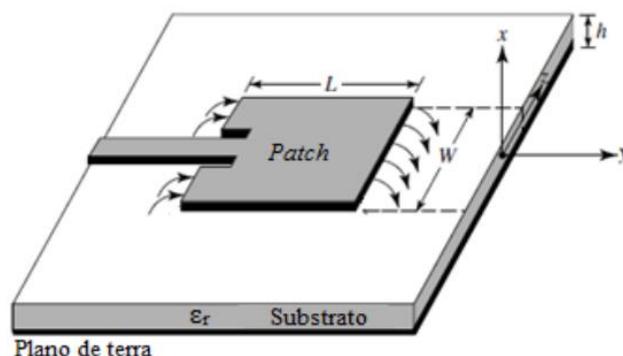
A primeira proposta de uma antena de microfita foi idealizada por Deschamps em 1953, contudo a partir da década de 70 que as antenas de microfita tiveram grande atenção. São antenas basicamente, constituídas de um elemento irradiante denominado *patch* com espessura menor que o comprimento de onda no espaço livre, ($t \ll \lambda_0$), conformado em uma camada de material dielétrico, com espessura muito menor que o comprimento de onda em uma proporção de 0,003 a 0,005 ($0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,005\lambda_0$), sobre um plano de terra como denotado na Figura 1.

Para Fusco (2006), o comprimento do *patch* (L) é dimensionado para que se tenha metade do comprimento de onda guiada sendo responsável pelo controle da frequência de ressonância da antena. Já a largura (W) do elemento irradiador é o parâmetro utilizado para o controle da resistência da antena de microfita.

O material dielétrico possui permissividade elétrica relativa em uma faixa de 2,2 a 12 ($2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$). Aumentando a espessura do substrato a geração de ondas de superfície o que reduz a faixa de operação da antena resultando em uma faixa de aproximadamente 1% (SILVA, 2014).

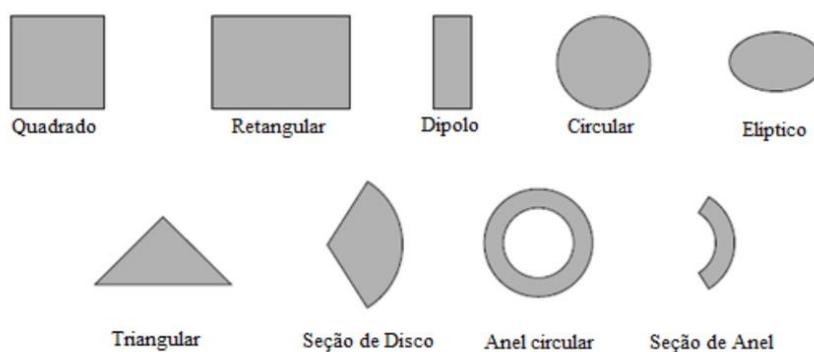
O formato do *patch* pode seguir diferentes formas geométricas e arranjos. Contudo, os diferentes formatos do *patch* apresentam resultados diferentes bem como diferentes modelos matemáticos para a determinação das dimensões da antena e as suas características eletromagnéticas de operação. A Figura 2 denota os formatos mais comuns para a construção de uma antena de microfita.

Figura 1: Partes construtivas das antenas de microfita



Fonte: BALANIS, 2005

Figura 2: Formatos comuns para patch em antenas de microfita



Fonte: BALANIS, 2005

Estas antenas podem ser usadas em diversas aplicações por apresentarem as características determinadas acima e atuam na faixa de frequência de micro-ondas (0,3 – 300 GHz). De acordo com Wentworth (2009), a faixa de frequência com grandes aplicações em micro-ondas está situada na faixa de 1 a 40 GHz. O Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) classificam em bandas as aplicações em micro-ondas de acordo com determinadas faixas de frequências como denotado na tabela 1.

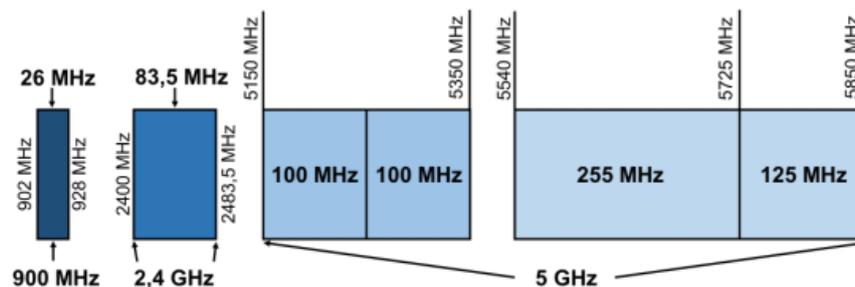
Tabela 1: Tabela das bandas de frequências usadas de acordo com a IEEE.

Banda	Faixas de Frequências	Aplicações
L	1 – 2 GHz	Comunicação pessoal e <i>GPS</i>
S	2 – 4 GHz	Comunicação pessoal (<i>Wi-fi</i> , <i>Bluetooth</i> , <i>Wimax</i> , etc) e fornos microondas
C	4 – 8 GHz	Comunicação via satélite
X	8 – 12 GHz	Radares terrestres de navegação aérea
Ku	12 – 18 GHz	Radares e rádios ponto a ponto
K	18 – 26,5 GHz	Radares e rádios ponto a ponto
Ka	26,5 – 40 GHz	Radares e rádios ponto a ponto

Fonte: Adaptado de WENTWORTH, 2009

As bandas L, S e C podem comportar faixas de frequências para aplicações em ISM, na faixa de 900 MHz a 5 GHz como mostrado na Figura 3, utilizadas para aplicações internacionais de desenvolvimento industrial, científico e médico. Estas bandas também comportam tecnologias de comunicação empregadas em dispositivos, *Bluetooth*, *Wi-fi* e *Wimax* (HOLANDA, 2016).

Figura 3: Divisão das bandas de frequências L, S e C.



Fonte: HOLANDA, 2016

Segundo Soares (2004), o IEEE criou o padrão denominado de 802.11b baseado no modelo de Sistema de Interconexão Aberto (OSI – *Open Systems Interconnectation*) operante na faixa de 2,4 GHz, substituindo o *Frequency Hopping Spread Spectrum* e o *Direct Sequence Spread* aumentando a frequência espectral elevando a taxa de dados para 11 Mbit/s com taxas medias em torno de 4 a 6 Mbit/s em ambientes *indoor* e abaixo de 4 Mbit/s em ambientes *outdoor*.

Outras aplicações das antenas de microfita pode se destacar as aplicações e dispositivos sem fio (*wireless*), Identificação por Rádio Frequência (RFID – *Radio-Frequency Identification*), *Bluetooth* e *Wi-fi*. As estruturas de tamanho reduzido vêm tendo grande notoriedade no cenário das telecomunicações. Os componentes eletrônicos de comunicação vêm reduzindo de tamanho devido ao grande apelo pela miniaturização. As antenas de microfita tendem a seguir no caminho da minituriarização por apresentarem um bom desempenho em superfícies planas e composição leve.

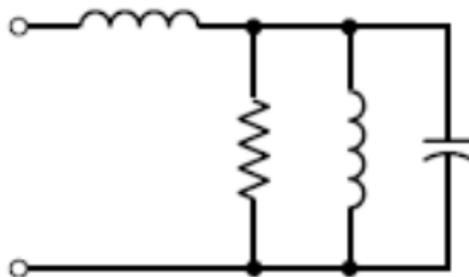
Vinculada à miniaturização e as suas boas características eletromagnéticas e também construtivas estas antenas estão conectadas a tecnologia de Ultra Banda Larga (*UWB – Ultra Wide Band*) que proporciona elevadas larguras de banda comportando maiores números de serviços e aquisição de dados otimizando e melhorando a velocidade na transmissão das informações.

2.2 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

Existem algumas formas para alimentação de antenas de microfita, mas, quatro delas são os mais populares para a construção e funcionamento de uma antena: a linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade.

A alimentação por linha de microfita é constituída por uma fita condutora muito menor que a largura do *patch*. A linha condutora é de fácil construção, no entanto, a medida que a espessura do substrato aumenta, limita a sua aplicação com relação as larguras de banda de 2% a 5% devido a presença de ondas de superfície e radiação espúria (BALANIS, 2005). O modelo elétrico de uma linha de microfita é mostrado na Figura 4.

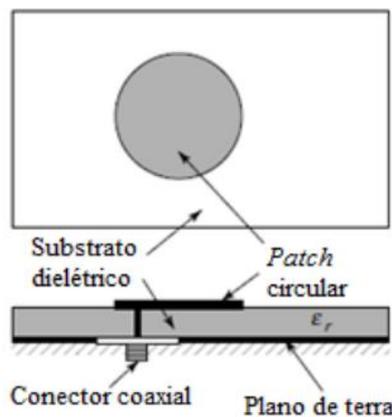
Figura 4: Modelo elétrico de uma linha de microfita.



Fonte: BALANIS, 2005.

A alimentação por cabo coaxial é um tipo de alimentação no qual é conectado em um ponto específico do *patch* por um condutor interno e outro condutor externo é conectado ao plano de terra. Assim como a linha de microfita o cabo coaxial é de fácil fabricação e apresenta baixa radiação espúria. No entanto, apresenta baixa largura de banda (BALANIS, 2005). O modelo elétrico para é igual ao modelo para a linha de microfita. A Figura 5 denota como é feita a conexão por cabo coaxial.

Figura 5: Alimentação por cabo coaxial.

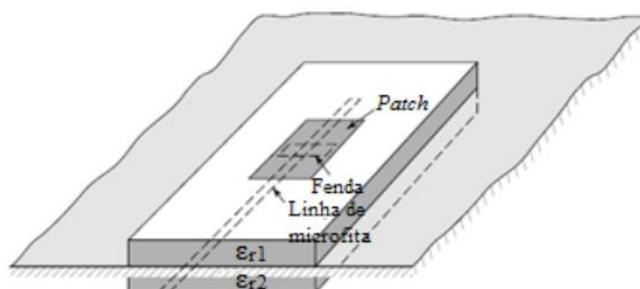


Fonte: BALANIS, 2005.

De acordo com Barthia (2001), a localização do ponto de alimentação é determinada em um ponto do *patch* para que a melhor impedância seja alcançada e a excitação ocorre, principalmente, pelo acoplamento da densidade de corrente elétrica e do campo elétrico no *patch* da antena.

A alimentação em acoplamento por abertura promove uma redução na radiação espúria em relação aos métodos anteriores de linha de microfita e cabo coaxial, mas, também apresenta largura de banda estreita e com maior dificuldade de ser fabricada. Este tipo de alimentação consiste em dois substratos separados por um plano de terra e uma linha de microfita abaixo do substrato inferior responsável pela transferência de energia para o *patch* (SILVA, 2014) como mostrado na Figura 6.

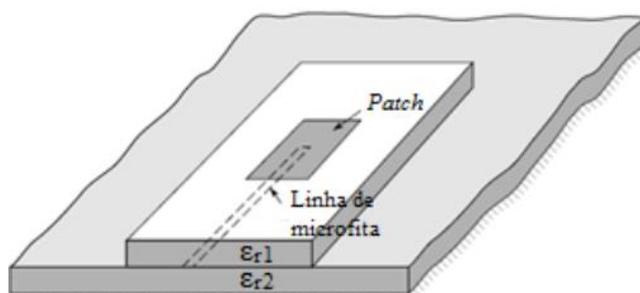
Figura 6: Alimentação por acoplamento por abertura.



Fonte: BALANIS, 2005.

O método de acoplamento por proximidade remonta, como mostrado na Figura 7, o método que apresenta maior largura de banda com baixa radiação espúria com relação a alimentação com linha de microfitas e cabo coaxial. O comprimento do arranjo e as dimensões dos outros componentes do arranjo podem ser ajustados para operar na frequência de ressonância desejada.

Figura 7: Alimentação por acoplamento por proximidade.



Fonte: BALANIS, 2005.

2.3 MÉTODOS DE ANÁLISES

Existem diversos métodos de análises para antenas de microfitas. Os métodos mais utilizados são os modelos da linha de transmissão, da cavidade e de onda completa. O modelo da linha de transmissão é o modelo mais simples de todos, que fornece uma boa aproximação em termos físicos, porém, menos preciso com dificuldade na modelagem do acoplamento. O modelo da cavidade, comparado ao modelo da linha de transmissão, é um modelo com maior precisão, mas, apresenta maior complexidade.

2.3.1 Modelo da Linha de Transmissão

Para Barthia (2001), a antena apresenta uma estrutura física derivada da linha de transmissão. Desse modo, a o modelo da linha de transmissão é a escolha mais óbvia para fazer a análise de uma antena de microfita retangular. De acordo com Lo e Lee (1993), a antena de microfita é vista como uma linha de transmissão larga de comprimento L.

O modelo da linha de transmissão apresenta modelagem mais simples e promove boa percepção física do procedimento, mas com baixa precisão. No modelo é levado em consideração os efeitos de borda devido o *patch* possuir dimensões finitas, o que provoca o efeito de franjamento ao longo do seu comprimento e largura (SILVA, 2014).

O franjamento é visto como um aumento das dimensões do *patch* com relação as suas dimensões físicas. Este efeito das ondas eletromagnéticas no *patch* depende diretamente da razão entre o comprimento do *patch* (L) e da altura do substrato (h) e da permissividade do dielétrico (ϵ_r). A Figura 8 mostra o efeito do franjamento em uma linha de microfita.

Figura 8: Efeito do franjamento em uma linha de microfita.



Fonte: BALANIS, 2005.

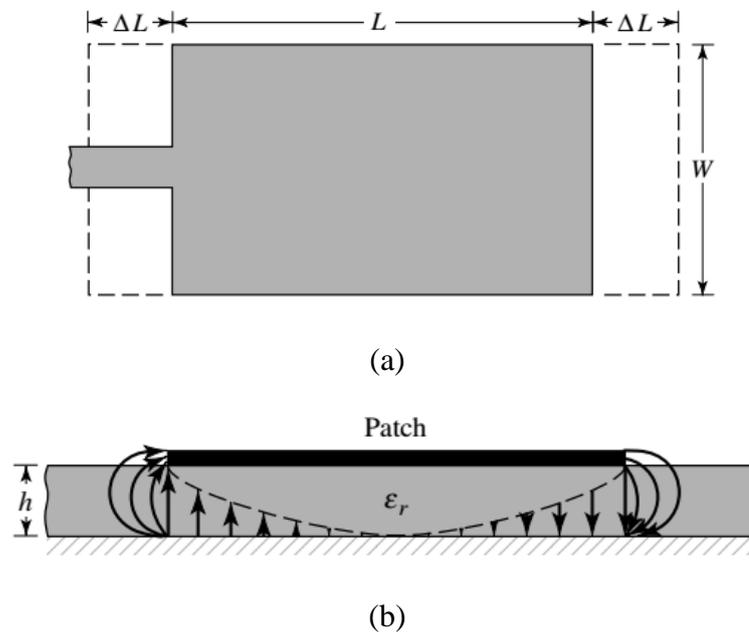
Parte das ondas eletromagnéticas viaja pelo dielétrico e parte delas pelo ar. Para explicar o franjamento é introduzido a *permissividade efetiva* (ϵ_{ref}). A permissividade efetiva é considerada como uma constante dielétrica uniforme e que apresenta características de uma antena ideal sem os efeitos de borda e pode ser calculada, de acordo com Huang (2008), pela equação (1):

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

Onde h é a altura do dielétrico W a largura do *patch* e (ϵ_r) a permissividade do material dielétrico. Esta equação é aplicada em casos que a razão a largura do *patch* e a altura do substrato seja maior que 1 ($W/h > 1$).

Além da permissividade efetiva, na consideração dos efeitos de borda, deve-se analisar o comprimento efetivo do *patch*. Eletricamente, o comprimento mostra-se maior com relação ao seu comprimento físico. As Figuras 9.a e 9.b mostram a influência do franjamento na estrutura do *patch* retangular.

Figura 9: Comprimento físico e elétrico para um patch retangular (a) e Efeito do franjamento em um patch retangular (b).



Fonte: (BALANIS, 2005)

Para determinar a variação de comprimento elétrico da antena de microfita com *patch* retangular, segundo Barthia (2001), pode ser calculado por (2):

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813\right)} \quad (2)$$

O comprimento efetivo é a soma do comprimento físico mais duas vezes a variação de comprimento elétrico do *patch* pelos efeitos de borda. Segundo Silva

(2014), o comprimento do *patch* e a largura do mesmo podem ser determinados por (3)(4):

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4)$$

Onde c representa a velocidade da luz no vácuo e f_r a frequência de ressonância desejada para a antena.

2.3.2 Casamento de Impedâncias

O casamento de impedâncias é um fator importante a ser analisado para que não haja grandes perdas do sinal aplicando em uma linha de transmissão, ou seja, para evitar reflexão do sinal emitido. De acordo com Boylestad (2004), o casamento de impedâncias se baseiam no teorema da máxima transferência de potência onde a impedância da carga é igual a impedância do circuito equivalente de Thevenin ligado a essa carga.

As técnicas de casamento podem ser feitas com acoplamento ou proximidade usando linhas de microfita, através da técnica de *Inset feed*, transformador de impedâncias entre outras formas.

O casamento de impedâncias com linha de microfita é um método que se utiliza do cálculo de largura e comprimento da linha para a máxima transferência de potência.

A alimentação por linha de microfita apresenta uma limitação por incompatibilidade entre a impedância de entrada do *patch* e a impedância da linha de microfita de 50Ω (BARTHIA, 2001).

O comprimento da linha de microfita não deve ser superior a um quarto de comprimento de onda da maior frequência de ressonância da antena considerando a permissividade efetiva. A equação (5) denota o cálculo do comprimento da linha de microfita para um quarto de comprimento de onda.

$$L_m = \frac{c}{4f_r\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (5)$$

De acordo com Pozar (2012), a largura da antena de microfita pode ser calculada de acordo com a equação (6):

$$\frac{W_0}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, \frac{W_0}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right], \frac{W_0}{h} > 2 \end{cases} \quad (6)$$

Onde os valores de A e B podem ser calculados de acordo com (7)(8):

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (7)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_e}} \quad (8)$$

Segundo Balanis (2005), a resistência de entrada para a frequência de ressonância poder ser calculada por (9);

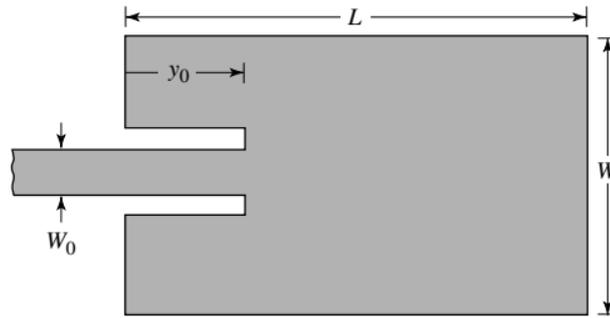
$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (9)$$

Onde G_1 corresponde as seguintes condições como é mostrado em (10):

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2, W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right), W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad (10)$$

Para a técnica da *inset feed*, como mostrado na Figura 10, apresenta fendas que para que a impedância de entrada seja reduzida ao mais próximo valor de 50 Ω .

Figura 10: Técnica de casamento de impedâncias com inset feed.



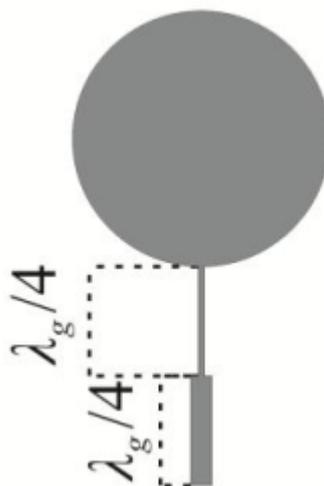
Fonte: BALANIS, 2005.

Para Ramesh e Yip (2003), o comprimento das fendas na técnica de *inset feed* pode ser determinado utilizando a equação (11) válida para o intervalo de permissividades relativas entre 2 e 10.

$$y_0 = 10^{-4}(0,006199\varepsilon_r^7 + 0,13761\varepsilon_r^6 - 6,1783\varepsilon_r^5 + 93,187\varepsilon_r^4 - 682,69\varepsilon_r^3 + 2561,9\varepsilon_r^2 - 4043\varepsilon_r^1 + 6697) \frac{L}{2} \quad (11)$$

Usando a técnica do transformador de um quarto de comprimento de onda, como visto na Figura 11, a linha de microfita apresenta duas regiões com um quarto de comprimento de onda com diferenças entre as larguras.

Figura 11: Técnica de casamento de impedâncias com inset feed.



Fonte: BATISTA, 2016.

Esta técnica utiliza a equação 6 para determinar a largura maior da primeira metade da linha de microfita. De acordo com Singh (2006), a impedância característica para a seção do transformador de impedâncias pode ser calculado por (12):

$$Z_c = \sqrt{Z_0 Z_{in}} \quad (12)$$

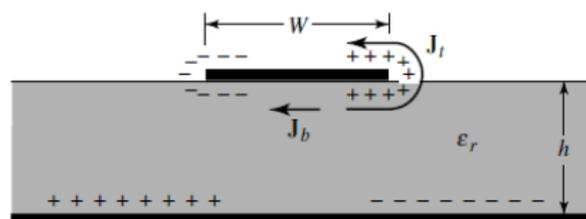
Onde Z_0 e Z_{in} são a impedância característica de linha de microfita no valor de 50Ω e a impedância de entrada do *patch*, respectivamente. A largura menor da segunda metade da fita relativo ao transformador e impedâncias pode ser calculada usando novamente a equação 6 substituindo Z_0 por Z_c .

2.3.3 Método das Cavidades

De acordo com Balanis (2005), as antenas de microfita assemelham-se a cavidades carregadas por um dielétrico e que exibem ressonâncias de ordem superior. Os campos normalizados dentro de um substrato dielétrico, entre o *patch* e o plano de terra, tratando esta região como uma cavidade limitada por condutores elétricos e por paredes magnéticas ao longo do perímetro do *patch*. Este modelo é aproximado no qual em princípio leva a impedâncias de entrada reativas.

Com a energização da antena ocorre uma distribuição de cargas no *patch* e também no plano de terra, como mostrado na Figura 12, devido as forças de atração e repulsão entre as cargas.

Figura 12: Comportamento da antena de microfita ao ser alimentada.



Fonte: BALANIS, 2005.

Devido a pequena espessura que separa o *patch* do plano de terra as forças de atração se sobressaem em relação as forças de repulsão o que permite uma densidade de corrente abaixo do *patch* mais significativa. A medida que a espessura do substrato e da

antena vão sendo reduzidas, um modelo mais próximo da antena ideal é alcançado, permitindo a modelagem de paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos.

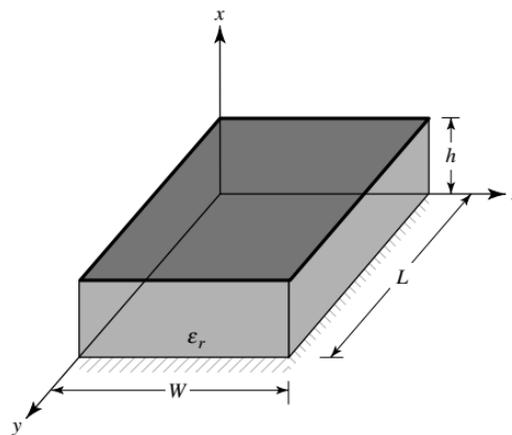
Para representar uma antena de microfita pelo método das cavidades as perdas devem ser levadas em consideração introduzindo ao modelo a tangente de perdas efetiva (δ_{eff}) que pode ser determinada pelo inverso do fator de qualidade ($1/Q$) (LO e LEE, 1993).

