



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO KLEBER LIMA DE ARAÚJO

**ESTUDO PARAMÉTRICO DA INSERÇÃO DE ESTRUTURA DO TIPO *DGS* COM
GEOMETRIA BASEADA EM METAMATERIAL DO TIPO *SETR* (*SPLIT
EQUILATERAL TRIANGLE RESONATOR*) APLICADA EM ANTENAS DE
MICROFITA**

MOSSORÓ – RN

2020

JOÃO KLEBER LIMA DE ARAÚJO

**ESTUDO PARAMÉTRICO DA INSERÇÃO DE ESTRUTURA DO TIPO *DGS* COM
GEOMETRIA BASEADA EM METAMATERIAL DO TIPO *SETR (SPLIT
EQUILATERAL TRIANGLE RESONATOR)* APLICADA EM ANTENAS DE
MICROFITA**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA

Co-orientador: Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto - IFRN

MOSSORÓ – RN

2020

© 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 nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 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.

A658e Araújo, João Kleber Lima de.

Estudo Paramétrico da Inserção de Estrutura do Tipo DGS com Geometria Baseada em Metamaterial do Tipo SETR (Split Equilateral Triangle Resonator) Aplicada em Antenas de Microfita / João Kleber Lima de Araújo. - 2020.
96 f. : il.

Orientador: Humberto Dionísio de Andrade.

Coorientador: Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2020.

1. Antena de microfita. 2. Metamateriais. 3. DGS. 4. SETR. I. Andrade, Humberto Dionísio de, orient. II. Neto, Marinaldo Pinheiro de Sousa, 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.

*Ao meu pai, meu campeão, Antônio de
Araújo (in memoriam).*

JOÃO KLEBER LIMA DE ARAÚJO

ESTUDO PARAMÉTRICO DA INSERÇÃO DE ESTRUTURA DO TIPO *DGS* COM GEOMETRIA BASEADA EM METAMATERIAL DO TIPO *SETR (SPLIT EQUILATERAL TRIANGLE RESONATOR)* APLICADA EM ANTENAS DE MICROFITA

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

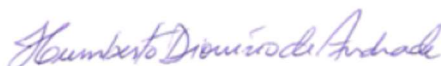
Linha de Pesquisa: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Dr. Humberto Dionísio de Andrade – UFERSA

Co-orientador: Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto – IFRN

Defendida em: 31/03/2020

BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade - Presidente e Orientador (UFERSA - Videoconferência)



Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto – Coorientador (IFRN - Videoconferência)



Prof. Dr. José Lucas da Silva Paiva – Membro interno (UFERSA - Videoconferência)



Prof. Dr. Wellington Candeia de Araújo – Membro externo (UEPB - Videoconferência)

MOSSORÓ – RN

2020

AGRADECIMENTOS

A Deus, por me dar saúde e o dom da vida, por estar comigo a todo instante e permitir conquistas e vitórias diante dos desafios.

À minha mãe Zenaide Gois Lima de Araújo e à minha irmã Anne Gizelly, amor incondicional e motivação para todas as coisas da minha vida.

Ao meu orientador Prof^o Dr. Humberto Dionísio de Andrade, ao meu co-orientador Prof^o Dr. Marinaldo Pinheiro de Sousa Neto, por ter confiança em mim, pela motivação, orientação e amizade, indispensáveis para a realização deste trabalho.

Ao meu ex Gerente e amigo Júlio Cesar de Moura Varanda, por permitir e apoiar a realização das atividades curriculares e meu crescimento profissional.

Aos professores do PPgEE da UFERSA e colegas de classe, pelos ensinamentos, bom ambiente de aprendizado e troca de conhecimentos, pelas ajudas que recebi, em destaque para os colegas Matheus e Pablo.

Por fim, a todos que se fizeram presentes e que deixo aqui o agradecimento pela grande importância para construção e realização desta etapa da minha vida.

“Mais cedo ou mais tarde, a teoria sempre acaba assassinada pela experiência”.