As pequenas dimensões da antena e considerando as variações de campo relativa a espessura do substrato constantes, permitem o estudo da antena como condutores perfeitos. Somente campos em modos TM^x são considerados dentro da cavidade.

Os campos encontrados dentro da cavidade podem ser encontrados usando a abordagem do vetor potencial. O volume abaixo do *patch* pode ser estudado como uma cavidade retangular carregada, como mostrado na Figura 13, por um material dielétrico de permissividade relativa (ϵ_r). O substrato é truncado e não estendido além dos lados do *patch*. O vetor potencial A_x deve satisfazer a seguinte equação diferencial homogênea (13):

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (13)$$

Figura 13: Modelo da cavidade retangular.



Fonte: BALANIS, 2005.

A equação pode apresentar a seguinte solução usando o método de separação de variáveis (14):

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \cos(k_x x)][A_2 \cos(k_y y) + B_2 \cos(k_y y)][A_3 \cos(k_z z) + B_3 \cos(k_z z)] \quad (14)$$

Onde os k_x , k_y e k_z representam os números de onda para os eixos x, y e z, respectivamente. Os campos elétricos e magnéticos dentro da cavidade são determinados seguindo as condições de contorno (15):

$$E_y(x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = E_y(x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W)$$

$$H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0) = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W) \quad (15)$$

$$H_z(0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W) = H_z(0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W)$$

As coordenadas x' , y' e z' são usadas para representar os campos dentro da cavidade. Com estas condições de contorno as equações para os campos elétricos e magnéticos em coordenadas cartesianas podem ser determinadas por (16):

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad H_x = 0$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (16)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} \quad H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y}$$

Para as condições de contorno vistas em (15) os números de onda podem ser determinado de acordo com (17):

$$k_x = \frac{m\pi}{h}$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W} \quad (17)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}$$

Assim a equação para o vetor potencial A_x , pode ser escrito de acordo com (18):

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (18)$$

Os valores de m , n e p são os números de meio ciclo ao longo dos eixos cartesianos, estes são números inteiros positivos que denominam os modos de propagação. Os números de onda estão sujeitos a seguinte relação (19):

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (19)$$

Desta forma a frequência de ressonância para um determinado modo de propagação pode ser calculada por (20):

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (20)$$

Fazendo a substituição de (18) em (16) os campos elétricos e magnéticos podem ser reescritos de acordo com (21):

$$E_x = -j \frac{(k^2 + k_x^2)}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z')$$

$$E_y = -j \frac{k_x k_y}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \text{sen}(k_x x') \text{sen}(k_y y') \text{sen}(k_z z')$$

$$E_z = -j \frac{k_x k_z}{\omega \mu \epsilon} A_{mnp} \text{sen}(k_x x') \cos(k_y y') \text{sen}(k_z z')$$

$$H_x = 0 \quad (21)$$

$$H_y = -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z')$$

$$H_z = \frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \sin(k_z z')$$

Para determinar o modo dominante com a frequência de ressonância mais baixa é necessário examinar as frequências de ressonância. Estes modos dominantes estão ligados diretamente a menor frequência de ressonância.

Se $L > W > h$ o modo de operação mais baixo é o modo TM^x_{010} podendo ser calculada por (22):

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (22)$$

Se $L > W > L/2$ o próximo modo dominante é o TM^x_{001} e a frequência de ressonância relativa a esse modo pode ser dado por (23):

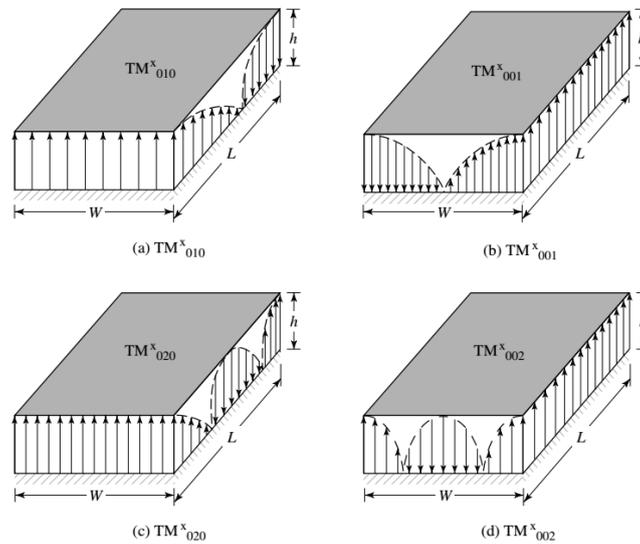
$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (23)$$

Para $L > L/2 > W > h$ o modo dominante é o modo TM^x_{020} de segunda ordem, ao invés dos modos de primeira ordem TM^x_{001} , com a respectiva frequência de ressonância podendo ser calculada por (24):

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (24)$$

Cada um destes modos apresenta configurações distintas com relação a disposição dos campos elétrico e magnético como mostrado na Figura 14 representando em modos transversais magnéticos de primeira e segunda ordem para uma cavidade retangular

Figura 14: Modos de ressonância transversais magnéticas de primeira e segunda ordem para uma cavidade retangular.



Fonte: BALANIS, 2005.

2.4 PARÂMETROS E PROPRIEDADES DAS ANTENAS

No que diz respeito à análise das antenas é possível estudar alguns parâmetros que podem definir as características das mesmas com relação as suas características de radiação e de operação. Os parâmetros das antenas a serem analisadas são:

- Diagrama de radiação
- Intensidade de radiação
- Diretividade, Ganho e Eficiência.
- Largura de banda
- Perda de retorno
- Densidade de Corrente e Tangente de Perdas
- Polarização

2.4.1 Diagrama de Radiação

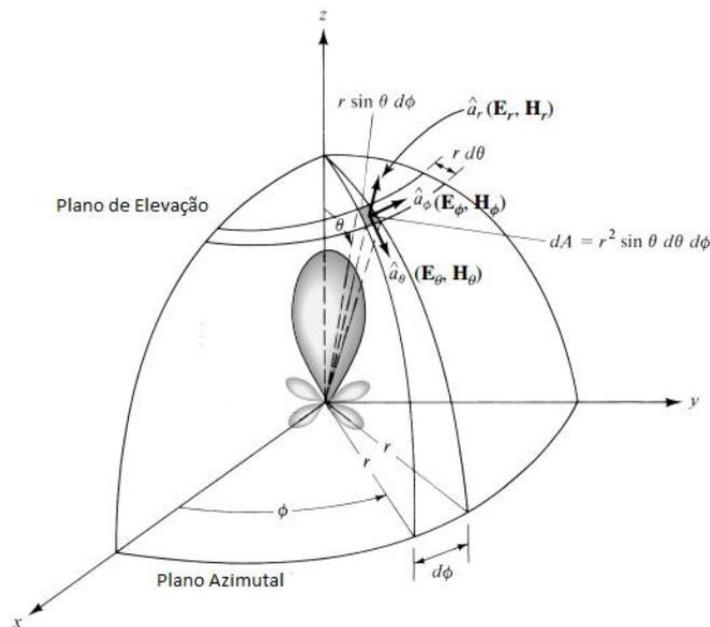
Segundo Lo e Lee (1993), o diagrama de radiação é uma distribuição espacial de qualquer uma dos vários parâmetros que caracterizam o campo pela antena. Estes parâmetros incluem: densidade de fluxo de potência, força do campo, intensidade de

radiação, diretividade, ganho, fase e polarização. Para Pozar (2012), a determinação do padrão de radiação é realizada a partir da força medida em campos distantes.

A propriedade de maior interesse é a distribuição em duas ou 3 dimensões da energia irradiada como função da posição do observador ao longo de um caminho ou superfície de raio constante. O sistema de coordenadas para um diagrama de radiação é mostrado de acordo com a Figura 15.

Geralmente, os campos e os diagramas de radiação são normalizados com relação ao seu valor máximo. O padrão de potência é construído em uma escala logarítmica ou comumente em decibel (dB).

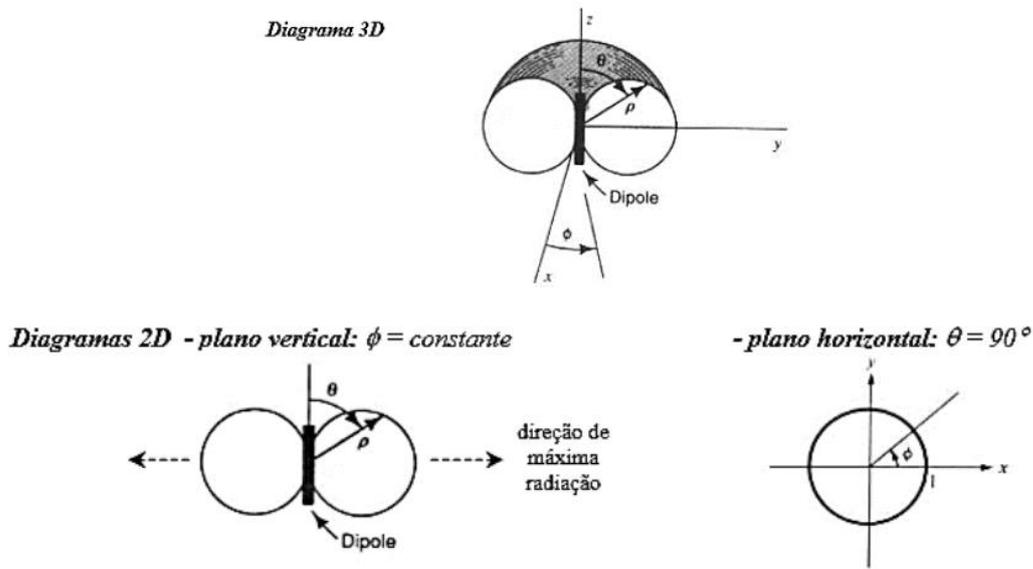
Figura 15: Sistema de coordenadas para a análise das propriedades das antenas.



Fonte: BALANIS, 2005

Os diagramas de radiação bidimensionais podem ser demonstrados por cortes feitos no diagrama tridimensional. Os planos de corte principais são o plano vertical ou de elevação, em $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$, e o plano horizontal ou azimutal, em $\theta = 90^\circ$. Em antenas de polarização linear correspondem a planos que contém o vetor campo elétrico (plano E) e o vetor campo magnético (plano H) (HOLANDA, 2016). A Figura 16 denota os diagramas de radiação tridimensional e bidimensional de uma antena do tipo dipolo.

Figura 16: Diagramas 2D e 3D de uma antena dipolo.



Fonte: HOLANDA, 2016

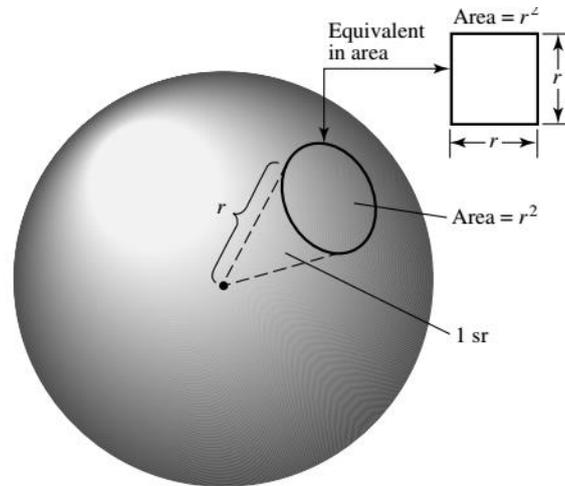
2.4.2 Intensidade de radiação

De acordo com Balanis (2005), a intensidade de radiação em certa direção de propagação é definida como a potência irradiada de uma antena por unidade de ângulo sólido. A intensidade de radiação é um parâmetro de campo distante e pode ser obtida através do produto entre a densidade de irradiação pelo quadrado da distância como é mostrado em (25):

$$U = r^2 W_{rad} \quad (25)$$

Onde U é a intensidade de radiação (W/unidade de ângulo sólido) e W_{rad} a densidade de irradiação em (W/m²). O esferorradiano é definido como um ângulo sólido com seu vértice no centro de uma esfera de raio r que está subentendido por uma superfície esférica igual à do quadrado com cada lado de comprimento r . A Figura 17 denota o esferorradiano.

Figura 17: Geometria representativa de um esferorradiano.



Fonte: BALANIS, 2005

A potência total pode ser obtida pela integração da intensidade de radiação, de acordo com (26), sobre todo o ângulo sólido de 4π .

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \cdot \text{sen}(\theta) d\theta d\phi \quad (26)$$

Para uma fonte isotrópica será independente de θ e ϕ pode-se escrever a potência irradiada de acordo com (27):

$$P_{rad} = \oiint_{\Omega} U_0 d\Omega = U_0 \oiint_{\Omega} d\Omega = 4\pi U_0 \quad (27)$$

2.4.3 Diretividade, Ganho e Eficiência

Diretividade de uma antena é definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma determinada antena em uma determinada direção com relação a irradiação em todas as direções (BALANIS, 2005). A diretividade pode ser expressa, matematicamente, como a razão entre a radiação de intensidade máxima (U_{max}) e a intensidade de radiação média como mostrado em (28):

$$D = \frac{U_{max}}{U_{med}} \quad (28)$$

De acordo com Lo e Lee (1993), a diretividade da antena pode ser calculada a partir do padrão medido desde que seja medida toda a esfera de radiação

As perdas ôhmicas não são consideradas nos cálculos da diretividade. Porém, na prática as antenas apresentam perdas resistivas devido a presença de materiais metálicos como o *patch* e o plano de terra bem como o materiais dielétricos que apresentam perdas. As perdas ôhmicas são responsáveis por causar discrepâncias na energia inserida em uma antena e aquela irradiada pela mesma. De acordo com Pozar (2012), a eficiência de radiação pode ser definida como (29):

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (29)$$

Onde P_{rad} é a potência total irradiada, P_{in} a potência inserida na entrada da antena e P_{loss} é a potência de perdas referente as perdas ôhmicas. Outro fator que influencia no rendimento da antena é o descasamento de impedâncias entre a linha de transmissão e a antena ocasionando perdas por reflexão.

De acordo com em geral a eficiência de uma antena pode ser expressa por (30):

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (30)$$

Onde e_0 é a eficiência total, e_r a eficiência relacionada de reflexão, e_c a eficiência de condução e e_d a eficiência do dielétrico. A eficiência de reflexão é relacionada diretamente com o coeficiente de reflexão da antena e a eficiência calculada por (31):

$$e_0 = e_c e_d (1 - \Gamma^2) \quad (31)$$

A definição do ganho de uma antena é a relação entre a potência irradiada por uma antena com relação a uma antena de referência. A referência usada para comparação é a antena isotrópica que irradia a mesma quantidade de potência com em todas as direções. O ganho pode ser calculado por (32) através do produto entre a eficiência total da antena e a sua diretividade (KRAUS, 1950).

$$G = e_0 D \quad (32)$$

2.4.4 Largura de Banda

É denominada largura de banda (*BW – Bandwidth*) o intervalo de frequência em que o desempenho da antena é satisfatório. É um parâmetro que pode ser aplicado tanto com relação aos padrões de radiação quanto para a relação de onda estacionária e a potência refletida.

De acordo com Ghavani *et al.* (2004), a largura de banda pode ser descrita em termos percentuais e pode ser denominada como largura de banda fracionária como mostrado em (33):

$$BW(\%) = 2 \frac{f_{superior} - f_{inferior}}{f_{superior} + f_{inferior}} \quad (33)$$

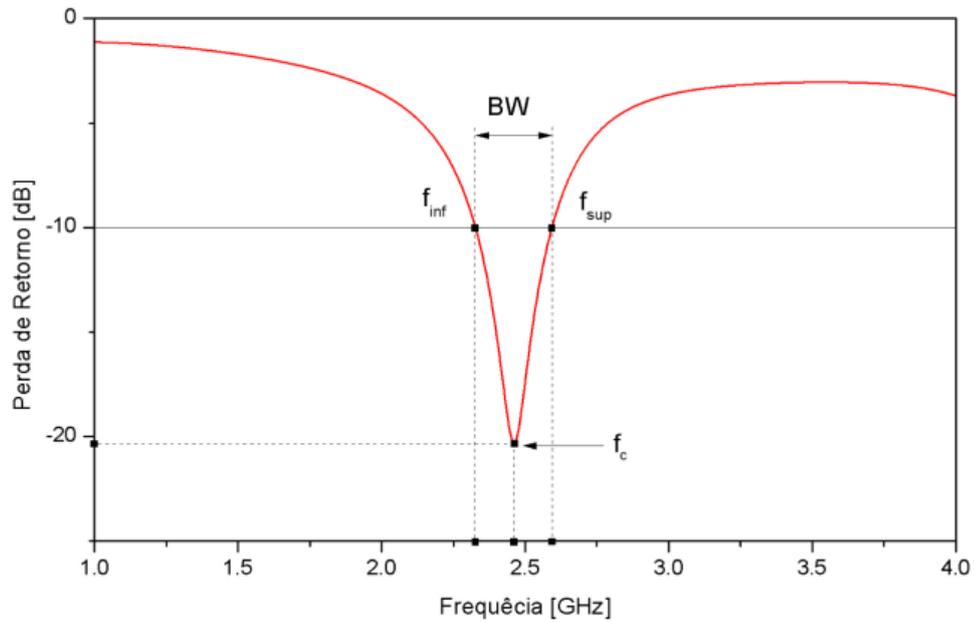
Onde $f_{superior}$ é a frequência superior do sinal, $f_{inferior}$ é a frequência inferior do sinal e $BW(\%)$ é a largura de banda percentual. Quanto maior a largura de banda, maior a capacidade da antena de receber e transmitir sinais em varias frequências.

A largura de banda das antenas para faixa estreita é definida em termos percentuais, por exemplo, definir a largura de banda de uma antena em 5% significa que a diferença da maior frequência a menor frequência dividida pela frequência central, multiplicada por cem, é de 5%. Um dos maiores problemas das antenas de microfita é a largura de banda estreita (entre 2% a 5%) (ANDRADE, 2013).

A Figura 18 denota o gráfico da perda de retorno em função da frequência exemplificando a largura de banda de forma gráfica com as respectivas frequências inferior e superior. A largura de banda é caracterizada pelas frequências inferior e superior com valores de perdas de retorno abaixo de -10 dB.

Para antenas de largura estreita a largura de banda, em termos de faixa de frequências, é bem menor que a frequência central. Em antenas de banda larga a frequência superior é maior ou igual a duas vezes a frequência inferior (HOLANDA, 2016).

Figura 18: Perda de retorno em função da frequência denotando as frequências inferior e superior bem como a largura de banda.



Fonte: HOLANDA, 2016

Onde:

- f_{inf} - Frequência Inferior
- f_{sup} - Frequência Superior
- f_c - Frequência Central

Em caso de largura de banda larga a própria largura de banda pode ser determinada, de acordo pela razão (34):

$$BW = \frac{f_{sup}}{f_{inf}} \quad (34)$$

As antenas podem ser classificadas de acordo com a sua largura de banda de acordo com as seguintes faixas de largura de banda (HOLANDA, 2016):

- Banda Estreita - $0\% < BW \leq 1\%$

- Banda Larga - $1\% < BW \leq 20\%$
- Ultra Banda Larga - $BW > 20\%$

2.4.5 Perda de Retorno

A perda de retorno (RL – *return loss*) é um parâmetro considerado um dos principais parâmetros a ser analisado em uma antena (SILVA, 2014). A perda de retorno indica a relação de potência fornecida e a potência refletida podendo ser descrita de acordo com (HUANG, 2008) (35):

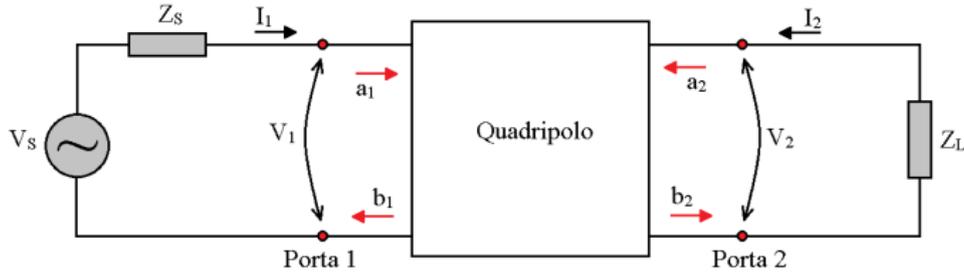
$$RL = -20 \log(\Gamma) \quad (35)$$

Onde Γ é o coeficiente de reflexão da antena que é a razão entre a potência emitida e refletida.

A perda de retorno pode ser obtida usando a matriz espalhamento (matriz S), para Pozar (2012), a matriz de espalhamento é a forma mais adequada para determinar a perda de retorno para com relação as ondas incidentes, refletidas e transmitida. Para Anderson (1967), a técnica mais eficaz para avaliar sistemas de micro-ondas é o modelo do quadripolo similar ao usando em linhas de transmissão, pois, facilita as medições de circuitos de altas frequências.

De acordo com Silva (2014), como a modelagem de linha de transmissão é aplicável para a alimentação de antenas, os parâmetros da matriz espalhamento estão diretamente relacionados com a eficiência de operação das antenas. A Figura 19 ilustra a modelagem de um quadripolo.

Figura 19: Modelo de um quadripolo.



Fonte: HOLANDA, 2016

Os parâmetros a_1 , a_2 , b_1 e b_2 , representam as ondas de tensões complexas normalizadas incidentes e refletidas respectivamente, Z_s representa a impedância da fonte geradora do sinal e Z_L a impedância relativa a carga.

De acordo com Anderson (1967), a partir das tensões e correntes de entrada (V_1 e I_1) e de saída (V_2 e I_2) os parâmetros a_1 , a_2 , b_1 e b_2 são expressos de com as equações (36) a (37):

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência incidente na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência incidente na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (36)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência refletida na porta 1}}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} = \frac{\text{Onda de potência refletida na porta 2}}{2\sqrt{Z_0}} \quad (37)$$

Onde Z_0 representa a impedância de referência. Desta forma usando como base as equações (36) e (37) os parâmetros a_1 , a_2 , b_1 e b_2 podem ser representados em uma forma matricial (38).

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (38)$$

Analisando a equação matricial o S_{11} representa o coeficiente de reflexão na porta 1, S_{12} representa o ganho de tensão inversa, S_{21} o ganho de tensão direta e S_{22} o coeficiente de reflexão na porta 2. Ainda de acordo com Anderson (1967), os elementos S_{ij} são denominados de parâmetros de espalhamento do quadripolo. O S_{11} é o parâmetro com relação direta com a perda de retorno, tendo a mesma definição de Γ . Na prática a perda de retorno é considerada aceitável quando os valores são abaixo de -10 dB.

Segundo Andrade (2013), a razão das ondas estacionárias de tensão indica o grau de desvio entre a impedância da carga ligada à linha de transmissão e a impedância característica da linha. É baseado nos módulos de valores máximos e mínimos e está relacionado com o módulo do coeficiente de reflexão. Indica o grau de desvio na terminação.

Ainda de acordo com Andrade (2013), as reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, o meio contendo a onda incidente também contém a onda refletida e a superposição destas ondas forma o padrão de ondas estacionárias. A razão de onda estacionária de tensão, *VSWR* (*Voltage Stationary Wave Ratio*), de uma linha de transmissão, é definido como a razão entre os valores máximos e mínimos da amplitude da onda estacionária ao longo do comprimento da linha de transmissão e calculado por (39):

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = \frac{I_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (39)$$

De modo que o coeficiente de reflexão pode ser determinado também por (40):

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (40)$$

2.4.6 Densidade de corrente elétrica e Tangente de Perdas

Com a aplicação de um campo elétrico em um material dielétrico ocorre o surgimento de momentos dipolo elétrico devido à polarização, o que incrementa o, deslocamento de fluxo elétrico, expresso por (41) (POZAR, 2012):

$$\vec{D} = (\varepsilon' - j\varepsilon'')\vec{E} \quad (41)$$

Onde D representa o deslocamento de fluxo elétrico, $\varepsilon' - j\varepsilon''$ é a permissividade complexa do meio e E o campo elétrico. De acordo com Holanda (2016), as cargas livres presentes em materiais condutores, quando submetida a ação de um campo elétrico externo, são acumuladas na superfície, resultando no aparecimento de uma corrente na superfície do condutor.

Segundo Halliday (2009), para descrever o fluxo de cargas através de uma seção transversal é usado o conceito de densidade de corrente elétrica J . A densidade de corrente dada em (A/m²) pode ser descrita como a corrente que atravessa uma determinada área. Para um campo elétrico que está sendo aplicado a um material condutor, neste aparecerá uma densidade de corrente elétrica proporcional ao campo elétrico como expresso em (42):

$$\vec{J} = \sigma \cdot \vec{E} \quad (42)$$

Onde σ representa a condutividade do material. Partindo da segunda equação de Maxwell com dependência temporal do tipo $e^{j\omega t}$ a derivada da equação pode ser substituída por $j\omega$ desta forma pode-se expressar a segunda equação de Maxwell da seguinte forma (43):

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad (43)$$

Substituindo a equação (41) na equação (42) e aplicando o seu resultado em (43) obtém-se a seguinte equação (44):

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon'\vec{E} + (\sigma + \omega\varepsilon'')\vec{E} \quad (44)$$

O termo $\sigma + \omega\varepsilon''$ representa a condutividade efetiva total do material. Este termo expressa uma relação, que não pode ser descrita separadamente, entre o fator de perdas devido ao amortecimento elétrico $\omega\varepsilon''$ e as perdas por condutividade do material σ . Uma quantidade que utiliza esses termos é definida como tangente de perdas, que é a relação entre a parte imaginária e real da corrente de total de deslocamento (POZAR, 2012) como é mostrado em (45):

$$\tan\delta = \frac{\sigma + \omega\varepsilon''}{\omega\varepsilon'} \quad (45)$$

Quanto maior a tangente de perdas maior é a energia dispersada na forma de calor com o ambiente, implicando em perda de energia irradiada quando os materiais apresentam valores significativos para essa grandeza (SOUZA, 2015).

2.4.6 Polarização

De acordo com Kumar e Ray (2003), a polarização da onda eletromagnética pode apresentar três formas distintas a polarização linear, circular e elíptica. O campo instantâneo de uma onda plana na direção z e no sentido negativo pode ser expresso por (46):

$$E(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (46)$$

As componentes instantâneas x e y da equação do campo elétrico podem ser desenvolvidas de acordo com (47)(48):

$$E_x(z, t) = E_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (47)$$

$$E_y(z, t) = E_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (48)$$

Onde E_x e E_y são as amplitudes dos campos, ϕ_x e ϕ_y os ângulos de fase associados a cada uma das componentes, ω a frequência angular e β a constante de propagação.

Ainda de acordo com Kumar e Ray (2003), para uma onda linearmente polarizada a diferença entre os ângulos de fase das componentes deve ser sempre um múltiplo inteiro de π (49):

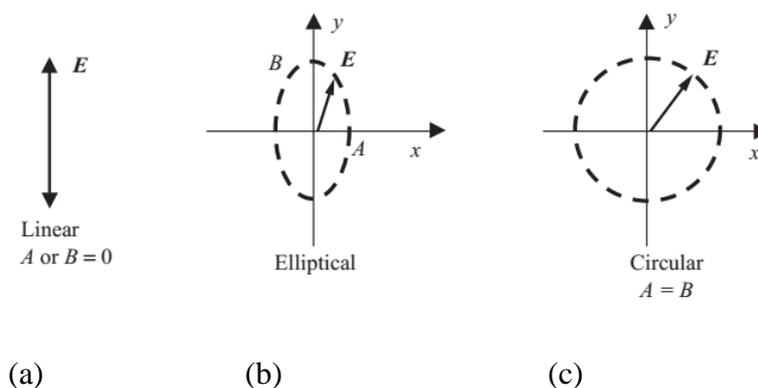
$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi \quad (49)$$

Onde n é um número inteiro positivo. Para uma onda circularmente polarizada apresenta-se quando as amplitudes das componentes x e y da onda eletromagnética são iguais e a diferença de fase é sempre um múltiplo de $\pi/2$. Segundo Boyle e Huang (2008), a polarização circular é a combinação de duas ondas linearmente polarizadas. Este tipo de polarização pode ser classificada em 2 tipos: *right-hand circular polarization* (RHCP) e *left-hand circular polarization* (LHCP) condicionadas de acordo com (50):

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +\left(2n + \frac{1}{2}\right)\pi, & \text{para RHCP} \\ -\left(2n + \frac{1}{2}\right)\pi, & \text{para LHCP} \end{cases} \quad (50)$$

Se as amplitudes das componentes x e y da onda eletromagnética forem diferentes ou não satisfazer as condições vistas nas equações (49) e (50) a onda é considerada elípticamente polarizada. A Figura 20.a, 20.b e 20.c denota as formas de polarização das ondas eletromagnéticas, onde A e B são os eixos maior e menor de uma elipse.

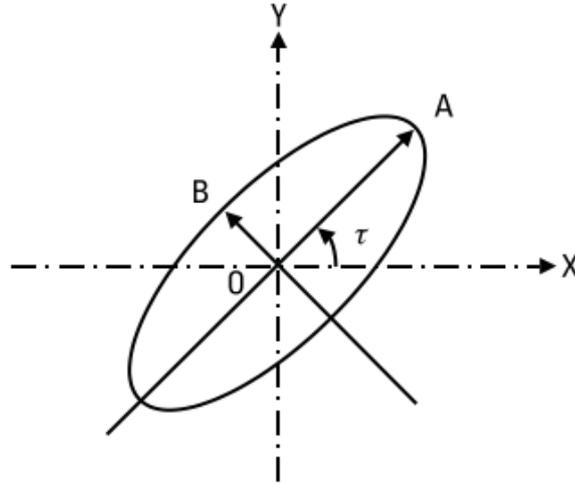
Figura 20: Tipos de polarização: Polarização Linear (a), Polarização Elíptica (b) e Polarização Circular (c).



Fonte: Boyle e Huang (2008)

Segundo Kumar e Ray (2003), a polarização pode ser definida através da razão axial. Considerando como base a polarização elíptica a razão axial pode ser definida pela razão entre o eixo maior e o eixo menor da elipse como visto na Figura 21.

Figura 21: Onda polarizada elipticamente.



Fonte: Kumar e Ray (2003)

Desta forma a razão axial pode ser expressa de acordo com a relação dos eixos da elipse (51):

$$\text{Razão Axial} = \frac{OA}{OB} \quad (51)$$

Onde OA e OB podem ser expressos como (52) e (53):

$$OA = \left\{ \frac{1}{2} \left[E_x^2 + E_y^2 + (E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi))^{1/2} \right] \right\}^{1/2} \quad (52)$$

$$OB = \left\{ \frac{1}{2} \left[E_x^2 + E_y^2 - (E_x^4 + E_y^4 + 2E_x^2 E_y^2 \cos(2\Delta\phi))^{1/2} \right] \right\}^{1/2} \quad (53)$$

E o ângulo de inclinação τ pode ser expresso por (54):

$$\tau = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \text{tg}^{-1} \left(\frac{2E_x E_y}{E_x^2 - E_y^2} \cos(\Delta\phi) \right) \quad (54)$$

Ainda de acordo com Kumar e Ray (2003) para polarização circular a razão axial deverá ser igual a 1 com um ganho de 0 dB. A polarização linear a razão axial tenderá ao infinito. E para razões axiais de 3 a 6 dB são aceitáveis para diversas aplicações, considerado como polarização elíptica. De acordo com Luo *et al.* (2017), um limite aceitável para polarização circular pode chegar até 3 dB dentro da largura de banda associada a frequência de ressonância.

2.5 ANTENAS ESPIRAIS

Segundo Milligan (2005), a ideia de antenas auto-dimensionadas ou independentes de frequência é baseada no princípio de escala usando nas medidas do modelo. A medida que se diminui o comprimento de onda, as dimensões do modelo diminui nas mesmas proporções. Uma abordagem para construção da antena o comprimento característico destas antenas pode ser determinado em termos angulares. Uma segunda abordagem é incluir partes que dimensionam uma porção da antena exatamente em intervalos discretos de frequência.

Ainda de acordo com Milligan (2005), uma estrutura auto-dimensionada satisfaz os seguintes requisitos:

- A antena contém suas próprias partes de modelo de escala – contínua ou discreta – que pode ser dimensionada para um tamanho infinitesimal;
- A antena irradia a maior parte da potência em uma região ativa finita para que ela possa ser terminada com efeito mínimo;
- Alimentado a partir da extremidade de alta frequência, a antena deverá ser uma linha de transmissão para transportar energia para a extremidade de baixa frequência;
- As dimensões da região ativa devem ser dimensionadas de acordo com o comprimento de onda;
- A antena não deve irradiar na direção de expansão da estrutura;
- As partes devem ter um acoplamento direto e significativo fora do alimentador da linha de transmissão;

Antenas espirais consistem de uma fina camada de metal em padrão espiral sobre um substrato normalmente alimentada no centro e localizada em uma cavidade. Estas antenas apresentam padrão simétrico com dois braços, mas podem-se construir as antenas espirais para irradiar múltiplos modos ou suprimir modos não desejados (MILLIGAN, 2005).

Estas antenas podem ser classificadas como antenas independentes da frequência. A largura de banda de uma antena espiral pode apresentar uma proporção de 40:1 para a impedância de entrada e padrão de radiação. A circunferência menor e maior de uma estrutura espiral determina as frequências de corte superior e inferior da antena. A teoria da banda é definida pela antena espiral que opera na região onde a circunferência da espiral é igual a um comprimento de onda (VINAYAGAMOORTHY, 2011).

Para Vinayagamoorthy (2011), se a antena tem características de independência de frequência a superfície pode ser descrita como (55):

$$r = F(\theta, \phi) = e^{a\phi} f(\theta) \quad (55)$$

Onde o valor de a pode ser expressa por (56):

$$a = \frac{1}{K} \frac{dK}{dC} \quad (56)$$

Onde K é um fator usado para reduzir a frequência de operação da frequência original por um fator K e C é o ângulo de rotação. A derivada de $f(\theta)$ (uma função arbitrária) e definida por (57):

$$\frac{df(\theta)}{d\theta} = f'(\theta) = A\delta\left\{\frac{\pi}{2} - \theta\right\} \quad (57)$$

Onde A é uma constante e δ representa a função delta de Dirac. A forma reduzida da equação (55) usando a equação (57) e dada por (58):

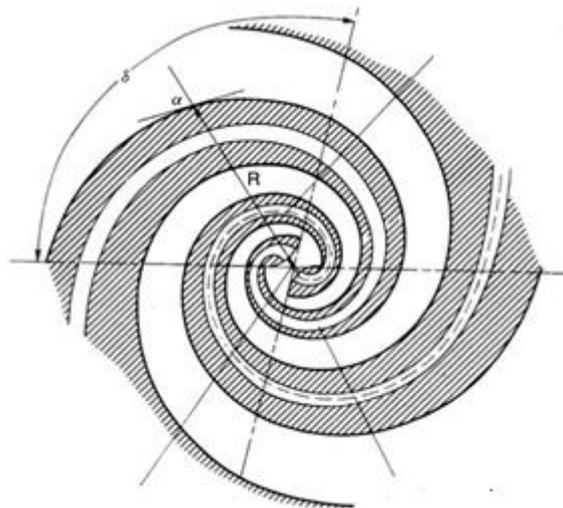
$$r = \rho = \begin{cases} Ae^{a\phi}, & \theta = \frac{\pi}{2} \\ 0, & \text{para qualquer outro valor} \end{cases} \quad (58)$$

O valor de A é o ponto de partida da curva quando $\phi = 0$, que denota uma curva espiral logarítmica. As antenas espirais são classificadas em vários tipos: espiral quadrada, espiral estrela, espiral de Arquimedes e a espiral equiangular. A antena espiral quadrada tem as mesmas vantagens que a antena circular em espiral de Arquimedes em baixas frequências. Contudo, a geometria espiral quadrada apresentam menor característica de independência de frequências e altas frequências. A espiral de Arquimedes é a configuração mais popular devido a sua largura de banda e permitindo um menor espaçamento da estrutura. A antena espiral equiangular planar tem características similares a espiral de Arquimedes (VINAYAGAMOORTHY, 2011).

2.5.1 Antena Espiral Equiangular

A forma da antena é determinada por ângulos e será independente de frequência porque é invariante na mudança de escala (Milligan, 2005). A Figura 22 mostra a forma de uma superfície equiangular.

Figura 22: Forma geométrica de uma antena equiangular.



Fonte: MILLIGAN, 2005.

De acordo com Milligan (2005), a antena espiral equiangular é definida, matematicamente, por (59):

$$r = r_0 e^{a\phi} \quad (59)$$

Esta estrutura é definida somente pelos ângulos, desde que o raio interno também seja relacionado com um ângulo pela relação $r_0 = e^{a\phi_0}$ que satisfaz o requisito para uma antena completamente determinada por ângulos. O ângulo de envolvimento α está relacionado diretamente com a taxa de crescimento a da espiral por (60):

$$a = \frac{1}{\tan(\alpha)} \quad (60)$$

Ainda de acordo com Milligan (2005), uma outra forma de especificar as curvas é usando o fator de expansão que é a razão que determina o aumento do raio em uma volta semelhante a taxa de crescimento. A taxa de crescimento pode ser calculado por (61):

$$EF = e^{2\pi a} \quad (61)$$

O fator de expansão pode ser determinados também relacionando-o com o número de voltas e expressa por (62):

$$N^\circ \text{ de Voltas} = \frac{\ln(r_0/r_i)}{\ln(EF)} \quad (62)$$

Onde r_i é o i -ésimo raio da espiral. O comprimento total da espiral equiangular pode ser expressa por (63):

$$L = (r - r_0)\sqrt{1 + (\tan \alpha)^2} = (r - r_0)\sqrt{1 + \frac{1}{a^2}} \quad (63)$$

2.5.2 Antena Espiral de Arquimedes

A antena espiral de Arquimedes tem sido amplamente usada em diversas aplicações tais como em transporte aéreo, em comunicação *Wireless*, em comunicação UWB, comunicação por satélite, radio navegação, na medicina e em radares. A antena

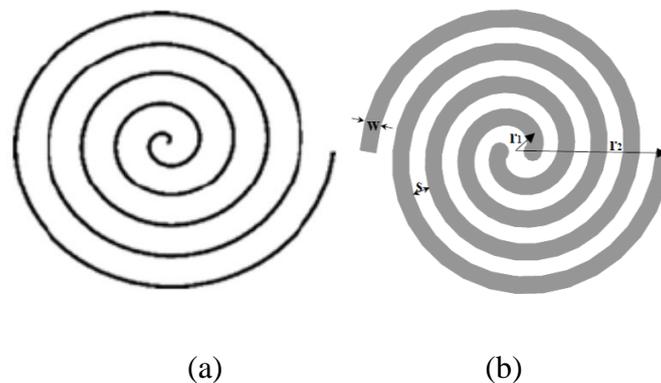
espiral de Arquimedes foi desenvolvida por E. M. Turner. Pode ser facilmente construída usando técnicas de impressão de circuitos. O espaçamento entre os braços adjacentes desta espiral é especificado por uma constante e não por um ângulo, não sendo considerada como uma verdadeira antena independente de frequência. É classificada como uma antena quasi-independente de frequência. A antena espiral planar de Arquimedes é amplamente usada devido ao seu baixo perfil, baixo peso, alta eficiência, polarização circular, impedância característica estável e boa largura de banda (VINAYAGAMOORTHY, 2011).

De acordo com Milligan (2005), o raio da antena de Arquimedes cresce uniformemente de acordo com (64):

$$r = r_0 + a\phi \quad (64)$$

Onde r_0 é o raio inicial da espiral e a é a taxa de crescimento da espiral. As Figuras 23.a e 23.b mostram o comportamento de duas espirais com um e dois braços de rotação.

Figura 23: Espiral de Arquimedes com um braço (a). Espiral de Arquimedes com dois braços (b).



Fonte: VINAYAGAMOORTHY, 2011.

Segundo Asad (2010), as frequências de ressonâncias da antena espiral de Arquimedes estão associadas os raios maior e menor da espiral. Desta forma pode-se determinar as frequências de ressonâncias seguindo as equações (65)(66):

$$f_{superior} = \frac{c}{2\pi r_1} \quad (65)$$

$$f_{inferior} = \frac{c}{2\pi r_2} \quad (66)$$

Onde c representa a velocidade da luz no vácuo, r_1 e r_2 são, respectivamente, os raios menor e maior da espiral de Arquimedes. Como visto na Figura 20.b esta antena apresenta larguras fixas dos braços (w) e entre as voltas da espiral (s). Segundo Vinayagamorthy (2011), a equação que rege os raios da espiral de Arquimedes pode ser escrita como (67):

$$r = r_1 + r_0\phi \quad (67)$$

Onde r_1 é o raio interno da espiral. O valor de r_0 pode ser descrito como (68):

$$r_0 = \frac{s + w}{\pi} \quad (68)$$

Assim, as larguras (w) e (s) pode ser determinadas pela equação (69):

$$s = w = \frac{(r_2 - r_1)}{4N} \quad (69)$$

Sendo N o número de voltas da espiral, r_2 e r_1 os raios externo e interno da espiral de Arquimedes.

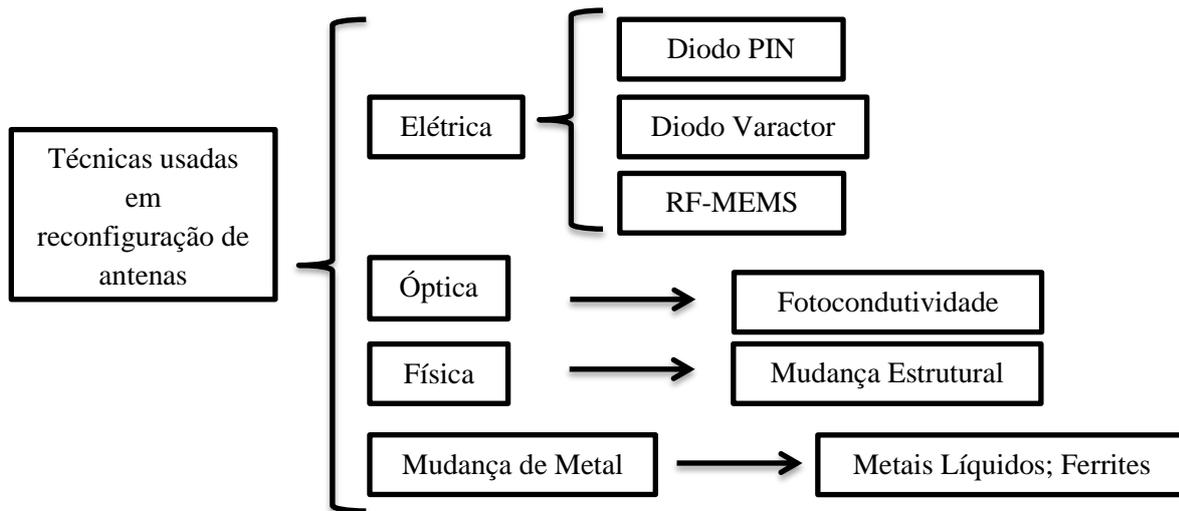
2.6 ANTENAS RECONFIGURÁVEIS

O processo de reconfiguração de um dispositivo eletrônico traz em si um dinamismo e inovação, de modo que melhorias em variados sistemas sejam alcançadas. Em circuitos integrados de micro-ondas a reconfiguração também pode alcançar os mais diversos tipos de circuitos de micro-ondas tais com filtros, deslocadores de fase, absorvedores, osciladores controlados por tensão, moduladores, acopladores direcionais e antenas podem ser ajustáveis. (RODRIGUES, 2016).

Em linhas gerais, os parâmetros de resposta de uma antena que pode ser reconFigurada são: o diagrama de radiação, a polarização, e a resposta em frequência (RODRIGUES, 2016). A reconfigurabilidade é a capacidade de alterar as características operacionais fundamentais do elemento radiante, seja de maneira elétrica ou através de outros meios (COSTA, 2009).

Para Soares (2015), as técnicas usadas para reconfiguração de uma antena pode ser dividido de acordo com a Figura 24

Figura 24: Técnicas usadas em antenas reconfiguráveis.



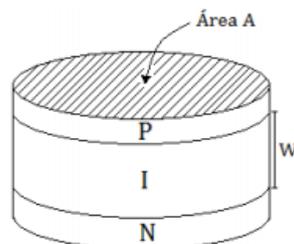
Adaptado: SOARES, 2015.

Uma antena eletricamente reconfigurável depende de componentes eletrônicos de chaveamento (RF-MEMS, diodos PIN ou diodos Varactores) para redistribuir as correntes de superfície e alterar a topologia da estrutura radiante da antena. A integração das chaves na estrutura da antena torna mais fácil alcançar a configuração desejada de forma reconfigurável (SOARES, 2015).

2.6.1 Diodos PIN

O diodo PIN é um dispositivo cuja resistência é controlada por corrente nas frequências de rádio e micro-ondas, sendo o mesmo semicondutor de silício. Este dispositivo é constituído de uma camada de material intrínseco de alta resistividade contida entre camadas altamente dopadas de material P e N. Tipicamente, a camada intrínseca possui uma resistividade de $1000 \Omega/\text{cm}$, com espessura podendo chegar a $200 \mu\text{m}$, constituída de material P e N (COSTA, 2009) como mostrado na Figura 25.

Figura 25: Estrutura do diodo PIN.



Fonte: COSTA, 2009.