(Albert Einstein)

RESUMO

Os sistemas de comunicação sem fio (*Wireless*) vêm se desenvolvendo constantemente devido a demanda de velocidades de transmissão de dados mais elevadas, serviços em diversas frequências e aplicações. Assim, são necessárias implementações a partir de estudos paramétricos, de novos métodos e dispositivos capazes de atender o aumento da versatilidade, confiabilidade e escalabilidade desta tecnologia. Nesta perspectiva, este trabalho apresenta um estudo paramétrico de perda de retorno, frequência de ressonância e largura de banda, diagrama de radiação, densidade de fluxo de corrente, carta de Smith e *VSWR* (*Voltage Standing Wave Ratio*), em antenas de microfita com alterações no plano de terra, formando estruturas *DGS* (*Defected Ground Structures*), a partir da inserção de elementos *SETR* (*Split Equilateral Triangle Resonator*) modeladas no *software HFSS*® para simulações e fabricadas para medições no *VNA* (*Vector Network Analyzer*) modelo Rohde & Schwarz® ZND. Com isto, foram feitas comparações entre os resultados simulados e medidos, para análises e comprovação dos métodos e materiais, utilizados e fabricados. Os resultados apontaram que as antenas obtiveram vários modos ressonantes, nas faixas comumente utilizadas em telecomunicações para comunicações móveis e tecnologia 5G, entre 2,2GHz – 2,35GHz e 3,5GHz – 4,1GHz.

Palavras-chave: Antenas de microfita, metamateriais, *DGS*, *SETR*.

ABSTRACT

Wireless communication systems (Wireless) have been constantly developing due to the demand for higher data transmission speeds, services at different frequencies and applications. Thus, implementations are necessary based on parametric studies, new methods and devices capable of meeting the increased versatility, reliability and scalability of this technology. In this perspective, this work presents a parametric study of return loss, resonant frequency and bandwidth, radiation diagram, current flow density, Smith chart and VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) in microstrip antennas with changes in the ground plane, forming DGS (Defected Ground Structures), from the insertion of SETR (Split Equilateral Triangle Resonator) metamaterial elements and simulated in the software HFSS® for theoretical measurements, manufactured and simulated in VNA (Vector Network Analyzer) for practical measurements. With this, comparisons were made between the simulated and measured results, for analysis and verification of the methods and materials, used and manufactured. The results showed that the antennas obtained several resonant modes, in the bands commonly used in telecommunications, between 2.2 GHz and 2.35 GHz and 3.5 GHz and 4.1 GHz.

Keywords: Microstrip antennas, metamaterials, DGS, SETR.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	Objetivo geral	13
1.2	Objetivos específicos	14
2	REVISÃO DA LITERATURA	15
2.1	Definição e conceitos básicos de antenas	15
2.2	Antena de Microfita	16
2.2.1	Estrutura das Antenas de Microfita	17
2.3	Métodos de Alimentação	18
2.3.1	Alimentação por Linha de Microfita	19
2.3.2	Alimentação por Cabo Coaxial	19
2.3.3	Acoplamento por Abertura	20
2.3.4	Acoplamento por Proximidade	20
2.4	Métodos de Análise	21
2.4.1	Métodos Aproximados	21
2.4.1.1	Método da Linha de Transmissão	22
2.4.1.2	Método da Cavidade	23
3	PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS	27
3.1	Diagrama de Radiação	27
3.2	Diretividade	29
3.3	Ganho	29
3.4	Perda de Retorno	30
3.5	Largura de Banda	31
3.7	Relação Frente/Costa	32
3.8	Polarização e Razão Axial	33
3.9	Carta de Smith	36
4	ESTRUTURAS METAMATERIAIS	40
	ESTADO DA ARTE	40
4.1	Abordagens conceituais	42
4.1.1	Características dos metamateriais	42
4.1.2	Propagação de ondas eletromagnéticas em um meio material	46
4.2	Tipos de metamateriais (geometria) e suas características	49
4.2.1	Dielétricos artificiais	49
4.2.2	Materiais Magnéticos Artificiais – SRR	49
4.2.3	Metamateriais ressonantes	50
4.2.4	Metamaterial com aplicação óptica	51
4.2.5	Metamateriais quirais	52

4.3	Aplicações de estrutura metamaterial.....	53
4.4	Estrutura metamaterial do tipo <i>SETR</i>	53
5	DGS (DEFECTED GROUND STRUCTURE)	55
	ESTADO DA ARTE.....	55
5.1	Conceitos básicos.....	55
5.2	Tipologias.....	56
5.3	Uso e aplicações em micro-ondas.....	59
5.3.1	Redução de tamanho em antenas de microfita tipo <i>patch</i>	59
5.3.2	Redução de harmônicos.....	59
5.3.3	Redução polarização transversal.....	59
5.3.4	Polarização circular.....	60
6	MATERIAIS E MÉTODOS	61
6.1	Projeto da antena de referência.....	61
6.2	<i>Split Equilateral Ring Resonator (SETR)</i>	63
7	RESULTADOS E DISCUSSÕES	71
7.1	Perda de retorno (S_{11}).....	71
7.2	Carta de Smith.....	74
7.3	Diagrama de radiação.....	80
7.4	<i>VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)</i>	84
8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	87
9	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	88
	REFERÊNCIAS	89