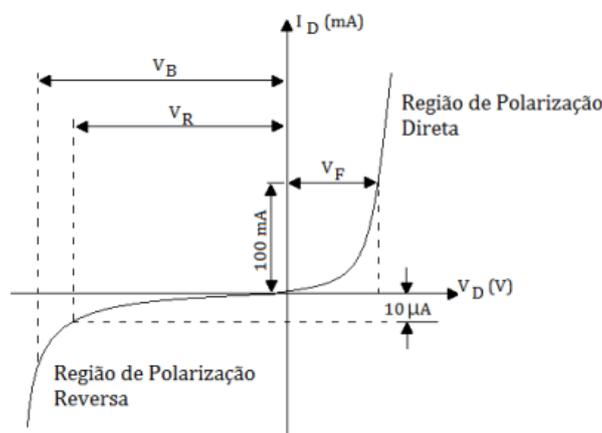
É o dispositivo mais usado em chaveamento de RF em recentes trabalhos sobre reconfiguração de antenas devido a vantagens como: tamanho pequeno, baixo consumo de potência, boa confiabilidade, alta velocidade de chaveamento, baixa perda de inserção, baixo custo e propriedades adicionais como facilidade de manuseio, integração com MMIC e disponibilidade (RODRIGUES, 2016).

As junções *P* e *N* do semiconductor são separadas por uma camada intrínseca de alta resistividade, *I*. O contato *P* é o ânodo e o contato *N* é o cátodo e a sua operação requer uma tensão de polarização contínua DC (RODRIGUES, 2016). Segundo Costa (2009), sob certas circunstâncias o diodo PIN comporta-se quase como uma resistência pura na faixa de RF, com um valor de resistência que pode ser variado sobre a faixa de aproximadamente 1 Ω a 10 k Ω através do uso de uma tensão DC ou uma corrente de controle de baixa frequência.

Ainda de acordo com Costa (2009), quando a corrente de controle é variada continuamente, o diodo PIN é útil para a aplicação na modulação em amplitude de um sinal de RF. Quando a corrente de controle é chaveada entre os estados de “ON” com polarização direta e “OFF” na polarização reversa ou em passos discretos, o dispositivo é útil para o chaveamento, modulação de pulsos, atenuação e defasador de RF.

A curva característica do diodo PIN, mostrada na Figura 26, apresenta a tensão em corrente contínua necessária para a condução de um nível de corrente na polarização direta.

Figura 26: Curva característica do diodo PIN.

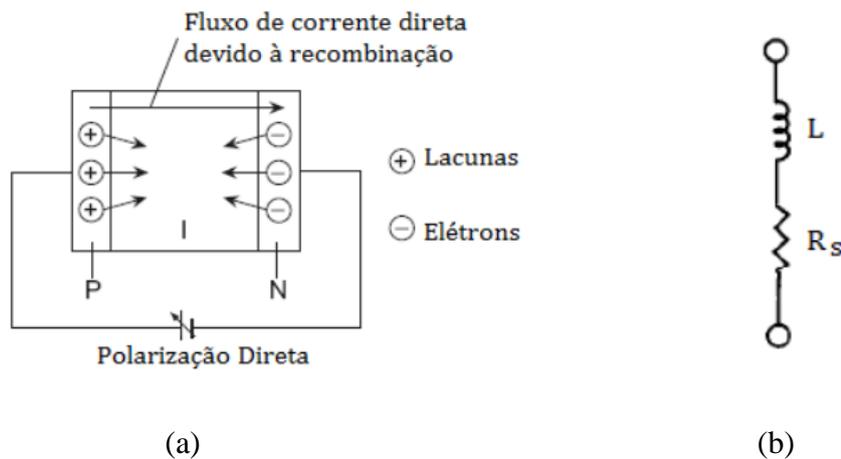


Fonte: COSTA, 2009.

A modelagem do diodo PIN apresenta dois circuitos equivalentes para a polarização direta e a polarização reversa. Segundo Rodrigues (2016), na seleção do diodo PIN para um projeto, devem ser levados em consideração dois parâmetros primordiais: a resistência série de polarização direta, R_s e a capacitância total de polarização reversa, C_T .

Quando o diodo é polarizado diretamente, lacunas e elétrons são injetados na camada I . As cargas não entram em equilíbrio eletrostático instantaneamente mantendo-se ativas por um determinado período τ denominado tempo de vida dos portadores. Desse modo, ocorre o armazenamento de carga que reduz a resistência elétrica da região I para um valor de R_s . A representação do fluxo de cargas e o modelo elétrico da polarização direta do diodo PIN são mostrados nas Figuras 27.a e 27.b

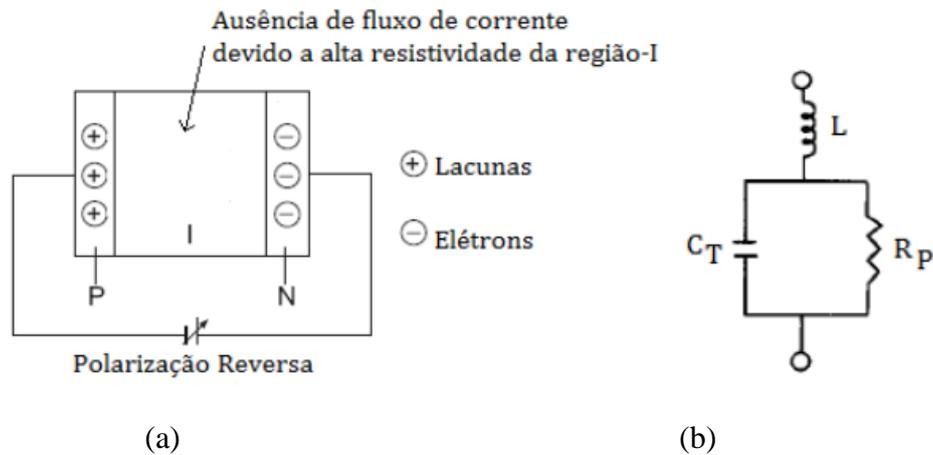
Figura 27: Modelo de polarização direta do diodo PIN. (a) Representação do fluxo de cargas. (b) Circuito elétrico equivalente.



Fonte: COSTA, 2009.

Na polarização reversa ou sob potencial zero não existe cargas na camada I e o diodo apresenta uma característica capacitiva C_T em paralelo com uma resistência R_p . Em ambos os casos o diodo apresenta uma indutância L característica. A representação do fluxo de cargas e o modelo elétrico da polarização reversa do diodo PIN são mostrados nas Figuras 28.a e 28.b

Figura 28: Modelo de polarização reversa do diodo PIN. (a) Representação do fluxo de cargas. (b) Circuito elétrico equivalente.



Fonte: COSTA, 2009.

A mudança da largura da região I a sua área é alterada sendo possível construir diodos PIN com diversas geometrias, mas que permaneçam com os mesmos valores de R_s e C_T . Os diodos PIN podem ter características similares para pequenos sinais, contudo os diodos com camada I mais espessa possuem maior valor de ruptura V_B (*Breakdown Voltage*), enquanto os dispositivos mais finos apresentam maior velocidade de chaveamento (COSTA, 2009). Na Figura 29 é mostrado um exemplar de diodo PIN construído pela *NXP Semiconductors*, o diodo PIN BAP64-03.

Figura 29: Diodo PIN BAP64-03 NXP Semiconductors.



Fonte: Datasheet Diodo PIN BAP64-03 – *NXP Semiconductors* (2015)

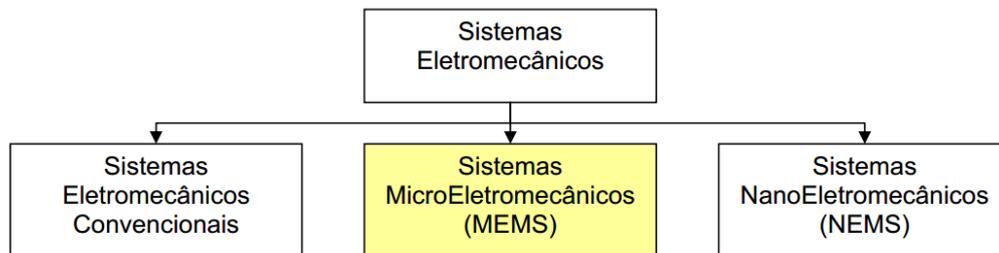
2.6.2 RF – MEMS (Radio Frequency Microelectromechanical System)

Os RF-MEMS são dispositivos miniaturizados que utilizam um movimento de atuação mecânica para ativar um curto-circuito ou um circuito aberto em linhas de transmissão, baseado no estímulo eletrostático (RODRIGUES, 2016). MEMS são

definidos como sistemas microeletromecânicos que envolvem um ou mais microestruturas, que permitem a realização de um alto nível de integração resultando em componentes de múltiplas funções (SILVA, 2007).

Segundo Silva (2007), uma classificação possível para os sistemas eletromecânicos pode ser de acordo com a Figura 30.

Figura 30: Classificação do sistemas eletromecânicos

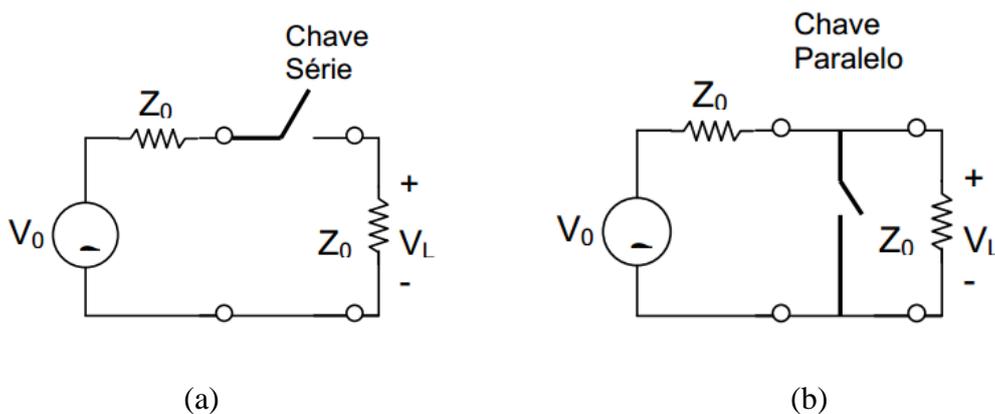


Fonte: SILVA (2007).

As chaves MEMS têm sido usadas para ser aplicadas em telecomunicações devido as suas vantagens, com relação a outros dispositivos de pequeno tamanho, apresentando boa linearidade e com isolamento. No entanto, estes componentes necessitam de uma alta tensão CC (SOARES, 2015).

O funcionamento das chaves MEMS pode apresentar duas configurações possíveis usando chaves de um polo de uma posição ou SPST (*Single Pole Single Throw*) como mostrados nos modelos das Figuras 31.a e 31.b.

Figura 31: Modelos elétricos ideais para chaves RF-MEMS. (a) Modelo SPST com chave série. (b) Modelo SPST com chave paralelo.

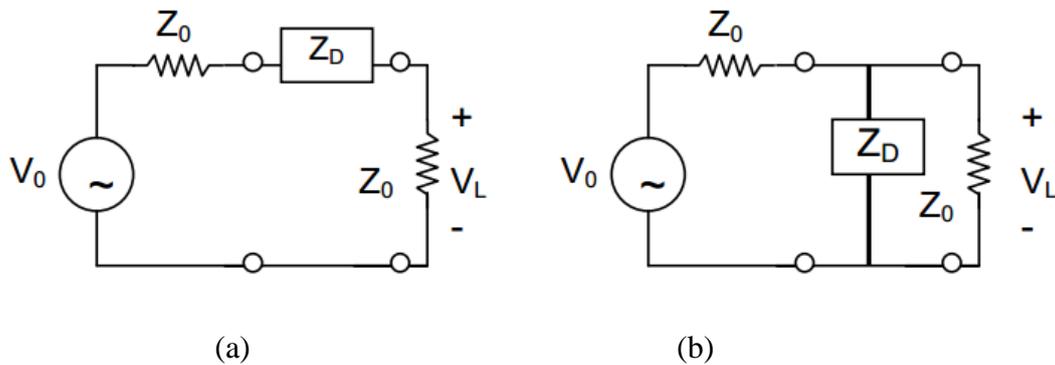


Fonte: SILVA (2007).

A chave de cada circuito equivalente muda de posição entre o aberto perfeito e o curto-circuito perfeito dependendo da tensão de controle aplicada na chave. Certos dispositivos microeletrônicos apresentam uma relação tensão-corrente que se aproxima da chave ideal pelo menos para uma dada faixa de frequência até certo níveis de sinal (SILVA, 2007).

A chave não ideal pode ser representada, simbolicamente, como um dispositivo com dois terminais que apresenta uma impedância Z_D e que é dependente do nível de tensão aplicado no dispositivo como mostrado nas Figuras 32.a e 32.b. A impedância pode ser alternada entre os estados de alta e baixa impedância, dependendo da configuração do circuito de controle e da tensão aplicada.

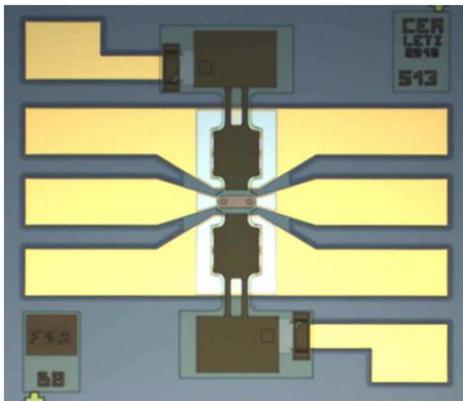
Figura 32: Modelos elétricos reais para chaves RF-MEMS. (a) Modelo SPST com chave série. (b) Modelo SPST com chave paralelo.



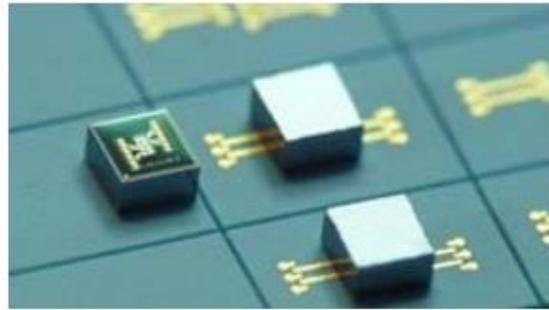
Fonte: SILVA (2007).

Estas chaves eletromecânicas podem ser usadas em diversas aplicações como antenas reconfiguráveis, deslocadores de fase, em indústria automotiva, aplicações militares, sistemas de instrumentação, circuitos sintonizáveis com baixas perdas como filtros e redes de casamentos. Como são dispositivos com tamanho e massa quase que desprezíveis e consumo de potência bem reduzido, podem ser embarcados em circuitos móveis portáteis em substituição de componentes que consomem mais energia, diminuindo o consumo da bateria (RODRIGUES, 2016). As Figuras 33.a e 33.b representam a estrutura física de uma chave RF-MEMS e um exemplo de circuito integrado destas chaves eletrônicas.

Figura 33: Circuito integrado de uma chave RF-MEMS (a) e Chave RF-MEMS construída (b).



(a)



(b)

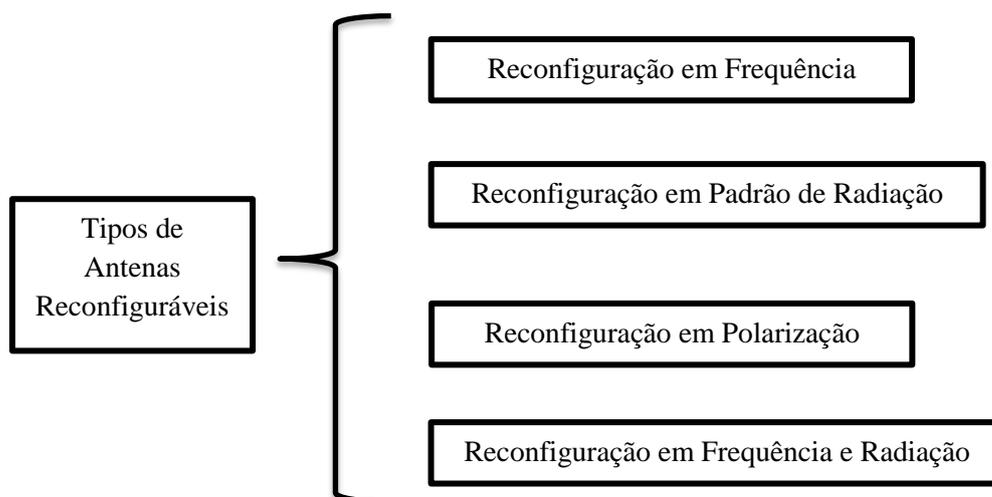
Fonte: Arcamone (2012)

2.6.3 Reconfigurabilidade em Antenas

A reconfigurabilidade é a capacidade de alterar as características operacionais fundamentais do elemento radiante, seja de maneira elétrica, mecânica ou através outros meios. Idealmente uma antena reconfigurável deve ser capaz de modificar um ou mais dentre os seguintes parâmetros: frequência de operação, largura de banda, polarização e diagrama de radiação. O principal desafio encontrado quando se deseja desenvolver este tipo de antena é obter não apenas os níveis desejados de funcionalidade, mas também integrar esta funcionalidade em sistemas completos para chegar a soluções eficientes e de custo efetivo (COSTA, 2009).

Segundo Soares (2015), a reconfigurabilidade corresponde a quatro categorias que pode ser obtidas pela mudança na distribuição de corrente na superfície da antena, uma mudança na potência ou mudança na estrutura física da antena. As quatro formas de reconfiguração das antenas com relação aos parâmetros encontrados nas mesmas são classificadas de acordo com a Figura 34.

Figura 34: Tipos de Reconfigurabilidade em Antenas.



Adaptado: SOARES, 2015.

2.6.3.1 Reconfigurabilidade em Frequência

Segundo Costa (2009), as antenas reconfiguráveis em frequência, ou também chamadas em antenas sintonizáveis ou ajustáveis, podem ser classificadas em duas categorias: contínuas e chaveadas. As antenas ajustáveis em frequência contínuas permitem transições suaves dentro de uma faixa de frequência. As antenas reconfiguráveis chaveadas utilizam um tipo de mecanismo de chaveamento para operar em bandas de frequências distintas e bem definidas. A teoria relacionada ao ajuste destas antenas, em geral, é comum as duas classificações. A distinção entre estas classificações está no comprimento efetivo do elemento radiante, que permite a operação em diferentes bandas de frequências e nos dispositivos utilizados para este ajuste.

2.6.3.1.1 Teoria de Operação

O comprimento elétrico efetivo da antena, em grande parte, determina a frequência de operação, sua largura de banda associada e a distribuição de corrente da antena, que dita o diagrama de radiação (COSTA, 2009). Antenas projetadas para frações do comprimento de onda podem operar em diferentes faixas de frequências. Alterando o comprimento das antenas podem ocorrer mudanças nas faixas de

frequências, porém, o diagrama de radiação deverá apresentar um comportamento aproximado nas mudanças de frequências.

2.6.3.1.2 Mecanismo de reconfiguração

Para o ajuste das antenas com relação à frequência os mecanismos usados para essa reconfiguração são usados para alterar o comprimento efetivo da antena. Geralmente, os trabalhos com antenas reconfiguráveis em frequência utilizam chaves eletrônicas para esta função. Mudanças nas características estruturais da antena bem como no material modificando a permissividade relativa do dielétrico podem também alterar as frequências de ressonância.

2.6.3.1.3 Reconfiguração por chaveamento

O chaveamento eletrônico em antenas reconfiguráveis pode ser realizado por componentes microeletrônicos como diodos PIN e diodos PIN de RF, FET, diodos varactores, RF-MEMS. O componente a ser usando para o chaveamento dependerá da técnica e das características que devem ser levadas em consideração no momento da reconfiguração da antena. As características relacionadas à escolha do componente a ser utilizado na antena é mostrado na Figura 35

Figura 35: Tipos de Reconfigurabilidade em Antenas.



Fonte: RODRIGUES, 2016

Em Christodoulou, *et al.* (2012), o estudo da antena reconfigurável foi realizado com o chaveamento de uma antena com diodos PIN foi controlado por um sistema de FPGA em uma estrutura de 3 camadas com substrato de permissividade elétrica relativa de 4,2 e espessura de 0.235 cm. A camada superior de metal dando forma ao *patch* com 4 diodos PIN ao redor e a reconfiguração em frequência foi realizada de acordo com as combinações de chaveamento dos diodos PIN.

Em Prasad e Chatteraj (2013), a antena projetada fez o uso de chaves MEMS em simulação para frequências de 15 e 15,65 GHz na banda Ku. Esta antena, construída com o substrato de PTFE com permissividade elétrica relativa de 2,5 e espessura de 1,6 mm e simulada com alimentação em cabo coaxial, apresentava em sua estrutura dois *patches* um com dimensões de 5 x 5,7 mm² e ou outro um anel com dimensões de 5 x 1 mm². A chave interligada entre os dois irradiadores mudava de posição, do estado “OFF” para “ON”, reconfigurando a frequência de 15 GHz para 15,65 GHz com a presença do anel condutor.

Em Rouissi, *et al.* (2014), o diodo varactor foi usado para a reconfiguração de uma antena projetada para 2,45 GHz com alimentação via cabo coaxial. O diodo foi inserido entre o *patch* e o plano de terra da antena. Um capacitor foi inserido em duas posições distintas interligando o *patch* e o plano de terra. Controlado numa faixa de tensão entre 0 a 20 V, o diodo varactor provocou a mudança das faixas frequência, devido a mudança na capacitância da antena, entre 2,03 e 0,5 GHz.

2.6.3.2 Reconfigurabilidade em Polarização

Segundo Costa (2009), a reconfiguração na polarização pode ajudar a prover imunidade a sinais interferentes em diversos ambientes e prover também um grau de liberdade adicional para melhorias na qualidade do *link* como uma forma na diversidade em antenas chaveadas.

2.6.3.2.1 Teoria de Operação

De acordo com Costa (2009), a direção do fluxo de corrente em uma antena é transformada, diretamente, na polarização do campo elétrico no campo distante. A reconfigurabilidade é obtida a estrutura da antena, as propriedades do material e/ou a configuração da alimentação da antena devem ser alterados de forma que alterem o

fluxo de corrente na antena. Reconfigurações em polarização podem incluir, por exemplo, mudanças entre polarizações circulares orientadas para direita ou para a esquerda ou entre polarização linear e circular. A modificação na estrutura da antena pode ser realizadas, com chaves eletrônicas e mudanças estruturais, são similares as utilizadas para a reconfiguração em frequência.

2.6.3.2.2 Mecanismos de Reconfiguração

Um exemplo de antena reconfigurável em polarização é a antena de microfita com aberturas chaveadas, ou PASS (*Patch Antenna with Switchable Slot*), usada também para reconfiguração em frequência desenvolvido por Yang e Rahmat-Samii (2001) (COSTA, 2009). De acordo com Yang e Rahmat-Samii (2001), a antena PASS se baseia em uma antena com *patch* retangular com uma fenda implantada no irradiador. A antena utiliza um diodo PIN, para a reconfiguração, foi aplicada no centro da fenda do *patch* retangular acima do dielétrico de RT/Duroid 5880 de permissividade elétrica relativa de 2,2 e altura de 3,18 mm.

Segundo Yang e Rahmat-Samii (2001), as correntes elétricas fluem ao redor da borda da fenda quando a chave (Diodo PIN) esta desligada ou polarizada reversamente. Polarizando diodo diretamente as correntes fluem pelo curto-circuito promovido pela chave. Para conferir a reconfigurabilidade em polarização a ativação alternada do diodo PIN possibilita a polarizações circulares para direita ou para a esquerda.

2.6.4 Trabalhos relacionados a antenas espirais e reconfiguráveis

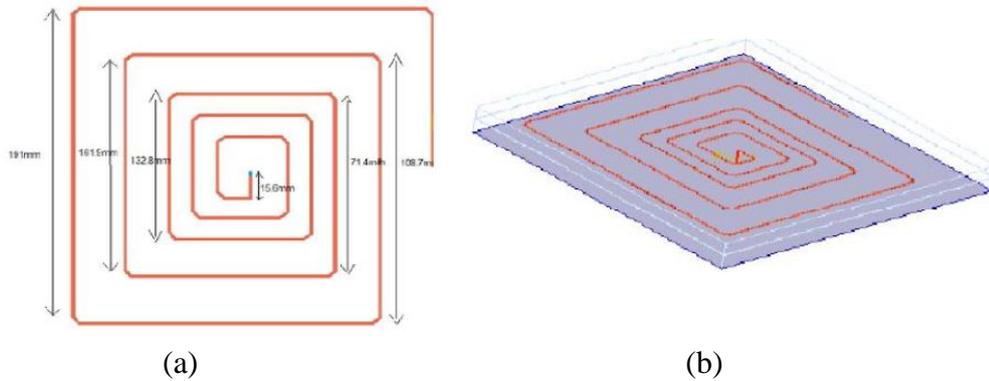
As antenas espirais são alternativas aplicações em dupla faixa de frequência e podem ser utilizadas para mudanças nos parâmetros de radiação da antena por modificações no *patch* espiral ou por estruturas espirais complexas que podem promover melhorias a respeito de antenas de microfita básica com o irradiador totalmente preenchido.

Soundarya, Saravanan e Srividhya (2016), usaram a antena espiral quadrada para um projeto de antena multibanda e reconfigurável para aplicações em WLAN e GPS. A antena foi desenvolvida para a banda de 1 a 2 GHz usada para serviços de navegação por satélite, telecomunicações, rádio amador, e vigilância de aeronaves. sistemas de comunicação multiponto, GPS, comunicação por satélite entre outras aplicações. A

segunda banda de frequências estudada é da faixa de 2 a 4 GHz abrangendo comunicação por protocolo 802.11b, 802.11g *standards*, radio amador, comunicações por satélite e comunicações ópticas.

O projeto da antenna se baseia em um *patch* espiral desenvolvido em um substrato de RT5880 com permissividade relativa de igual a 2,2 e tangente de perdas de 0,0009. A estrutura da espiral é mostrada nas Figuras 36.a e 36.b.

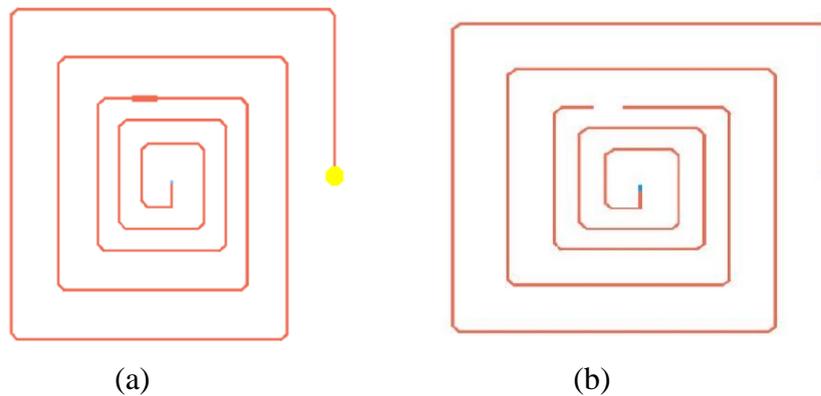
Figura 36: Proposta de antenna espiral para aplicação de 1 a 2 GHz e 2 a 4 GHz em 2D (a)
Proposta de antenna espiral para aplicação de 1 a 2 GHz e 2 a 4 GHz em 3D.



Fonte: Soundarya (2016)

Esta antenna proposta foi simulada ressoando em 1,267 GHz podendo ser aplicada em sistema de rádio amador e GPS. Soundarya, Saravanan e Srividhya (2016), fizeram duas modificações para promover a reconfiguração em frequência da antenna acima. Primeiro foi colocado um pequeno *patch* em uma das voltas da espiral com dimensões de 15,2 x 3,4 mm, considerado uma condição de ligado ou fechado e na segunda situação o estado de desligado ou aberto com a retirada de material condutor do irradiador promovendo o uso de uma fenda como mostrados nas Figuras 37.a e 37.b.

Figura 37: Proposta de antena espiral reconfigurável ligada ou fechada (a) e Proposta de antena espiral reconfigurável de desligada ou aberta (b).

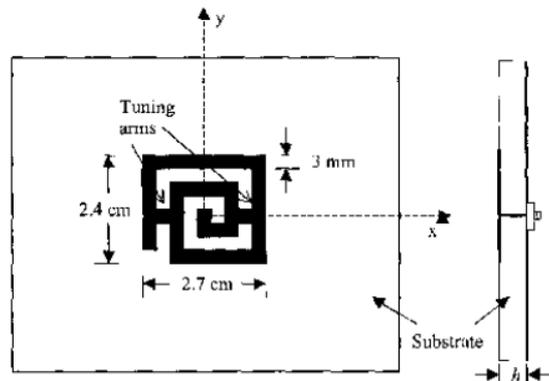


Fonte: Soundarya (2016)

A antena reconfigurável no modo ligado foi simulada e alcançou a frequência de ressonância de 1,515 GHz aplicada em sistema de comunicação por GPS saindo da frequência de 1,267 GHz com um ganho de 8,099 dBi. Já a antena no modo desligado apresentou uma característica multibanda com frequências de ressonâncias de 2,083, 2,25 e 2,77 GHz que podem ser usadas em comunicação por satélite com ganho de 8,31 dBi e mantendo a característica de reconfigurável.

Bernhard (2001) propôs uma antena espiral de braço simples quadrada com o objetivo de ser fazer uma comparação com a antena de microfita tradicional com irradiador retangular. A estrutura da antena espiral é uma antena de braço simples com dois *links* que interligam as voltas da espiral como mostrado na Figura 38. O espaçamento entre as voltas da espiral foi de 3 mm, a permissividade relativa do substrato foi de 2,2 com altura de $h = 3,175$ mm. A alimentação da antena foi realizada através da alimentação coaxial posicionado a 1,5 mm da extremidade interna da espiral.

Figura 38: Estrutura proposta de uma antena espiral de braço simples com alimentação coaxial.



Fonte: Bernhard (2001)

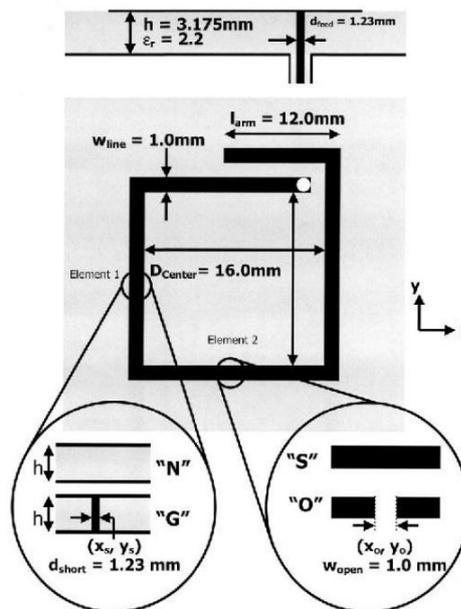
As dimensões físicas da antena apresenta uma área de $6,48 \text{ cm}^2$ com área efetiva de condutor em torno de $4,05 \text{ cm}^2$. Uma antena com *patch* preenchido ocuparia uma área de $9,48 \text{ cm}^2$. A antena espiral ressoou em nas frequências de 2,8 e 3 GHz com largura de banda absoluta de 77 MHz e largura de banda percentual de 2,5%. De acordo com Bernhard (2001) a largura de banda percentual de uma antena de microfita retangular comum varia entre 1 a 3%. Desta forma, A antena espiral conseguiu atingir as mesmas características de uma antena retangular com *patch* preenchido apresentando menor área útil designado ao irradiador e economia de material.

Huff *et al.* (2003), propôs uma antena espiral com alimentação coaxial presente em uma das extremidades da espiral. Esta antena tem por objetivo a reconfiguração da antena em frequência e em diagrama de radiação. O projeto da antena se baseia em uma estrutura monofilar espiral quadrada aplicada a uma antena de microfita. O comprimento total da espiral foi de 80 mm de modo a operar no comprimento de onda desejado. A alimentação está localizada na extremidade mais interna da espiral também como mostrado.

A altura do dielétrico utilizado foi de $h = 3,175 \text{ mm}$ e permissividade relativa de 2,2. O diâmetro da sonda coaxial usada foi de 1,23 mm. Para se conseguir a reconfiguração foi implantado um *gap* que liga e desliga a conexão entre partes do material condutor do irradiador através de uma pequena porção de material condutor. Este *gap* tem dimensões de $1 \times 1 \text{ mm}$ chamado de w_{open} . Outra forma de reconfiguração

é a interligação do *patch* com o plano de terra através de uma junção de diâmetro de 1,23 mm chamado de d_{short} . Todas essas dimensões são mostradas na Figura 39.

Figura 39: Projeto de uma antena espiral reconfigurável em frequência e em diagrama de radiação.

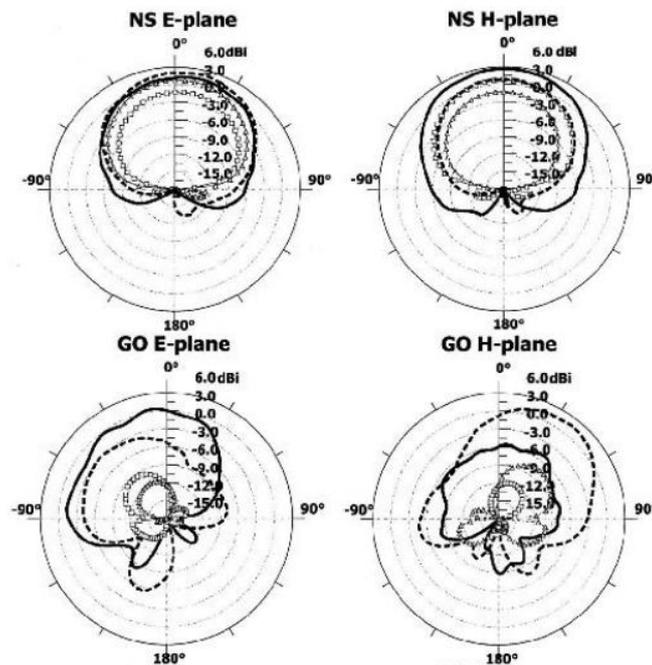


Fonte: Huff *et al.* (2003)

Segundo Huff *et al.* (2003), a reconfiguração em frequência ocorre na configuração “NO”, ou seja, de acordo com a Figura 39, a junção do modo N e o modo O da antena. A reconfiguração do padrão de radiação ocorre na configuração “GO”. A antena padrão usada para comparações de resultados opera na configuração “NS”.

Desta forma a configuração “NS” obteve operação na faixa de frequência de 3,68 GHz com polarização linear ao longo com os campos E e H em fase. A configuração “GO” manteve a polarização linear, mas com defasamento dos campos E e H para 125° e 75°, respectivamente, como denotado na Figura 40. A comparação entre as configurações “NS” e “NO” promoveu a mudança na frequência de ressonância de 3,68 GHz para 6,02 GHz.

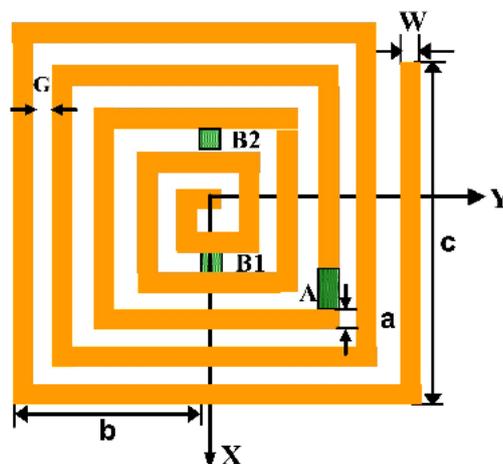
Figura 40: Mudanças no padrão de radiação da antena espiral na reconfiguração “NS” para “GO”.



Fonte: Huff *et al.* (2003)

Pan, Bernhard e Nair (2006), projetaram uma antena espiral de braço simples para reconfiguração em frequência e em padrão de radiação como mostrado na Figura 41. No projeto foram implantados “links” representando chaves RF MEMS para obtenção da reconfiguração da antena.

Figura 41: Projeto de uma antena espiral retangular para reconfiguração em frequência e em diagrama de radiação.



Fonte: Pan, Bernhard e Nair (2006)

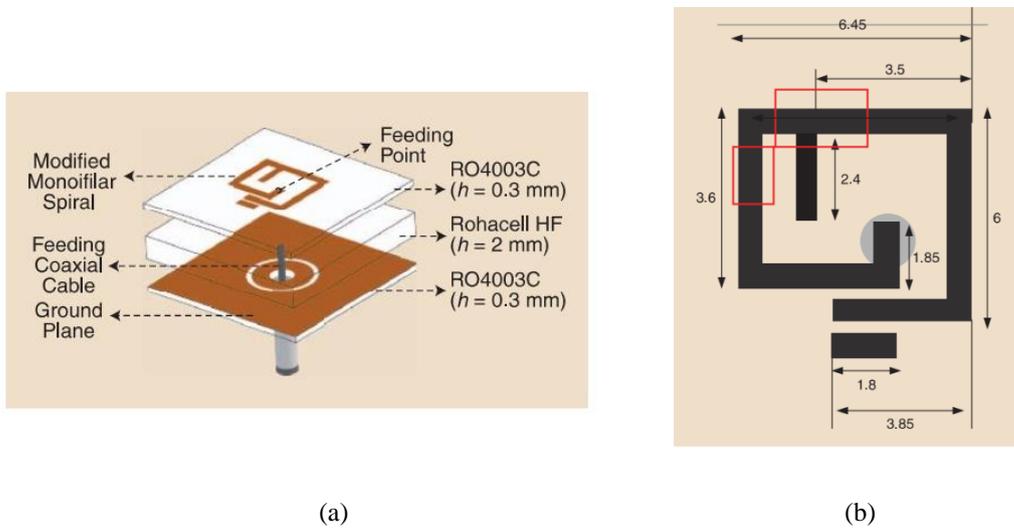
A largura da espiral W é de 2 mm e o *gap* G entre as voltas apresenta a mesma largura de 2 mm. A espessura do substrato de RT/duroid 5880 com permissividade relativa de 2,2 é de 10 mm. A alimentação é feita por uma sonda coaxial posicionada no centro da espiral e colocada a 1 mm da borda da espiral. As chaves RF MEMS são representadas pelos retângulos A, B1 e B2 localizados em $a = 2$ mm e $b = 18$ mm.

De acordo com Pan, Bernhard e Nair (2006), quando a chave A é aberta a frequência de operação mudou de 3,3 GHz para 5,2 GHz mudando o diagrama de radiação. Implementando as chaves B1 e B2 na espiral passou de 3 a 4,5 GHz para 5,8 a 6,8 GHz mudando as faixas de frequências ocorrendo a reconfiguração.

Luo *et al.* (2017), desenvolveram uma antena quadrada espiral monofilar circularmente polarizada com impedância de entrada de 50Ω introduzida de uma cavidade retangular resultando em banda larga e alta diretividade. Esta antena foi projetada para operar na banda Ku.

A antena proposta por Luo *et al.*, apresenta largura de 0,7 mm com espessura de 0,3 mm no dielétrico RO4003C, com permissividade relativa de 3,55. O plano de terra conta com 15 mm de largura, impresso a 0,3 mm no substrato RO4003C. Uma cavidade em forma de anel com raio de 2,6 mm e uma largura de 0,4 mm e gravada no plano de terra. Entre o *patch* e o plano de terra, existe 2 mm de material dielétrico Rohacell HF com permissividade relativa de 1,04. A alimentação foi realizada por uma sonda coaxial. A disposição das partes construtivas da antena e as dimensões do *patch* monofilar é mostrada na Figura 42.a e 42.b

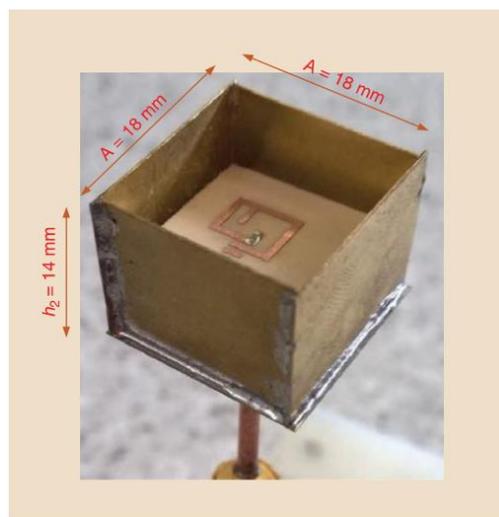
Figura 42: ConFiguração da antena proposta monofilar de polarização circular e banda larga na banda Ku (a) e Dimensões do patch monofilar (b).



Fonte: Luo *et al.* (2017)

A antena foi construída em uma caixa aberta de 18 x 18 x 14 cm como mostrado na Figura 43, correspondendo em termos de comprimento de onda $0,72\lambda \times 0,72\lambda \times 0,56\lambda$ com comprimento de onda aplicado a 12 GHz. A antena foi colocada a no centro da cavidade.

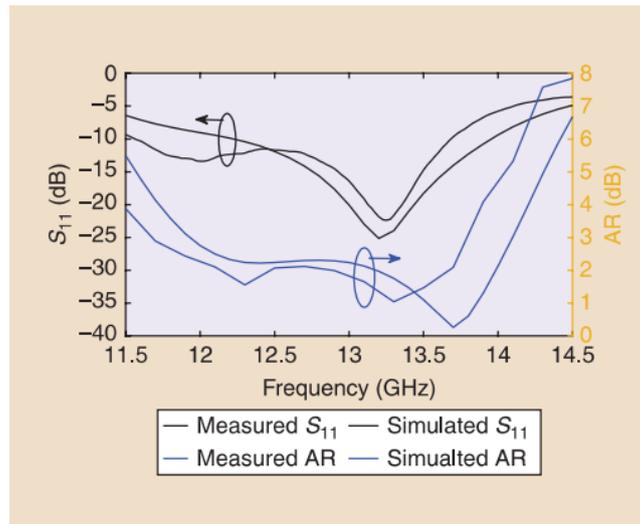
Figura 43: Protótipo da antena monofilar com cavidade aberta de 18 x 18 x 14 cm..



Fonte: Luo *et al.* (2017)

Foram realizadas simulações e medições a fim de obter o resultado da perda de retorno e também da razão axial da antenna para a comprovação da polarização circular e a característica de banda larga como denotado na Figura 44.

Figura 44: Comparativo entre as perdas de retorno e razões axiais simuladas e medidas para a antenna monofilar.



Fonte: Luo *et al.* (2017)

Através Figura 41 pode-se observar que a antena apresenta largura de banda alta na frequência de ressonância em torno de 13,3 GHz e praticamente em toda largura de banda a polarização da antena de manteve circular com a razão axial abaixo de 3 dB.

Haron *et al.* (2011), desenvolveram uma antena em espiral de Arquimedes quadrada para a operação em 2,45 GHz para aplicações em sistema *Wi-fi*. O protótipo foi desenvolvido com o FR-4 como dielétrico com permissividade elétrica relativa igual a 4,9 e altura $h = 1,54$ mm. A alimentação da antena foi proporcionada por uma conexão por sonda coaxial um pouco acima do centro da espiral como mostrado na Figura 45.

No trabalho de Haron *et al.* (2011), foram realizadas simulações e medições do protótipo de modo a fazer comparações de entre as perdas de retorno e o padrão de radiação.

Figura 45: Protótipo de antena espiral de Arquimedes quadrada com alimentação por sonda coaxial.

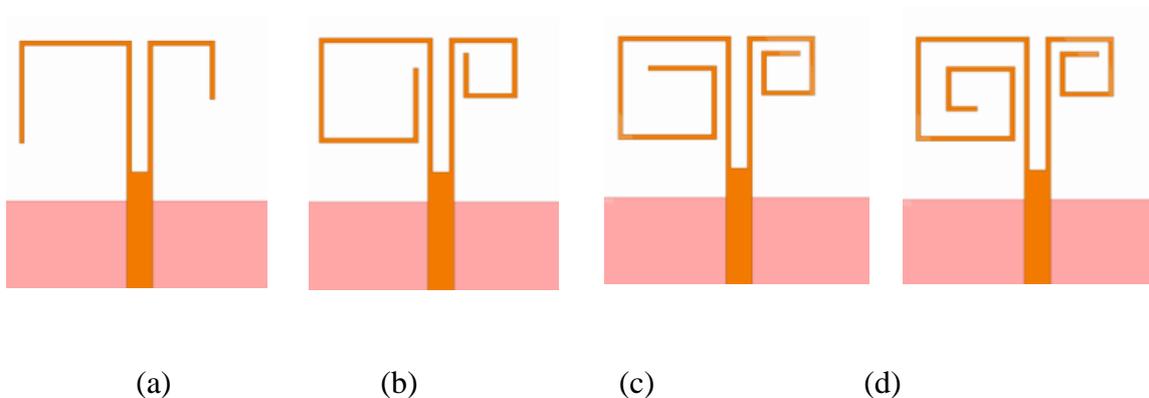


Haron *et al.* (2011)

Nesse trabalho conclui-se que a antena em espiral de Arquimedes obteve frequências de ressonâncias, simuladas e medidas, de 2,457 GHz e 2,37 GHz, respectivamente, além de um padrão de radiação praticamente omnidirecional e largura de banda absoluta de 22 MHz.

Beiji e Nourinia (2015) desenvolveram uma antena com dupla espiral em estrutura retangular para aplicações em *WiMAX* e *WLAN*. A antena foi ajustada implantando voltas na espiral quadrada obtendo novas frequências de ressonâncias de 2,56 GHz, 3,94 GHz 5,2 GHz, 5,8 GHz e 10,8 GHz, mostrado nas Figuras 46.a, 46.b, 46.c e 46.d, de modo a ser usado nas aplicações requeridas.

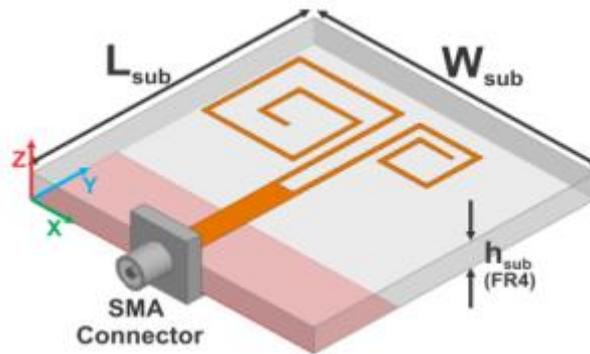
Figura 46: Antena de microfita em espiral com um 1 passo (a) com 2 passos (b) com 3 passos (c) e a antena proposta com 4 passos (d)



Fonte: Beiji e Nourinia (2015)

O tamanho total da antena foi de $20 \times 20 \text{ mm}^2$ simulado e testado. A alimentação da antena foi realizada por linha de microfita e através de um conector SMA. O substrato usado foi o FR4 com espessura de 1 mm, permissividade elétrica relativa de 4,4 e tangente de perdas de 0,022. O plano de terra não se apresenta totalmente preenchido com apenas uma fita condutora próxima ao conector SMA. A forma em 3D da antena, sua alimentação, e a o plano de terra são denotados na Figura 47.