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Exemplos de antenas.....	15
Figura 2 – Espectro eletromagnético.....	15
Figura 3 – Antena de microfita convencional.	17
Figura 4 – Formas comuns de patches.	17
Figura 5 – Alimentação via linha de microfita.....	19
Figura 6 – Alimentação via conector coaxial.....	19
Figura 7 – Alimentação via acoplamento por abertura.	20
Figura 8 – Alimentação via acoplamento por proximidade.	20
Figura 9 – Modelo da linha de transmissão: (a) efeito franja com um incremento Δl ; (b) distribuição do campo elétrico ao longo da antena.	22
Figura 10 – Fluxo de elétrons e densidade de corrente.....	24
Figura 11 – Padrão de radiação de uma antena.....	27
Figura 12 - Diagrama de radiação (a) linear, (b) polar.....	28
Figura 13 - Diagrama de perda de retorno.	31
Figura 14 – Lóbulos frente e costa.....	32
Figura 15 – Polarização circular de uma antena.....	33
Figura 16 – Gráfico geral da razão axial.	34
Figura 17 – Sistema de coordenadas para obtenção do diagrama de radiação.....	36
Figura 18 - Gráfico da carta de Smith.....	37
Figura 19 – Arranjo de fios metálicos utilizados para obter permissividade negativa no trabalho de Rotman.	40
Figura 20 - Modelo de um SRR apresentado por Pendry em 1999.....	41
Figura 21 - Foto do metamaterial LHM realizado por Smith et al.....	41
Figura 22 – (a) classificação dos metamateriais no domínio $\mu \times \epsilon$ (b) formas de refração.....	43
Figura 23 - (a) Refração de um raio de luz ao passar pela interface entre dois meios com índices de refração positivos, (b) refração de um raio de luz que passa de um índice de refração positivo para outro com índice de refração negativo.	45
Figura 24 - Ilustração das direções do campo elétrico, do campo magnético, do vetor de Poyting e do vetor de onda (a) RHM e (b) LHM.....	45
Figura 25 - Geometrias de anéis de ressonância.....	50
Figura 26 - Metamaterial ressonante com inclusão de fios finos.....	51
Figura 27 - Um metamaterial envia raios de luz em cascata em torno de uma bola, tornando-a invisível.....	51
Figura 28 - A molécula 1 é a imagem especular da molécula 2.....	52
Figura 29 - Plano de visão do módulo triangular equilátero ressonante.....	54

Figura 30 - Linha de microfita com estrutura DGS em forma de alteres retangular. (a) Visão geral (b) Elementos Constituintes.	56
Figura 31 - Circuito equivalente LC da estrutura DGS.	57
Figura 32 - Circuito equivalente RLC da estrutura DGS.	57
Figura 33 - Circuito equivalente pi da estrutura DGS.	58
Figura 34 - Diferentes formatos de defeitos que podem ser gravados no plano de terra de uma antena de microfita.	58
Figura 35 - Fluxograma do processo metodológico utilizado.	61
Figura 36 - Projeto básico de uma antena de microfita com técnica de casamento de impedância inset feed.	62
Figura 37 - Dimensões da antena de referência	63
Figura 38 - Dimensões do elemento SETR sem slots.	64
Figura 39 - Dimensões do elemento SETR com slots.	65
Figura 40 – Antena padrão do tipo patch com técnica de casamento de impedância inset feed.	65
Figura 41 – Projeto da antena SETR4 – 9mm.	66
Figura 42 – Projeto da antena SETR4 – 18mm.	66
Figura 43 – Projeto da antena SETR9 – 9mm.	67
Figura 44 – Projeto da antena SETR9 – 18mm.	67
Figura 45 - Antenas imersas em solução ácida de percloroato de ferro	68
Figura 46 – Fresa CNC modelo PCB 2020.	68
Figura 47 – Protótipo da antena SETR9 – 18mm (a) patch, (b) plano de terra.	69
Figura 48 – Protótipo da antena SETR – 18mm. (a) patch, (b) plano de terra.	69
Figura 49 - VNA Rhode & Schwarz® ZND.	70
Figura 50 - Perda de retorno (S_{11}) vs Frequência, simulado para as 05 antenas.	71
Figura 51 - Comparação entre simulação e medição da antena SETR9 - 9mm	73
Figura 52 - Comparação entre simulação e medição da antena SETR9 - 18mm	74
Figura 53 – (a) Design SETR4 – 9mm (b) Carta de Smith para a antena SETR4 - 9mm – primeiro modo ressonante	75
Figura 54 - (a) Design SETR4 – 9mm (b) Carta de Smith para a antena SETR4 - 9mm - segundo modo ressonante.	75
Figura 55 - (a) Design SETR4 – 18mm (b) Carta de Smith para a antena SETR4 - 18mm - primeiro modo ressonante	76
Figura 56 - (a) Design SETR4 – 18mm (b) Carta de Smith para a antena SETR4 - 18mm - segundo modo ressonante.	76
Figura 57 - (a) Design SETR9 – 9mm (b) Carta de Smith para a antena SETR9 - 9mm - primeiro modo ressonante	77