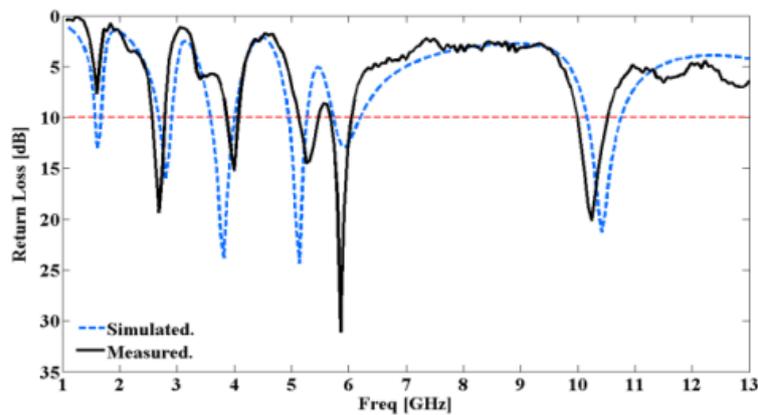
Figura 47: Representação 3D da antena espiral proposta.



Fonte: Beiji e Nourinia (2015)

A antena foi simulada com diversas dimensões relativo aos passos das espirais e foi escolhida a melhor antena simulada mais próxima das frequências desejadas para aplicações em *WiMAX* e *WLAN*. As perdas de retorno, simulada e medida, foram comparadas como mostrado na Figura 48.

Figura 48: Perdas de retorno simulada e medida para a antena espiral proposta.



Fonte: Beiji e Nourinia (2015)

De acordo Beiji e Nourinia (2015), a antena apresentou característica multibanda com as respectivas larguras de bandas absolutas: 245 MHz (2,498 – 2,743 GHz), 254 MHz (3,789 – 4,043 GHz), 365 MHz (5,063 – 5,428 GHz), 397 MHz (5,601 – 5,998 GHz) e 580 MHz (9,911 – 10,491 GHz). Com os dados foi possível obter as frequências desejadas para *WiMAX* na banda de 2,5 GHz (2,5 – 2,69 GHz) e *WLAN* nas bandas de 5,2 e 5,8 GHz (5,150 – 5,350 GHz e 5,725 – 5,825 GHz, respectivamente).

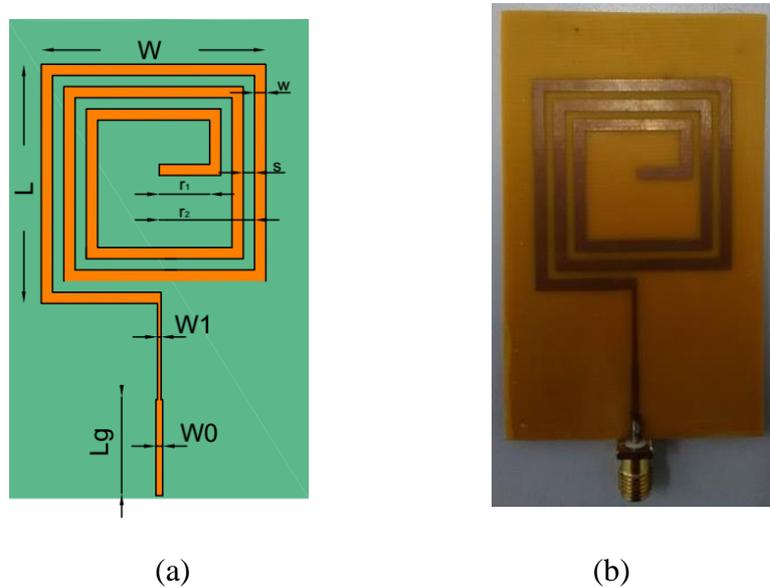
CAPÍTULO 3: MATERIAIS E MÉTODOS

A metodologia deste trabalho se baseia na simulação e construção de antenas com *patch* em espiral de Arquimedes projetada para as frequências de 2,45 e 5,8 GHz. Uma antena espiral de Arquimedes padrão, denominada Antena 1, em forma retangular, foi projetada para as duas faixas de frequências de acordo com as Figuras 49.a e 49.b, e com dimensões calculadas de acordo com as equações (65) a (69) para o *patch* espiral bem como as dimensões da linha de microfita com um casador de impedância em um quarto de comprimento de onda, de acordo com as equações (1), (5) a (10) e a equação (12).

As cores laranja e verde representam, respectivamente, a região preenchida de cobre e de FR4 com espessura de 1,54 mm e permissividade relativa de 4,65. Com o intuito de estudar a característica multibanda da antena espiral e propor alterações que aumentasse a largura de banda e também apresentasse a reconfigurabilidade da antena.

Primeiro foi dimensionado o *patch* espiral e a linha de microfita dos dados de permissividade relativa, altura do substrato e de acordo com as frequências de ressonâncias desejadas determinando um *patch* padrão. A partir disto, para ajustes da antena com as referidas frequências desejadas, foram ajustadas as antenas de modo a conseguir atingir estas frequências.

Figura 49: Antena 1 - Antena com patch em espiral de Arquimedes padrão (a) e Antena com patch em espiral de Arquimedes padrão (b).

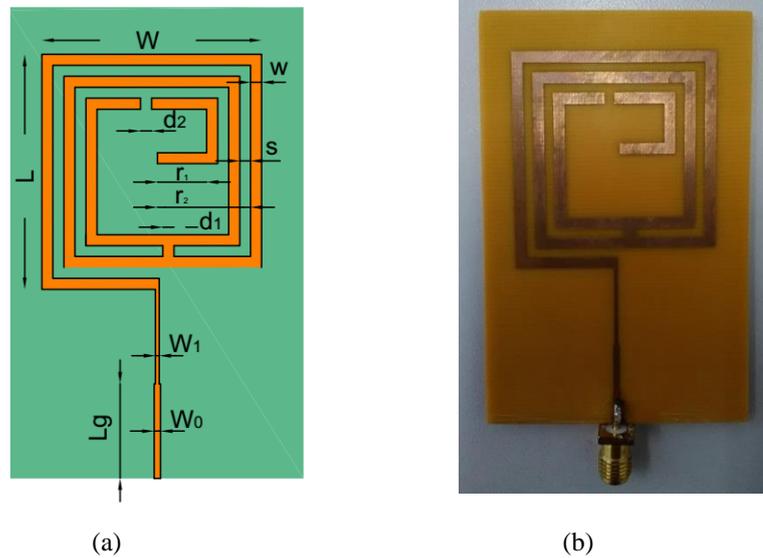


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

A reconfigurabilidade da antena em frequência e em polarização, ou seja, o projeto da antena propõe a reconfiguração da frequência entre as duas faixas de frequências projetadas e também a mudança de polarização. Os ajustes da frequência e da polarização são feita por meio da implantação de uma fenda e um “*link*” nas voltas da espiral mudando o comprimento elétrico da antena para este ajuste. Uma proposta para a reconfiguração da antena espiral proposta é Antena 2 mostrada na Figura 50.a e sua construção na Figura 50.b.

Os “*tocos*” e as fendas simulam a presença ou a ausência de uma chave eletrônica (diodo PIN, RF MEMS ou diodo varactor) para a reconfiguração da antena. Foram realizadas diversas implantações de “*links*” e fendas em simulações de modo a modificar o comprimento elétrico da antena espiral e para melhoria de ganho na faixa de frequência de 5,8 GHz pelo efeito capacitivo da fenda. Após realizadas as simulações foi determinada que a configuração da Figura 50 teve o melhor comportamento com relação a reconfiguração da antena e ao ganho.

Figura 50: Antena 2 - Proposta de antena com patch em espiral de Arquimedes reconFigurada (a) e proposta de antena com patch em espiral de Arquimedes reconFigurada construída (b)



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Com as simulações foram coletados os parâmetros de análises destas antenas tais como: perda de retorno, diagramas de radiação 2D e 3D e a razão axial para o estudo da polarização destas antenas. Para a simulação das antenas 1 foi implantado o fator de compressão para atingir as frequências de ressonâncias desejadas. De acordo com Oliveira (2008), este fator pode ser calculado para redução ou aumento do comprimento elétrico de modo a modificar a frequência de ressonância com um comportamento inversamente proporcional ao tamanho da antena. Este fator é calculado pela equação (60):

$$FC = \frac{f_{r-simulada}}{f_{r-desejado}} \times 100 \quad (60)$$

A Antena 1 teve redução nas suas dimensões físicas em torno de 5,7% para atingir as frequências e ressonância desejadas em cada simulação e também na medição. As dimensões projetadas para a antena espiral sem o fator de compressão e com o fator aplicado à Antena 1 são mostradas na tabela 2.

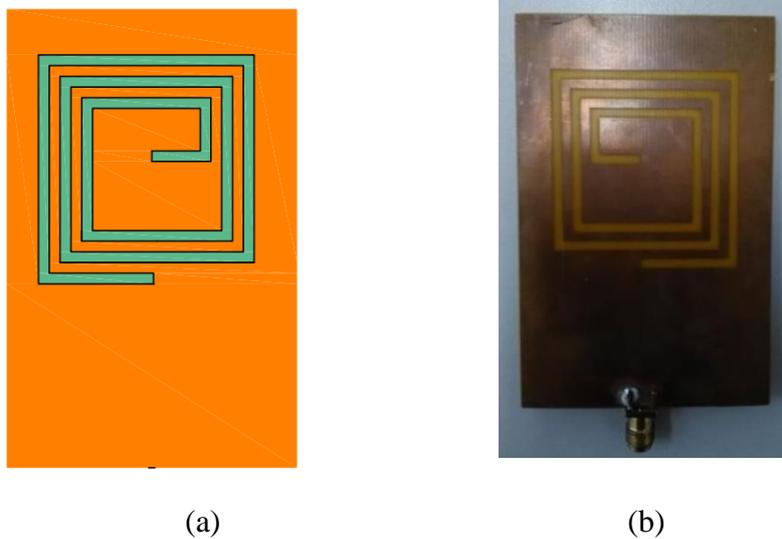
Tabela 2: Dimensões para o projeto da antena espiral de Arquimedes sem o fator de compressão e com o fator de compressão para as antenas 1 e 2.

Dados de projeto	Fator de compressão (FC) (%)	r_1 (mm)	r_2 (mm)	w (mm)	s (mm)	W_0 (mm)	W_1 (mm)	L_g (mm)
Dimensões Projetadas	0	8,323	19,498	1,859	1,859	0,9951	0,5571	14,738
Antena 1	5,7	7,845	18,38	1,752	1,752	0,983	0,525	13,893

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Além da reconfiguração foi proposta uma alteração no plano de terra da antena. A antena padrão contava com o plano de terra completamente preenchido. A Antena 1 foi modificada com a retirada de cobre do plano de terra com a mesma forma espiral do *patch*. Esta antena foi simulada para a conferência do aumento da largura de banda nas faixas de frequência desejadas. As Figura 51.a e 51.b mostram a forma do plano de terra proposto para a simulação da antena e construída para a Antena 3. As dimensões da espiral vazada no plano de terra apresentam as mesmas dimensões do *patch* espiral proposto no trabalho.

Figura 51: Antena 3 - Proposta de plano de terra para a antena espiral (a) Proposta de plano de terra para a antena espiral construída (b).

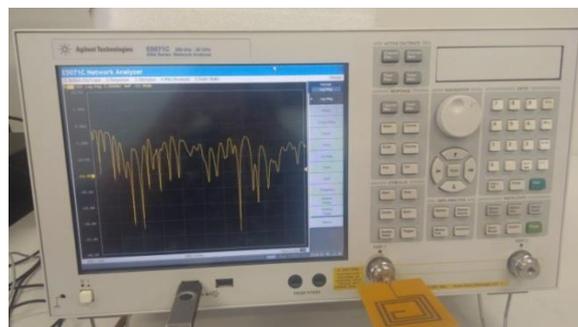


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

As antenas foram construídas para as medições de perda de retorno por um analisador de redes vetoriais modelo E5071C 300 kHz – 20 GHz da *Agilent Technologies*® na faixa de frequência de 2 a 7 GHz como denotado na Figura 52.

A construção de cada antena ocorreu usando um substrato com dupla face de cobre. O desenho do *patch* sobre uma das camadas de cobre foi impressa em uma máquina de impressão Ultravioleta (UV). Após a impressão feita na superfície o protótipo passou pelo processo de corrosão para retirada do cobre excedente. A corrosão foi realizada através de uma solução salina de Percoloreto de Ferro ou Cloreto de ferro III.

Figura 52: Analisador de Rede Vetoriais Modelo E5071C 300 kHz – 20 GHz da *Agilent Technologies*®



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

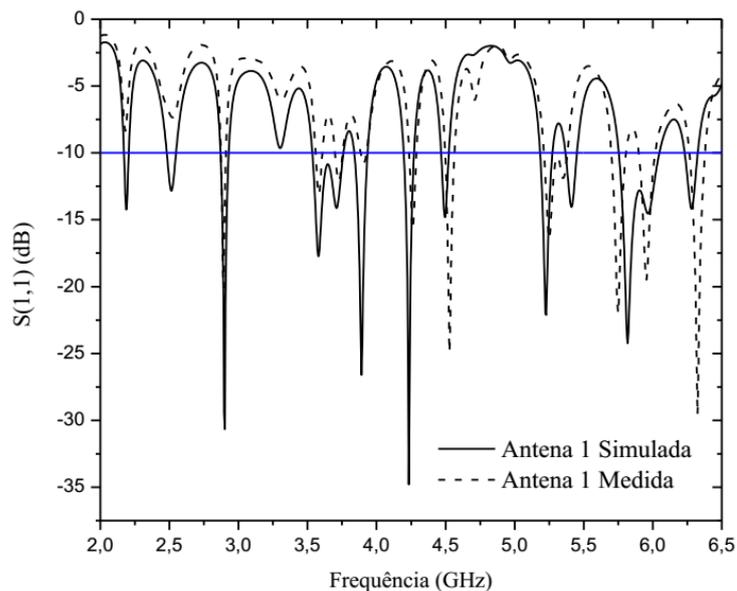
CAPÍTULO 4: RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este trabalho propõe o desenvolvimento de antenas espirais. De início foi projetada uma antena padrão espiral com plano de terra preenchido e simulado com o ANSYS HFSS 19.0® denominada Antena 1. Os parâmetros construtivos o *patch* espiral e da linha de microfita são mostrados na tabela 1 de acordo com a Figura 53.

Na simulação foram obtidas as perdas de retorno os diagramas de radiação 2D e 3D e a distribuição da densidade de corrente no *patch* para cada uma das frequências projetadas de 2,45 GHz e 5,8 GHz.

A faixa de frequência usada na simulação foi entre 2 a 7 GHz comportando as duas frequências de ressonâncias desejadas. O comparativo entre as perdas de retorno simuladas e medida é mostrado na Figura 53.

Figura 53: Comparativo das perdas de retorno obtidas para a antena 1.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Como mostra o comparativo a antena simulada e medida apresenta uma boa concordância com relação as frequências de ressonância. A tabela 3 apresenta os valores das frequências de ressonâncias obtidas na simulação e na medição com os seus respectivos valores de perda de retorno e largura de banda associada da antena 1.

Tabela 3: Comparativos dos simulados e medidos para a antena 1.

Frequência de Ressonância (GHz)	S(1,1) (dB)	BW (MHz)	BW (%)
2,52 (Simulado)	-12,7812	60	2,38
2,89 (Medido)	- 20,1	30	1,03
5,81 (Simulado)	-24,2350	285,3	4,91
5,743 (Medido)	- 21,4	95,9	1,655

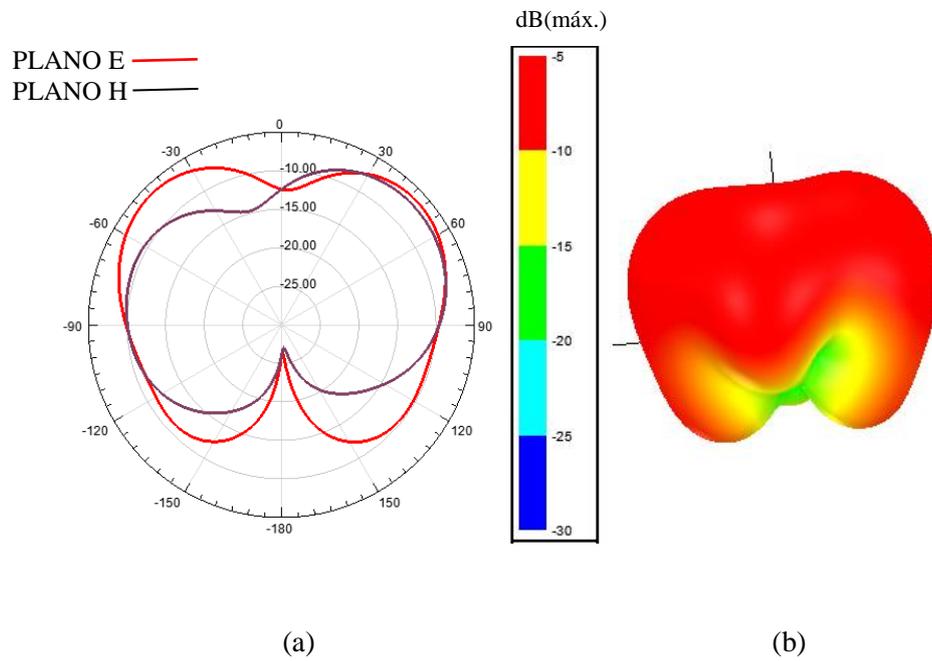
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Analisando a Figura 53 e a tabela 3 para a simulação a frequência de ressonância de 2,45 GHz foi alcançada em simulação, na medição da mesma antena a frequência de ressonância obtida foi de 2,89 GHz. Para a segunda faixa de frequência a frequência 5,8 GHz estava presente na largura de banda nas faixas de frequências de ressonância de simuladas e medidas de 5,81 GHz e 5,743 GHz, respectivamente. Os valores medidos apresentaram frequências de ressonâncias próximas às projetadas. As larguras de bandas nas faixas de frequências são estreitas mesmo com a implantação do irradiador espiral.

Analisando a tabela 3 observa-se que em simulação a antena espiral pode ser usada em aplicações em *WiMAX* na banda de frequências de 2,5 GHz (2500 MHz – 2690 MHz) com a frequência obtida na simulação de 2,52 GHz e *WLAN* na banda de frequências de 5,8 GHz (5725 MHz – 5,825 GHz) com as frequências de 5,81 GHz simulado e 5,743 GHz medido, apesar da largura de banda estreita para cada uma das faixas de frequências.

Ainda com a simulação foram gerados os diagramas de radiação 2D e 3D referentes as faixas de frequências encontradas na simulação. Os diagramas de radiação para a antena na frequência de 2,51 GHz são apresentados nas Figuras 54.a e 54.b.

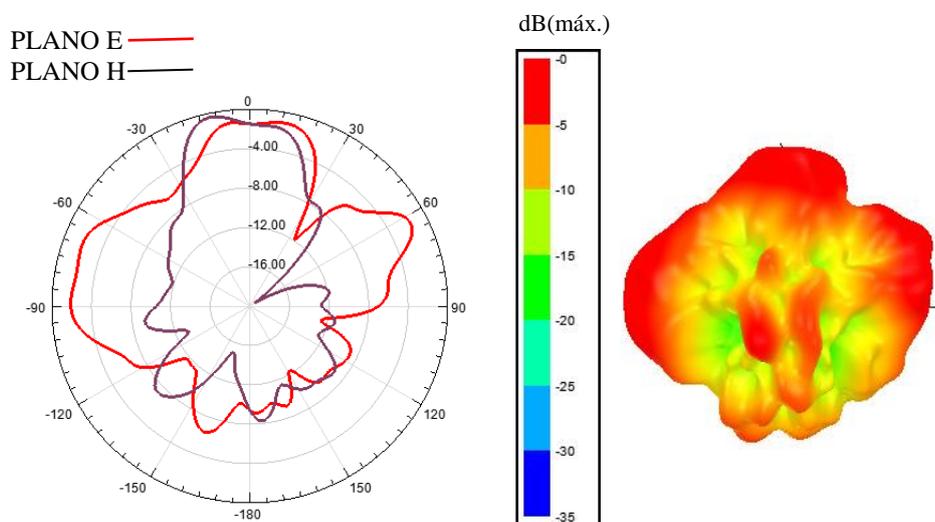
Figura 54: Diagrama de radiação 2D da antena 1 em 2,52 GHz (a). Diagrama de radiação 3D da antena 1 em 2,52 GHz (b)



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Em 2,52 GHz, os diagramas de radiação mostraram que a radiação eletromagnética se propaga em forma quase omnidirecional não apresentando grande degradação do padrão de radiação. Proporcionando a propagação em quase todas as direções podendo ser aplicada em transmissões de informações em rede sem fio. Os diagramas relativos as frequência de 5,81 GHz são apresentados de acordo com as Figuras 55.a e 55.b.

Figura 55: Diagrama de radiação 2D da antenna 1 em 5,81 GHz (a) e diagrama de radiação 3D da antenna 1 em 5,81 GHz (b)



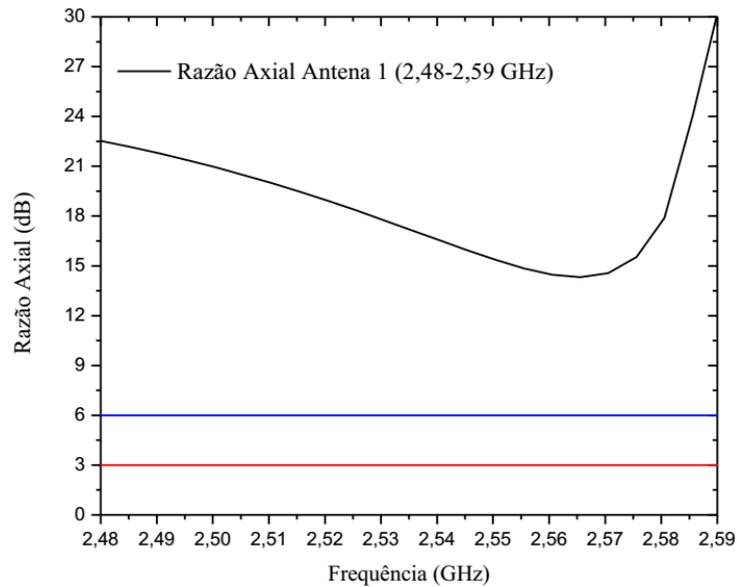
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Para a segunda frequência projetada, os diagramas de radiação para 5,81 GHz mostram que o ganho total foi maior que em relação a frequência de 2,52 GHz, porém, o diagrama de radiação apresentou degradação com relação ao padrão de radiação da frequência anterior. Outra característica observada foi o aumento da diretividade com relação aos diagramas anteriores.