Figura 58 - (a) Design SETR9 – 9mm (b) Carta de Smith para a antena SETR9 - 9mm - segundo modo ressonante.....	77
Figura 59 - (a) Design SETR9 – 18mm (b) Carta de Smith para a antena SETR9 - 18mm - primeiro modo ressonante.....	78
Figura 60 - (a) Design SETR9 – 18mm (b) Carta de Smith para a antena SETR9 - 18mm - segundo modo ressonante.....	79
Figura 61 - VNA com resultado para carta de Smith.....	79
Figura 62 - VNA com resultado para carta de Smith - Ampliado.....	80
Figura 63 – Diagrama de radiação 2D para antena com 9 elementos SETR dispostos no plano de terra.	81
Figura 64 – Diagrama de radiação 3D para antena com 9 elementos SETR dispostos no plano de terra.	81
Figura 65 – Diagrama de radiação 2D para antena com 9 elementos SETR, dispostos na projeção do patch, no primeiro modo ressonante.....	82
Figura 66 – Diagrama de radiação 3D para antena com 9 elementos SETR no plano de terra, dispostos na projeção do patch, no primeiro modo ressonante.....	83
Figura 67 – Diagrama de radiação 2D para antena com 9 elementos SETR no plano de terra, dispostos na projeção do patch, no segundo modo ressonante.....	83
Figura 68 – Diagrama de radiação 3D para antena com 9 elementos SETR no plano de terra, dispostos na projeção do patch, no segundo modo ressonante.....	84
Figura 69 - VSWR para antena com 9 elementos SETR no plano de terra, dispostos na projeção do patch.....	84
Figura 70 - VSWR para antena com 9 elementos SETR, dispostos no plano de terra.....	85
Figura 71 - Densidade de fluxo de corrente para antena com 9 elementos SETR dispostos na projeção do patch.....	86
Figura 72 - Densidade de fluxo de corrente para antena com 9 elementos SETR, dispostos no plano de terra.....	86

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela comparativa entre as diversas técnicas de alimentação	21
Tabela 2 – Comparação entre as diversas polarizações das antenas	36
Tabela 3 – Resultados simulados para a primeira faixa ressonante	72

NOMENCLATURA

Siglas

dB – Decibéis

DGS – Defected Ground Structure

DNA – Ácido Desoxirribonucleico

FNBW – First Null Beam Width

GSM – Global System for Mobile Communications

HPBW – Half Power Beam Width

LHM – Left Handed Materials

PBG – Photonic Band Gap

R.A. – Razão Axial

RFC – Relação Frente-Costa

RFID – Radio Frequency Identification

RHM – Right Handed Materials

SETR – Split Equilateral Triangle Resonator

SRR – Split Ring Resonator

UWB – Ultra Wide Band

VSWR – Voltage Standing Wave Ratio

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

Símbolos e letras gregas

W – Largura do *patch*

L – Comprimento do *patch*

ΔL – Variação de comprimento da antena

f_r – Frequência de ressonância

ϵ_{ref} – Constante dielétrica efetiva

v_0 – Velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre

ϵ_r – Constante dielétrica

ϵ_0 – Permissividade elétrica do vácuo

h – Espessura do substrato

φ – ângulo de elevação

θ – Ângulo de Azimute

D_0 – Diretividade

U_{max} – Intensidade máxima de radiação

U_0 – Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica

P_{rad} – Potência total radiada

B_r – Largura de banda

f_{up} – Componente de frequência superior do sinal

f_{low} – Componente de frequência inferior do sinal

n – Índice de refração

c – Velocidade da luz

1 INTRODUÇÃO

Em meio ao crescente avanço das comunicações sem fio, e a gama de aplicações e diferentes tecnologias, como *GSM (Global System for Mobile Communications)*, *RFID (Radio Frequency Identification)*, *bluetooth*, *Wi-fi* e *WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access)* por exemplo, as pesquisas na busca por novos dispositivos, compactos e de baixo custo, foram impulsionadas.

Antenas com tamanhos reduzidos são de fundamental importância para aplicações em sistemas de comunicação portátil. E a partir desse contexto, as antenas de microfita ganharam bastante relevância devido suas características e facilidade de fabricação, baixo custo, pequenas dimensões e capacidade de adaptação em superfícies planas ou curvas (BALANIS, 2005).

Entretanto, estes tipos de antenas apresentam limitações e desvantagens tais como: excitação de onda de superfície e largura de banda estreita. Estes efeitos podem ser minimizados com a utilização de novos substratos, como o metamaterial, e pela alteração no plano de terra, causando aumento na largura de banda, miniaturização e multifrequências (BALANIS, 2005).

Com a crescente utilização de sistemas multibanda, visando à integração de diversos sistemas de comunicação em único dispositivo, algumas configurações são utilizadas para obtenção de dispositivos com estas características, tais como ressoadores e estruturas *DGS* (BALANIS, 2009).

Nesta configuração (*DGS*), o plano de terra é intencionalmente modificado para melhorar o desempenho das antenas, devido alterações na distribuição de corrente e características na linha de transmissão, gerando capacitâncias e indutâncias equivalentes, aumentando largura de banda e introduzindo bandas de rejeição, utilizadas para planejar filtros específicos, suprimir ondas de superfícies não desejadas e controlar harmônicas em antenas de microfita (WENG, 2008).

Assim, este trabalho dedica-se inicialmente no estudo teórico de antenas de microfita, parâmetros fundamentais, estruturas *DGS*, estudo de metamateriais e elementos do tipo *SETR*. Serão abordados parâmetros como perda de retorno, diagrama de radiação com ganhos 2D e 3D, densidade de fluxo de corrente, carta de Smith e *VSWR*.

Na parte experimental, serão realizadas comparações entre os resultados simulados e medidos, detalhando individualmente cada parâmetro, descrevendo as diferenças entre os protótipos confeccionados, e os efeitos que cada projeto provoca em cada um dos parâmetros. Pretende-se assim utilizar como base o projeto de uma antena de microfita com técnica de casamento de impedância *inset feed*, operando na faixa de 2,45GHz para efetuar alterações na sua

estrutura física, modificando o plano de terra através de “defeitos” com geometria do tipo *SETR*, estudando o comportamento da radiação e suas aplicações em frequências alocadas para serviços de telecomunicações.

O capítulo 2 apresenta uma abordagem teórica de antenas de microfita, conceitos básicos, características e definições, principais estruturas e geometrias, técnicas de alimentação e métodos de análise. O capítulo 3 apresenta definições dos parâmetros fundamentais de antenas, que demonstram seu comportamento de radiação, como perda de retorno, largura de banda, diagrama de radiação 2D e 3D, diretividade, impedância de entrada obtida através da carta de Smith, densidade de fluxo de corrente, relação frente-costa, polarização e *VSWR*.

O capítulo 4 apresenta abordagens conceituais de metamateriais, tipologia (geometria) e suas características, contextualização com diferentes áreas da tecnologia, enfatizando sua aplicabilidade em micro-ondas, e apresenta a estrutura *SETR*, amplamente utilizada neste trabalho e objeto do estudo paramétrico.

O capítulo 5 apresenta conceitos teóricos de estruturas *DGS*, como características, definições, diferentes tipologias, suas vantagens e desvantagens e aplicações em micro-ondas. A elaboração de estruturas do tipo *DGS* utilizando elementos *SETR* são a base do objeto de estudo deste trabalho.

A partir da base teórica abordada, o capítulo 6 apresenta os materiais, métodos e projetos utilizados para elaboração dos protótipos, *softwares* e equipamentos utilizados para simulações e medições. Os resultados obtidos para as diferentes configurações elaboradas são apresentados e discutidos no capítulo 7. Por fim, é apresentada a conclusão do trabalho por meio dos resultados obtidos, e destacadas sugestões para trabalhos futuros.