Além dos diagramas foram analisadas as polarizações em cada uma das faixas de frequências obtidas na simulação da antenna 1. O estudo da polarização foi realizado através da relação da razão axial com a frequência nos intervalos de frequências, nos quais se encontram as frequências de ressonâncias. A razão axial na faixa de frequências de 2,52 GHz é representada na Figura 56 e para faixa de 5,81 GHz é mostrada na Figura 57.

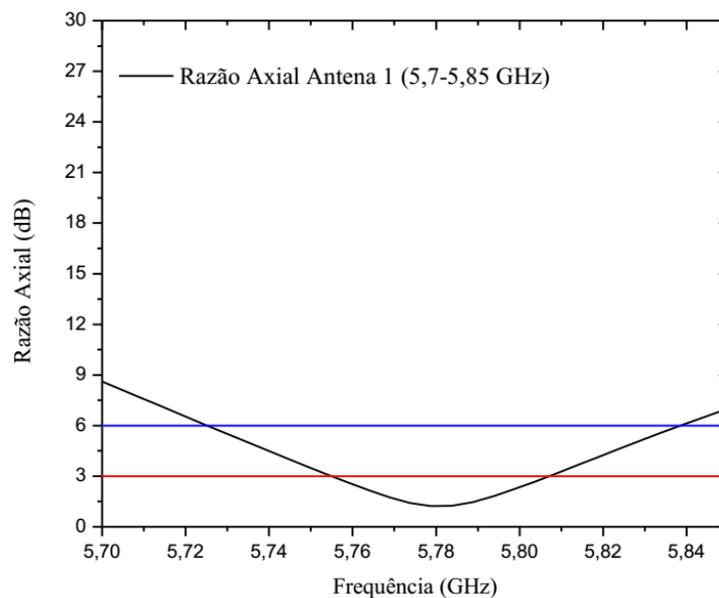
Nas Figuras 56 e 57, a linha horizontal de cor vermelha apresenta o limite para a polarização circular de 0 a 3 dB. Já a linha horizontal de cor azul representa o limite referente a polarização elíptica entre 3 e 6 dB.

Figura 56: Razão Axial da antena 1 em na faixa de 2,48 a 2,59 GHz.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Figura 57: Razão Axial da antena 1 em na faixa de 5,7 a 5,85 GHz.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Os gráficos das razões axiais mostram o limites da polarização circular (0 a 3 dB) e elíptica de (3 a 6 dB). Para a Figura 56 toda a faixa de frequência onde está inserida a frequência de ressonância de 2,52 GHz está acima dos limites da polarização circular e elíptica, de modo que, nesta faixa a polarização deverá ser linear.

Analisando a Figura 41, ocorre que na frequência de ressonância de 5,81 GHz e 4,13 dB apresentando polarização elíptica. Dentro da largura de banda a frequência de 5,8

GHz com perda de retorno de -20,70 dB apresenta razão axial de 2,693 dB conferindo assim polarização circular nesta frequência de ressonância.

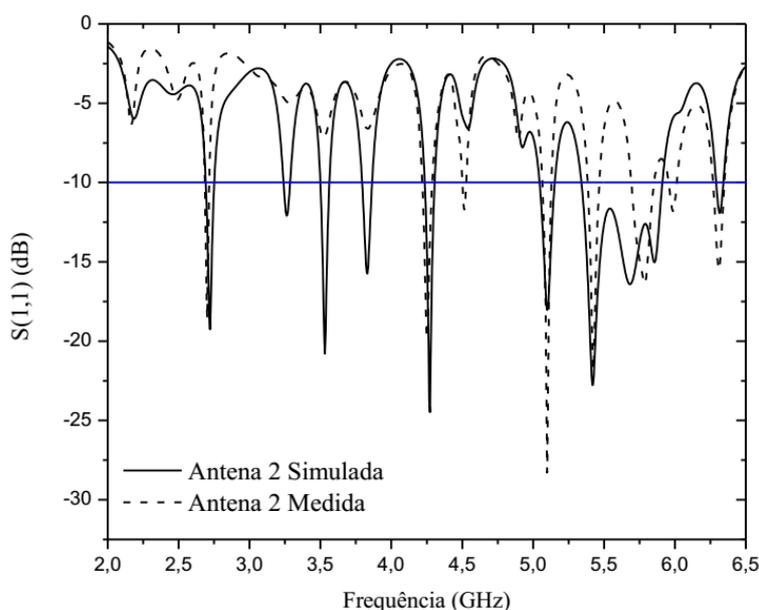
Desta forma analisando a antena 1, pode-se notar que as frequências de ressonâncias obtidas na simulação foram próxima às frequências de 2,45 e 5,8 GHz. Com a medição não foi atingido a frequência 2,45 GHz, mas, foi atingida a frequência de 5,8 GHz dentro da largura de banda em simulação e na medição. Os diagramas de radiação mostraram uma boa omnidirecionalidade com relação a frequência de 2,52 GHz e uma diretividade maior em 5,81 GHz associado a degradação deste diagrama.

As curvas de razão axial mostram que esta antena apresenta polarizações distintas entre as duas faixas de frequências, de modo a observar que, a antena 1 pode funcionar como dispositivo para estas frequências, bem como, em duas polarizações.

A antena 2 foi projetada com plano de terra cheio e simulada com o ANSYS HFSS 19.0® seguindo as mesmas características da antena 1.

De acordo com a Figura 50, foram acrescentados um “link” e uma fendas na estrutura do irradiador espiral da antena 1. Foi realizado o comparativo entre as perdas de retorno da antena 2 medida e simulada e também o comparativo entre a antena 1 e 2 medido e simulado.. A Figura 58 denota o comparativo entre a antena 2 medida e simulada.

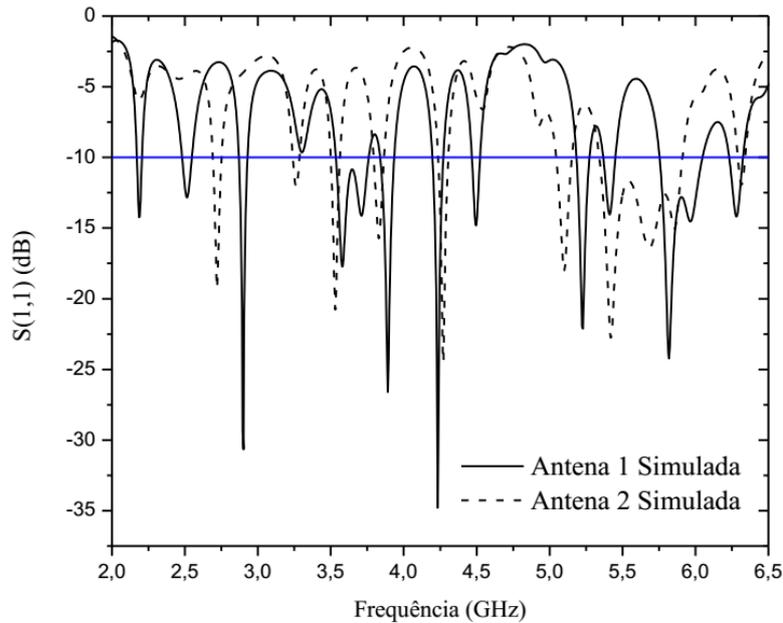
Figura 58: Comparativo das perdas de retorno simulada e medida da antena 2.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

O mesmo comparativo foi realizado com a perda de retorno da antena 1, com o intuito de se analisar a reconfiguração em frequência da antena. O primeiro comparativo foi realizado para as antenas 1 e 2 simuladas como denotado na Figura 59.

Figura 59:Comparativo das perdas de retorno simuladas das antenas 1 e 2.

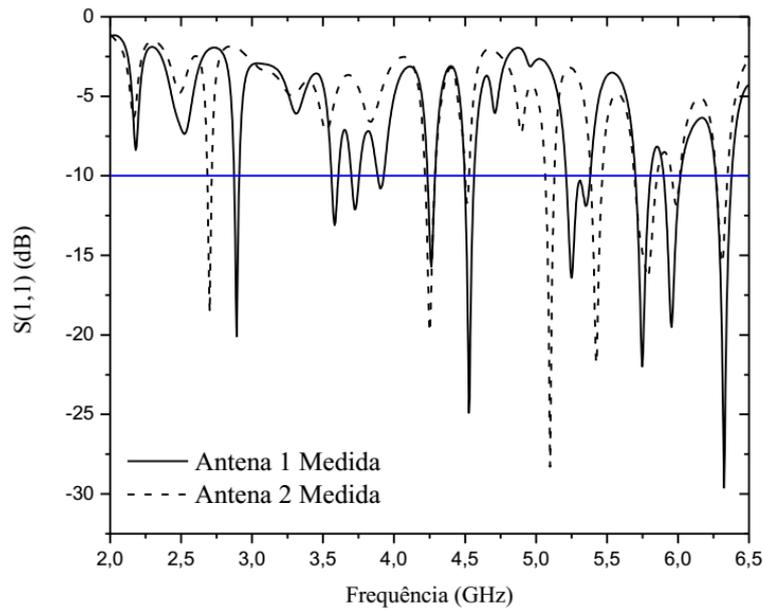


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

A Figura 59 mostra que com a implantação da fenda e do “link” a frequência de 2,45 GHz não ressoa, uma vez que, a frequência de ressonância de 5,8 GHz permanece ressoando dentro da largura de banda com o ganho de -12,75 dB. A frequência de ressonância do intervalo da largura de banda desta faixa é de 5,418 GHz com ganho de -22,77 dB. A mudança na estrutura física do *patch* provocou mudança no comprimento elétrico da antena reconfigurando a frequência da antena suprimindo a frequência de 2,45 GHz, mas permanecendo a outras frequência de ressonância desejada de 5,8 GHz.

Foram analisadas as perdas de retorno medidas entre a antena 1 e a antena 2 fazendo um segundo comparativo no aspecto prático para o uso da antena 2. O comparativo é mostrado na Figura 60.

Figura 60:Comparativo das perdas de retorno medidas das antenas 1 e 2.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Analisando as perdas de retorno medidas vê-se que apesar da antena 1 não ter apresentado a frequência de ressonância próxima a frequência simulada, 5,8 GHz permaneceu em ambas as antenas 1 e 2 devido ao deslocamento na frequência de 2,89 GHz da Antena 1 para 2,75 GHz na Antena 2. Na antena 2, a frequência de ressonância foi de 5,798 GHz com um ganho de $-15,9$ dB com a ausência da frequência de 2,45 GHz com possibilidade de operar na faixa de 5,8 GHz. A tabela 4 faz um comparativo das larguras de bandas absolutas e percentuais para as duas antenas.

Tabela 4: Comparativos das larguras de banda simuladas e medidas para as antenas 1 e 2.

Frequência de Ressonância (GHz)	S(1,1) (dB)	BW (MHz)	BW (%)
5,81 (Antena 1 - Simulada)	-24,2350	285,3	4,91
5,743 (Antena 1 - Medida)	- 21,4	95,9	1,655
5,41 (Antena 2 – Simulada)	- 22,77	570	10,53
5,798 (Antena 2 – Medida)	-15,9	155	2,67

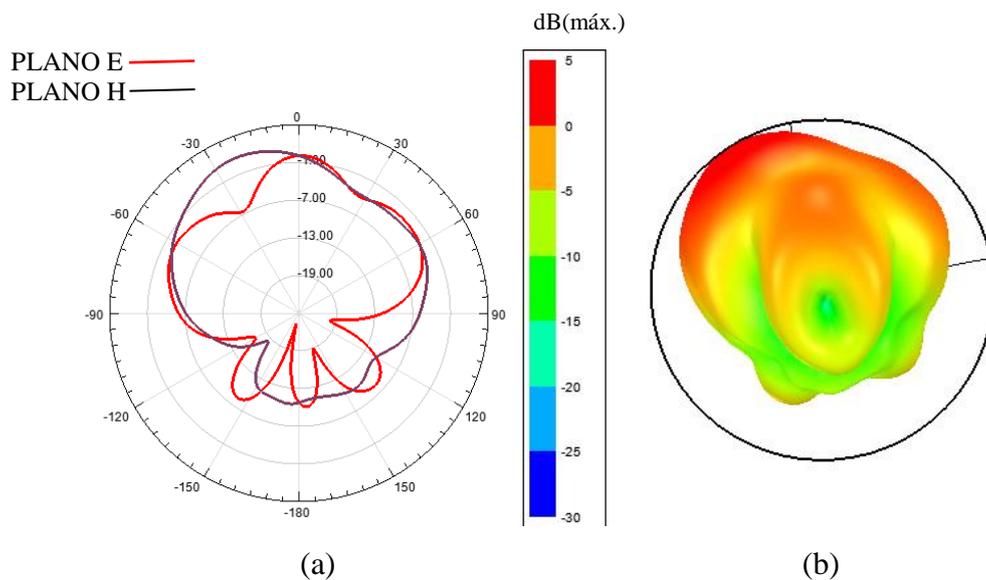
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

O comparativo feito na tabela 4 mostra que as larguras de bandas absolutas e percentuais na simulação e na medição da antena 2 superaram os resultados simulados da

antena 1 na faixa de 5,8 GHz apesar de um ganho menor pode comportar mais informações usando a antena 2 nesta faixa de frequência. É possível observar nas perdas de retorno das Figuras 58, 59 e 60 e na tabela 3, a possibilidade do uso da antena 2 em aplicações *WLAN* comportando a faixa de frequência de 5,2 GHz e 5,8 GHz com relação ao resultado simulado devido a largura de banda de 570 MHz (5240 MHz – 5180 MHz) e para o resultado medido na largura de banda de 155 MHz (5715 MHz – 5866 MHz) comportando a banda de 5,8 GHz.

Os diagramas de radiação 2D e 3D para a antena reconfigurada foram obtidas também com a simulação para a frequência de ressonância de 5,8 GHz apresentados nas Figuras 61.a e 61.b.

Figura 61: Diagrama de radiação 2D da antena 2 em 5,41 GHz (a) e Diagrama de radiação 3D da antena 2 em 5,41 GHz (b)

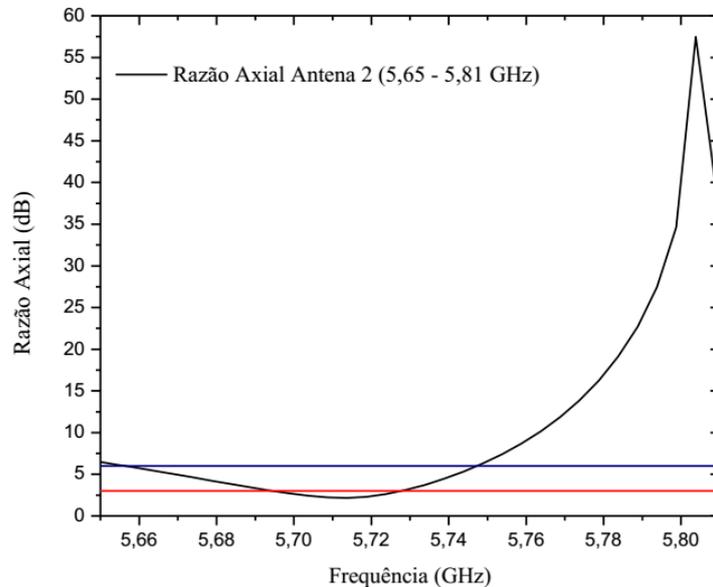


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Assim como na antena 1, a razão axial foi analisada na faixa de frequência de interesse a antena 2 para o estudo da polarização e o efeito do “*link*” e da fenda nesse parâmetro. A Figura 62 mostra a razão axial em função da frequência na faixa de 5,65 a 5,81 GHz para a antena 2.

Na Figura 61, a linha horizontal de cor vermelha apresenta o limite para a polarização circular de 0 a 3 dB. Já a linha horizontal de cor azul representa o limite referente a polarização elíptica entre 3 e 6 dB.

Figura 62: Razão Axial da antena 2 em na faixa de 5,65 a 5,81 GHz.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Observando a Figura 62 é possível observar que com relação ao razão axial denotada na Figura 57, a polarização na faixa de frequência de 5,8 GHz deixa de ser circular para ser linear com ganho de 35,99 dB. Desta forma é possível inferir que a presença do “toco” e da fenda no *patch* da antena e a conseqüente mudança no comprimento elétrico do irradiador pode provocar também mudanças na polarização da antena, promovendo uma reconfiguração em polarização.

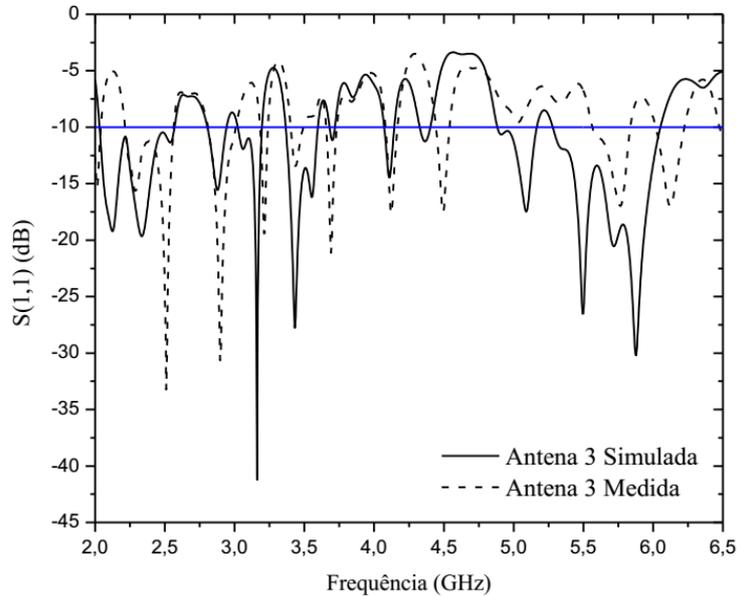
Outra modificação na antena foi a implantação de um plano de terra com retirada de material condutor em forma espiral dando origem a antena 3, como mostrado na Figura 51. Esta antena foi simulada com o *ANSYS HFSS 19.0®* e obtidas perda de retorno e diagramas de radiação 2D e 3D. Os parâmetros construtivos da antena espiral e da linha de microfita são mostrados na segunda linha da tabela 2 seguindo a antena 1.

Na simulação foram obtidas as perdas de retorno os diagramas de radiação 2D e 3D e a distribuição da densidade de corrente no *patch* para cada uma das frequências projetadas de 2,45 GHz e 5,8 GHz.

Os dados obtidos para esta antena foi comparada com a simulação da antena 1 bem como os dados medidos da mesma antena 3 e também da antena 1. O comparativo

das perdas de retorno das antenas simuladas e medido da antena 3 é mostrado na Figura 63.

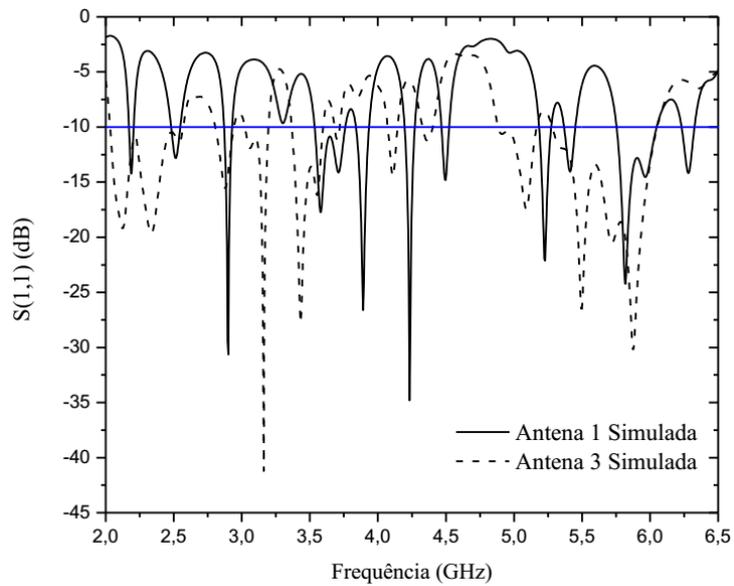
Figura 63: Comparativo das perdas de retorno simulada e medida para a antena 3



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

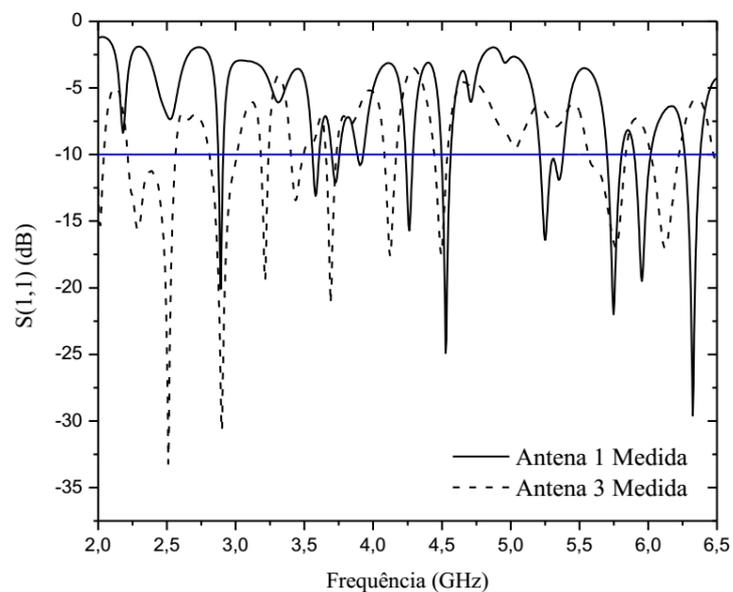
Observa-se que o comparativo entre a antena simulada e a antena medida é satisfatório nas frequências de ressonância. As frequências de ressonâncias simuladas na duas faixas frequências foram 2,335 GHz com ganho de -19,66 dB e em 5,8788 GHz com ganho de -30,20 dB. As frequências de ressonâncias medidas foram de 2,51 GHz com ganho de -33,22 dB e 5,7637 GHz com ganho de -16,976 dB. Outro comparativo realizado foi com relação às antenas 1 e 3 simulados e medidos como mostrados nas Figuras 64 e 65.

Figura 64: Comparativo das perdas de retorno simuladas entre as antenas 1 e 3.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Figura 65: Comparativo das perdas de retorno medidas entre as antenas 1 e 3.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Com a análise das Figuras 64 e 65 observa-se que tanto para os resultados simulados quanto para os resultados medidos ocorre aumento da largura de banda nos resultados referidos a Antena 3. A tabela 5 faz o comparativo entre estes resultados.

Tabela 5: Comparativos dos simulados e medidos da antena 1 e 3.

Frequência de Ressonância (GHz)	S(1,1) (dB)	BW (MHz)	BW (%)
2,52 (Antena 1 - Simulada)	-12,7812	60	2,38
2,33 (Antena 3 - Simulada)	-19,66	530,5	22,71
5,81 (Antena 1 - Simulado)	-24,2350	285,3	4,91
5,87 (Antena 3 - Simulada)	-30,2021	765,8	13,02
2,89 (Antena 1 - Medida)	- 20,1	30	1,03
2,51 (Antena 3 - Medida)	-33,2219	350	13,95
5,743 (Antena 1 - Medido)	- 21,4	95,9	1,655
5,7637 (Antena 3 - Medida)	-16,97	270	4,516

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Com o comparativo das larguras de banda pela classificação, seguindo a classificação em Holanda (2016) e Andrade (2013), a antena 3 com o plano vazado em espiral provocou a mudança da antena 1 classificada em banda estreita, com largura de banda percentual entre 2 a 5%, para uma antena classificada como antena de banda larga, com largura de banda percentual maiores que 5% na faixa de 2,51 GHz com largura de banda percentual de 13,95% e para a simulação em 2,33 GHz com 22,71%. Na simulação, a antena 3 obteve uma largura de banda percentual de 13,02% conferindo a banda larga, mas ainda estreita na faixa de 5,7637 GHz com 4,516%. Contudo, os valores das larguras de bandas foram maiores que as da antena 1 tanto em simulação quanto em medição.