1.1 Objetivo geral

Este trabalho tem como objetivo realizar o estudo dos parâmetros perda de retorno, diagrama de radiação 2D e 3D, carta de Smith, densidade de fluxo de corrente e *VSWR*, a partir de modificações realizadas no plano de terra, de uma antena de microfita com técnica de casamento de impedância *inset feed*, inserindo estruturas metamateriais *SETR* (*Split Equilateral Triangle Resonator*), originando antenas do tipo *DGS* (*Defected Ground Structures*), mostrando os procedimentos e materiais utilizados desde o projeto à confecção dos protótipos, e testes simulados e medidos. Desta forma, serão realizados os procedimentos a seguir:

- Projetar quatro protótipos diferentes da antena padrão (antena de microfita), e realizar a simulação utilizando o *software HFSS*®.

- Confeccionar antenas de microfita que obtiverem melhor desempenho, para validação e comparação dos resultados simulados.

1.2 Objetivos específicos

Para obtenção dos resultados propostos, serão realizados os seguintes passos:

- Projetar uma antena com 4 elementos *SETR* no plano de terra, espaçados 9mm entre seus centros.
- Projetar uma antena com 4 elementos *SETR* no plano de terra, espaçados 18mm entre seus centros.
- Projetar uma antena com 9 elementos *SETR* no plano de terra, espaçados 9mm entre seus centros.
- Projetar uma antena com 9 elementos *SETR* no plano de terra, espaçados 18mm entre seus centros.
- Simular todos os projetos no *HFSS*®, obtendo parâmetros de perda de retorno, diagrama de radiação 2D e 3D, densidade de fluxo de corrente, carta de Smith e *VSWR*.
- Confeccionar a antena que obtiver melhor desempenho, e uma segunda antena, de mesmas características (mesma quantidade de elementos inseridos no plano de terra).
- Realizar medição dos parâmetros utilizando o analisador vetorial de redes (*VNA*).
- Comparar os resultados simulados e medidos.

2 REVISÃO DA LITERATURA

Este capítulo aborda uma contextualização teórica de antenas, apresentando definições e conceitos básicos, principalmente aplicadas em micro-ondas. Neste contexto, detalham-se características referentes às antenas de microfita, suas principais estruturas, métodos de alimentação e de análise, conceituando-os e apresentando os fundamentos matemáticos utilizados.

2.1 Definição e conceitos básicos de antenas

Uma antena pode ser definida segundo Balanis (2005) como um dispositivo capaz de transformar ondas guiadas em ondas radiadas ou vice-versa, logo são estruturas intermediárias entre o espaço livre e a linha de transmissão. Stutzman e Thiele (1998), define antena como um dispositivo responsável por transmitir e receber ondas eletromagnéticas. A Figura 1 mostra exemplos de antenas, respectivamente do tipo log-periódica UHF e parabólica.

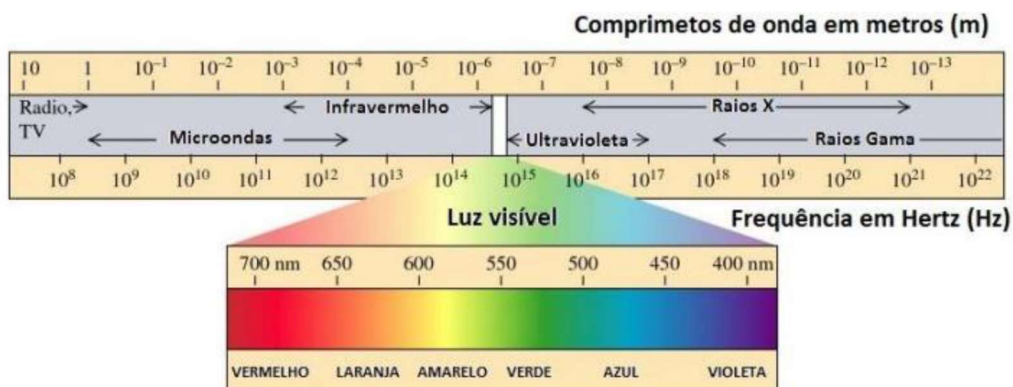
Figura 1 – Exemplos de antenas.



Fonte: Disponível em https://br.freepik.com/fotos-premium/antena-parabolica-com-ceu-azul_2882410.htm

Young e Freedman (2009), mostram que as ondas eletromagnéticas foram detectadas cobrindo um espectro extremamente grande de comprimento de onda, com frequências que vão de 1 a 10^{24} Hz, na qual se pode ter transmissões por rádio e TV, luz visível, radiação infravermelha e ultravioleta, raios X e raios gama. Podem-se observar as faixas aproximadas de comprimento de onda e frequência na Figura 2.

Figura 2 – Espectro eletromagnético.



Fonte: Adaptado de Young e Freedman (2009).

Para este trabalho, o foco principal são as micro-ondas na qual a faixa de frequência varia de 300 MHz a 300 GHz, entretanto, a maior parte da engenharia de micro-ondas acontece entre 1 e 40 GHz (WENTWORTH, 2006).

Segundo Rios (2002), para um bom funcionamento de uma antena ela deve estar conectada com uma linha de transmissão de forma que haja o casamento de impedância. Há cinco fatores que são necessários, no mínimo, para uma construção de uma antena, a saber:

- Frequência de uso;
- Diagrama de irradiação;
- Ganho;
- Impedância desejada para o casamento dela com a alimentação;
- Polarização.

Esses pontos acima são os principais para o funcionamento de uma antena, apesar de que ainda existem fatores secundários que podem interferir também.

2.2 Antena de Microfita

A antena de microfita foi proposta pela primeira vez em 1953 por Deschamps, nos Estados Unidos, durante o III Simpósio sobre Antenas. Entretanto, foi a partir da década de 70 que os estudos envolvendo antenas planares ganharam força, intensificando as pesquisas sobre antenas de microfita e explorando suas vantagens, tais como (BAHL; BHARTIA, 2001):

- Pequeno volume, peso reduzido, perfil fino;
- Configuração planar;
- Compatibilidade com circuitos integrados;
- Baixo custo de fabricação, viabilizando a produção em larga escala;
- Possibilidade de polarização linear e circular com uma simples linha de alimentação;
- Facilidade de obtenção de dupla polarização e frequência dupla de ressonância.

Apesar das vantagens mencionadas, as antenas de microfita possuem limitações (BAHL; BHARTIA, 2001):

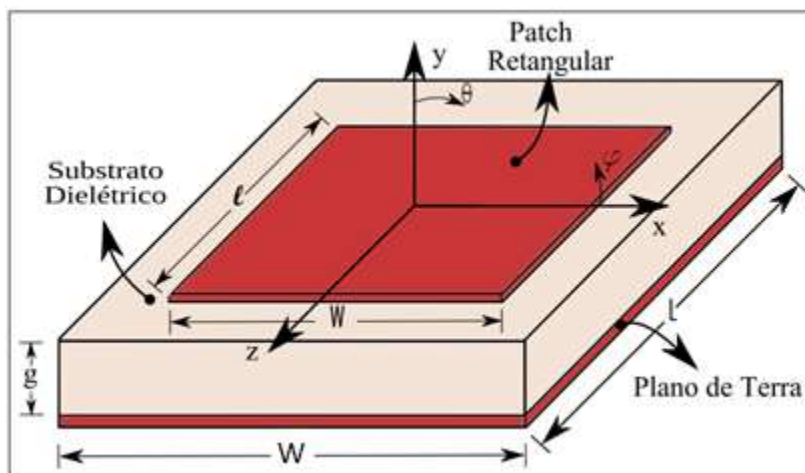
- Largura de banda estreita;
- Baixo ganho (aproximadamente 6 dB);
- Grande perda por impedância em estruturas de arranjos;
- Excitação de ondas de superfícies;

Através de técnicas e configurações de antenas é possível minimizar alguns dos efeitos dessas limitações.

2.2.1 Estrutura das Antenas de Microfita

A antena de microfita consiste de um elemento metálico (*patch*), que atua como elemento radiador, separada de seu plano terra (uma fina camada metálica) por uma camada composta de um substrato, conforme mostra a Figura 3. O elemento metálico (*patch*) pode ter várias geometrias, tais como: quadrado, retangular, circular, elíptica, triangular, entre outras configurações de acordo com as características desejada.

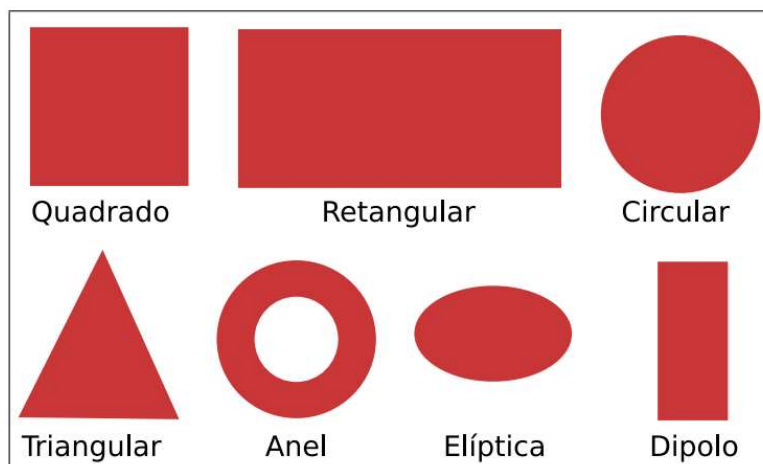
Figura 3 – Antena de microfita convencional.