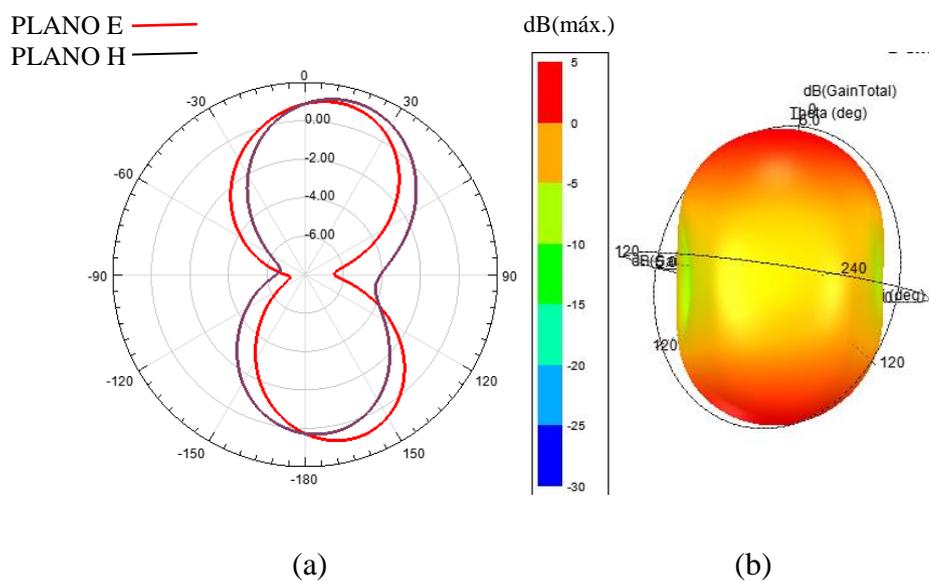
Analisando as perdas de retorno mostradas nas Figuras 63, 64 e 65 e a tabela 5 observa-se que a Antena 3 também pode ser utilizada em aplicações *WLAN* e *WiMAX*. Considerando os resultados para a Antena 3, os resultados simulados mostraram frequências na faixa de 2,33 GHz com 530,5 MHz (2035 MHz – 2565,5 MHz) comportando as faixas de *Wifi* (2400 – 2483,5 MHz) e parte da faixa *WiMAX* (2500 MHz – 2690 MHz) bem como na faixa de 5,87 GHz com largura de banda absoluta de

765,8 MHz (5283,2 MHz – 6049 MHz) comportando parte da faixa *WLAN* na banda de 5,2 GHz (5150 MHz – 5350 MHz) e toda a banda de 5,8 GHz (5725 MHz – 5825 MHz).

Observando os resultados medidos na faixa de 2,51 GHz com largura de banda absoluta de 350 MHz (2215 MHz – 2565 MHz) comporta toda a banda para comunicação *Wifi* e parte da banda referida a *WiMAX*, na faixa de frequência de 5,7637 GHz com largura de banda absoluta 265 MHz (5568 MHz – 5833 MHz) comportando toda a faixa *WLAN* na banda de 5,8 GHz.

Os diagramas de radiação para a antena espelhada apresentaram algumas mudanças com relação a antena padrão. Os padrões para a frequência de 2,33 GHz de são mostrados nas Figuras 66.a e 66.b.

Figura 66: Diagrama de radiação 2D da antena espiral espelhada em 2,33 (a) GHz e Diagrama de radiação 3D da antena espiral espelhada em 2,33 GHz (b).



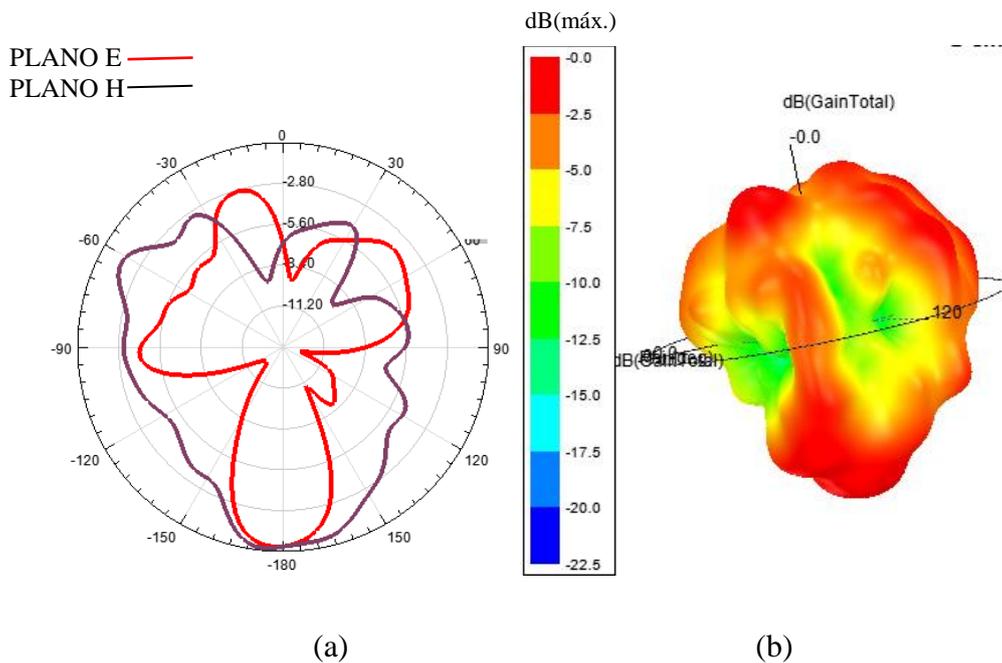
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Observa-se que as Figuras 66.a e 66.b o padrão de radiação apresenta radiação na direção longitudinal do eixo de coordenadas, ou seja, comparando-se com as Figuras 54.a e 54.b a radiação eletromagnética, além de se propagar no sentido $+z$ a antena espelhada também emite energia na no sentido $-z$. Isso se deve pela retirada de material

do plano de terra que permitiu a propagação da radiação eletromagnética na parcela inferior da antena.

Os padrões de radiação para a faixa de frequência de 5,87 GHz são mostrados nas Figuras 67.a e 67.b.

Figura 67: Diagrama de radiação 2D da antena espiral espelhada em 5,87 GHz (a) e Diagrama de radiação 2D da antena espiral espelhada em 5,6396 GHz (b).



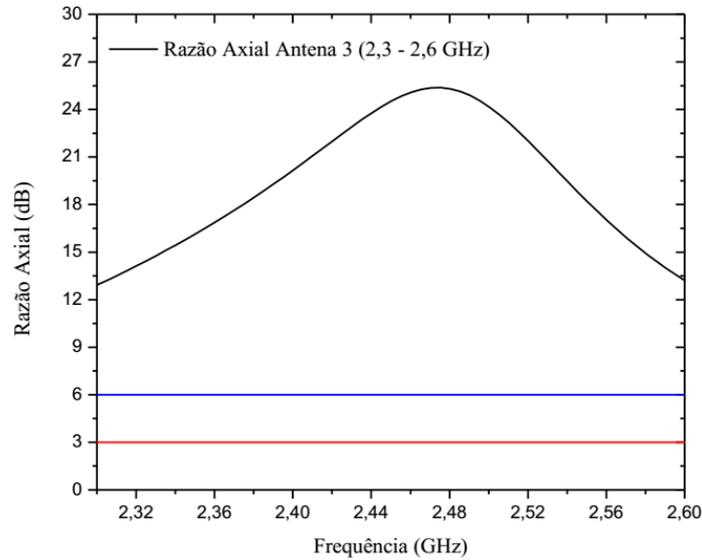
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA.

Analisando as Figuras 67.a e 67.b mostram quem o padrão de radiação da antena espelhada, com relação à antena padrão com as Figuras 55.a e 55.b, a direção de foi modificada predominando no sentido $-z$ ao invés do sentido $+z$ como mostrado para as frequências de ressonância da antena 1. Apresentando também pela forma do diagrama de radiação diretividade maior que a antena 1 comparada.

Como para as antenas 1 e 2 foi feita a análise da razão axial da antena 3 para o estudo da polarização da antena. As curvas das razões axiais, assim como pra antena 1, foram delimitadas nas duas faixas de frequências estudadas de 2,45 e 5,8 GHz. A Figura 68 denota a razão axial da antena 3 no intervalo de frequência entre 2,3 a 2,6 GHz de modo a se obter a polarização na frequência de ressonância e a Figura 69 mostra a relação da razão axial com relação a frequência no intervalo de 5,7 a 5,88 GHz.

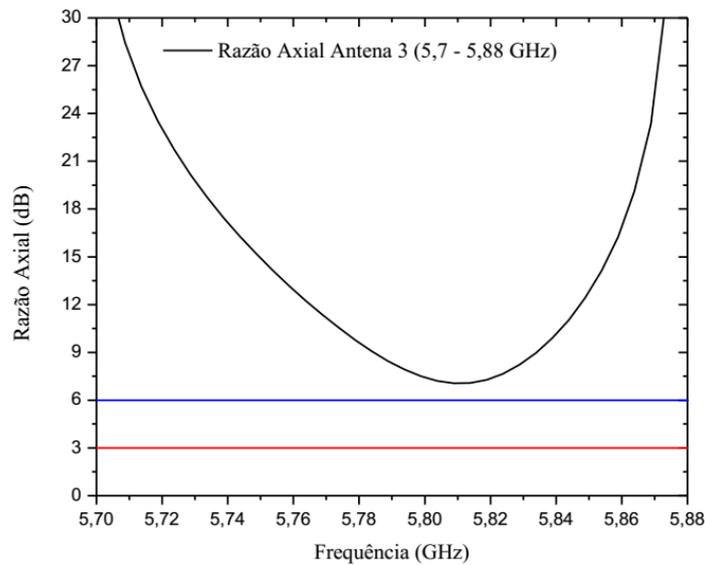
Nas Figura 68 e 69, a linha horizontal de cor vermelha apresenta o limite para a polarização circular de 0 a 3 dB. Já a linha horizontal de cor azul representa o limite referente a polarização elíptica entre 3 e 6 dB.

Figura 68: Razão Axial da antena 3 na faixa de 2,3 a 2,6 GHz.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Figura 69: Razão Axial da antena 3 na faixa de 5,7 a 5,88 GHz.



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Constata-se que tanto na razão axial para a antena 3, com a Figura 52, quanto na curva de razão axial da antena 1, com a Figura 56, a polarização permanece linear com

ganhos acima dos limites da polarização circular e elíptica não ocorrendo mudança no tipo de polarização com a mudança do plano de terra da antena 3

Com o resultado da Figura 69 observa-se que nesta faixa de frequência a polarização da antena 3 se mostrou como polarização linear. Comparando-se com a Figura 57 da razão axial da antena 1, ocorreu a mudança de polarização de circular para linear provocado pelo vazamento no plano de terra.

CAPÍTULO 5: CONCLUSÕES

Com o estudo é possível observar que as antenas espirais podem ser alternativas para uma melhor operação das antenas de microfita. Esta topologia aliada a espiral de Arquimedes pode proporcionar a operação de antenas em multibandas, ou seja, em varias faixas de frequências, bem como polarizações distintas. Esta característica dinamiza o funcionamento da antena possibilitando a utilização da mesma em vários serviços.

A Antena padrão 1 projetada para operar em duas faixas de frequências distintas apresentou resultados favoráveis a esta característica, principalmente, com relação a simulação. A Antena 1 simulada apresentou duas frequências de ressonâncias em torno de 2,52 GHz e 5,81 GHz frequência utilizadas em sistema de comunicação sem fio podendo ser uma alternativa na operação em sistemas *WiMAX* (2500 MHz – 2690 MHz) e *WLAN* (5725 MHz – 5825 MHz), mas com larguras de bandas estreitas menores que 5%.. Além disso, polarizações distintas nas duas faixas de frequência, linear para 2,52 GHz e elíptica 5,81 GHz. Os dados da perda medida de retorno apresentou uma das frequência de ressonâncias desejadas permitindo ainda o possível implantação em sistemas *WLAN*. O resultados da Antena 1 se apresentaram como esperado para o estudo.

A reconfigurabilidade é outra característica interessante o funcionamento das antenas de microfita. A seleção programada da operação da antena em determinadas faixas de frequências possibilita uma flexibilidade na operação escolhendo a frequência de ressonância ou a polarização desejada para determinadas aplicações usando praticamente a mesma antena. Esta flexibilidade aliada a característica multibanda das antenas espirais pode elevar as possibilidades de aplicações desejadas mantendo a mesma antena.

A Antena 2 foi projetada com a finalidade de apresentar a reconfigurabilidade em frequência e em polarização. A implantação de uma fenda e um *link* representando uma chave eletrônica (Diodo PIN, RF-MEMS e Diodo Varactor) para mudança no comprimento elétrico da antena e promover a reconfigurabilidade. Com este método utilizado a frequência de 2,52 GHz com relação a Antena 1 ocorreu o deslocamento de frequência nesta faixa, porém, a frequência em torno de 5,8 GHz se manteve tanto em

simulação quanto na medição da antena com relação a Antena 1. A mudança no comprimento elétrico da antena também possibilitou a mudança da frequência em torno de 5,8 GHz mudando da polarização elíptica para a polarização linear mostrando a possibilidade de reconfiguração em frequência. Os resultados da antena 2 estão em consonância com a proposta de reconfigurabilidade presente na metodologia do trabalho.

Além da característica multibanda e a possibilidade de ajuste nas frequências de ressonâncias e da polarização o estudo das antenas espirais permite também a melhorias no parâmetro da largura de banda. O uso de uma espiral vazada no plano de terra possibilitou o aumento da largura de banda dentro das faixas de frequências desejadas no projeto. Desta forma, esta mudança possibilita a determinados sistemas uma maior capacidade no armazenamento de informações com maior velocidade de transferência destas informações.

A Antena 3 com a modificação do vazamento do plano de terra na forma espiral possibilitou o aumento da largura de banda com relação a Antena 1. Para a Antena 3 larguras de bandas referentes as faixas de frequências de ressonâncias projetadas em torno de 2,45 e 5,8 GHz aumentaram chegando ao patamar de antenas de banda larga com largura de banda percentual superior a 5% tanto de acordo com os resultados simulados e medidos. Este aumento possibilitou uma nova aplicação com relação a Antena 1 com a banda de *Wifi* (2400 MHz – 2483,5 MHz). Dessa forma, essa antena se mostra uma alternativa para antenas de banda larga e também de acordo com a proposta do trabalho.

Algumas sugestões podem ser ainda elencadas para trabalhos futuros é a reconfiguração da antena para a faixa de 2,45 GHz, visto que, o presente trabalho mostrou somente a reconfiguração para 5,8 GHz e a implantação das antenas espirais com largura de banda na classificação de antenas de ultra banda larga e mudança na polarização da antena de linear para circular.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ANDERSON, R. W. **S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design**. Hewlett-Packard Journal. p. 13-24, 1967.

ANDRADE, Humberto Dionísio de. **Desenvolvimento de um Ressonador Retangular de Fenda com Múltiplas Camadas de Substrato e com Utilização de Material PBG para Sistemas de Comunicação Sem Fio**. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação, Natal, Setembro de 2013.

Ansoft. *ANSYS HFSS 19.0*. online: www.ansoft.com.

ASAD, M., GILANI, J., KHALID, A. e IQBAL, M.S. **Optimizing Q Factor of Square Spiral Antenna**. *Second Pacific-Asia Conference on Circuits, Communications and System (PACCS)*, 2010.

BALANIS. C.A. **Antenna Theory: Analysis and Design Third edition**. New Jersey: Jonh Wiley & Sons, 2005.

BARTHIA, Prakash, GARG, Ramesh, BAHL, Inder, ITTIPIBOON, Apisak. **Handbook Antenna Design Handbook**. Artech House, Norwood, 2001.

BATISTA, Fabrício Ferreira e JR., Paulo Fernandes Silva. “**Técnicas de casamento de impedâncias por linha de Microfita em Antenas Patch Circular para Tecnologia ISM em 2,4 GHz**” 12º CBMag - Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo 17º SBMO - Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica LAWOFS 2016 - *Latin American Workshop on Optical Fiber Sensors, At Porto Alegre, Rio Grande do Sul – Brazil*.

BERNHARD, J. T. “**Compact Single-Arm Square Microstrip Antenna with Tuning Arms**” IEEE, 2001.

BEIJI, P., Nourinia, J. “**A novel Printed Antenna With Square Spiral Structure for Wi-Max and WLAN Applications**”. ACES JOURNAL, Volume 30, nº 12, December, 2015.

BOYLESTAD, ROBERT L. **Introdução à Análise de Circuitos: 10ª edição**. tradução José Lucimar do Nascimento; revisão técnica Antônio Pertence Júnior – São Paulo: Prentice Hall, 2004

CHRISTODOULOS, Christos G., TAWK, Youssef., LANE, Steven A., ERWIN, Scott R. **ReconFigurable Antennas for Wireless and Space Applications**. Proceedings of IEEE, Volume 100, nº 7, July, 2012.

COSTA, Iradilson Ferreira da., **Antenas e Superfícies Seletivas Frequência Reconfiguráveis de Comunicação Sem Fio**. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação, Natal, Agosto de 2009.

GIRISH KUMAR, K.P. RAY. **Broadband Microstrip Antennas**. Boston/London: Artech House, 2003.

HAJJ, Walid El., PERSON, Christian., WIART, Joe. **A miniaturized Rectangular-Spiral Bi-Band Coplanar Antenna for Off-Body Communications**. 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP).

HALLYDAY, David. RESNICK, Robert. **Fundamentos de Física, volume 3: Eletromagnetismo**, Jearl Walker: tradução e revisão técnica: Ronaldo Sergio Biasi, Riode Janeiro: LTC, 2009.

HARON, M.A., HADI, N.H. Abdul., ISMAIL, K. *and* SULAIMAN, S. **Design of a Retangular Spiral Antenna for Wi-Fi Application**. ICACT 2011, February, 2011.

HOLANDA, Samanta Mesquita de. **Estudo e Desenvolvimento de Antenas de Microfita Utilizando Tecido de Malha a Base de Fibras Têxteis Compostas**. Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2016.

HUANG, Yi, BOYLE, Kevin. **Antennas from Theory to Praticce**. United Kingdom: Jonh Wiley & Sons, 2008.

HUFF, G. H., FENG, J., ZHANG, S. **A Novel Radiation Pattern and Frequency RconFigurable Single Turn Square Spiral Microstrip Antenna**. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 13, nº2, February, 2003.

LO, Y. T., LEE, S. W. **The Antenna Handbook – Vol. 2 – Antennas Theory**. Van Nostrand Reinhold, 1993.

LUO, QI., GAO, Steven., SOBHY, Mohammed., LI, Jianzhou., WEI, Gao., Xu, Jiadong. **A Broadband Printed Monofilar Square Spiral Antenna**. IEEE Antennas & Propagation Magazine, April 2017.

KRAUS, John D. **Antenas**. McGraw – Hill Book Company. 1950.

MILLIGAN, Thomas A. **Modern Antenna Design**. Second Edition. IEEE Press e Wiley-Interscience, 2005.

PAN, Helen., BERNARD, Jennifer T., NAIR, Vijay K. **ReconFIGurable Single-Armed Square Spiral Microstrip Antenna Design**. IEEE, 2006.

POZAR, David M. **Microwave Engineering**. 4 ed. United States of America: Jonh Wiley & Sons, 2012.

PRASAD, Chandra Prafulla., CHATTORAJ, Neela. “**Design and development of ReconFIGurable Microstrip Patch Antenna Using MEMS Switch for Ku-Band Application**” Progress in Eletromagnetics Research Symposium Proceedings, Stolckholm, Sweden, August, 2013.

OLIVEIRA, Elder Eldervitch Carneiro de. **Antenas de Microfita com Patch Quase-Fractal para Aplicações em Redes WPAN/WLAN**. . Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação, Natal, Dezembro de 2008.

RODRIGUES, Eduardo Jorge Brito. **Antenas Planares Eletronicamente Reconfiguráveis em Frequência para Sistemas de Rádios Cognitivos**. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Centro de Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e da Computação, Natal, Junho de 2016.

ROUISSI, I., FLOC’H, J. M., RMILI, H. TRABELSI, H. **Design of a ReconFIGurable Patch Antenna Using Capacitive Loading and Varactor Diode**. ResearchGate, November, 2014.

SILVA, Isaac Barros Tavares. **Projeto e Análise de Antena de Microfita com Utilização de Metamaterial do tipo CSRR**. Universidade Feredal Rural do Semi-Árido, Mossoró, Programa de Pós-Graduação e Sistemas de Comunicação e Automação, 2014.

SILVA, Michel Bernardo Fernandes da. **Modelagem de Chaves MEMS para Aplicações em RF**. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. São Paulo, 2007.

SINGH, Manoj., BASU, Anajan., and KOUL, S.K. “**Circular Patch Antenna with Quarter Wave Transformer Feed for Wireless Communication**” *IEEE*, 2006.

SOARES, André Miguel do Santos. **Reconfigurable Antenna for Mobile Terminal**. Instituto Superior de Lisboa - ISEL. Departamento de Engenharia de Eletrónica e Telecomunicações e de Computadores. Dezembro, 2015.

SOARES, M. D. **Tutoriais Banda Larga: WLAN X Sistemas Móveis Celulares**. (2004). Disponível em: < http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwlanx/pagina_3.asp >. Acesso. Set. de. 2017.

SOUNDARYA, K., SARAVANAN, S. SHIRIVIDHYA, R. “**Design of Multi-Band Reconfigurable Square Spiral Antenna for WLAN & GPS Applications.**” *International Journal Advanced Computational Engineering and Networking*, ISSN: 2320-2016, Volume 4, Issue-5, May, 2016.

SOUZA, D. **Uso do Pentóxido de Nióbio para Aplicação como Substrato de Antenas d Microfita**. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Programa de Pós Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação. Mossoró, 2015.

V., SREE LAKSHMI., M., SUMI. **Compact Spiral Antennas for Multiband and Wideband Operations**. *International Conference on Next Generation Intelligent Systems (ICNGIS)*, 2016.

VINAYAGAMOORTHY, Kalyany. **Design and Implementation of Wideband Baluns for Archimedean Spiral Antennas**. Science and Engineering Faculty, Queensland University of Technology, dissertação de mestrado, Brisbane - Austrália, Agosto, 2011.

WENTWORTH, Stuart M. **Eletromagnetismo Aplicado**. Bookman, 2009.

YANG, F., RAHMAT-SAMII, Y. **Patch antenna with switchable slot (PASS): dual frequency operation**. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 31, pp. 165-168, November, 2001.