Fonte: (BALANIS, 2005).

Comumente são utilizadas as estruturas mostradas na Figura 4. Segundo Balanis (2005), a forma geométrica utilizada no *patch* influencia na distribuição de corrente e por consequência na distribuição dos campos na superfície da antena. Assim, dependendo da forma geométrica utilizada, há uma modelagem matemática característica para análise. A irradiação pode ser determinada através da distribuição de campo entre o *patch* metálico e o plano terra, bem como, em termos de distribuição de corrente de superfície no *patch*.

Figura 4 – Formas comuns de *patches*.



Fonte: (BALANIS, 2005).

Segundo Godara (2002) o formato escolhido apresenta algumas vantagens e desvantagens, como:

- Antenas com *patches* retangulares, são provavelmente as geometrias mais utilizadas. Os condutores retangulares tendem a possuir uma maior impedância, simplesmente porque são geralmente maiores que os outros formatos. Os *patches* quadrados também são utilizados para gerar polarizações circulares.
- Os *patches* com formatos elípticos, são também muito utilizados. As antenas com essas configurações possuem dimensões ligeiramente menores que as correspondentes retangulares, resultando em baixo ganho e menor largura de banda. Uma das principais razões para que esse tipo de estrutura tenha sido intensivamente investigado é a sua simetria inerente, permitindo que análises a partir de métodos de onda-completa no domínio espectral fossem computacionalmente mais eficientes do que configurações retangulares.
- As geometrias triangulares e de setor de disco, são menores que as equivalentes retangulares, mas com largura de banda e ganho menores. *Patches* triangulares também tendem, em geral, a apresentar altos níveis de polarização cruzada, por causa da sua falta de simetria. Antenas com dupla polarização podem ser desenvolvidas usando essas formas de condutores. No entanto, tipicamente, apresentam uma largura de banda pequena.
- Antenas de microfita com condutores em forma de anéis concêntricos, são as que apresentam as menores dimensões e, novamente, uma função de perdas em largura de banda e ganho. Um dos problemas associados com anéis concêntricos é que não é um processo simples a alimentação em modos de ordem menor obtendo um bom casamento de impedância na frequência de ressonância. Formas de excitação sem contato são tipicamente preferíveis.

2.3 Métodos de Alimentação

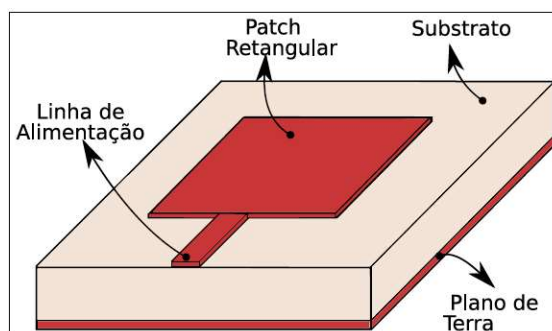
A seleção do método de alimentação a ser utilizada é resultado da observação de diversos fatores, nos quais destacam-se a eficiência na transferência de potência entre a estrutura radiante e a alimentação, ou seja, o casamento de impedâncias entre as duas estruturas. A radiação indesejada pode aumentar o nível dos lóbulos laterais e a amplitude de polarização cruzada do diagrama de radiação. Minimizar a radiação espúria e seus efeitos no diagrama de radiação é um dos importantes fatores na escolha do método de alimentação (BAHL; BHARTIA, 2001).

Dentre as diversas técnicas de alimentação destaca-se a realizada através de cabo coaxial, linhas de microfita, acoplamento por proximidade e acoplamento por abertura.

2.3.1 Alimentação por Linha de Microfita

Nesta técnica, a estrutura da linha de microfita é constituída de uma fita condutora impressa sobre um substrato, apoiado sobre o plano de terra, conectando o *patch* à extremidade da antena como mostra a Figura 5. Devido a facilidade de construção é bastante utilizada em circuitos integrados de micro-ondas.

Figura 5 – Alimentação via linha de microfita.

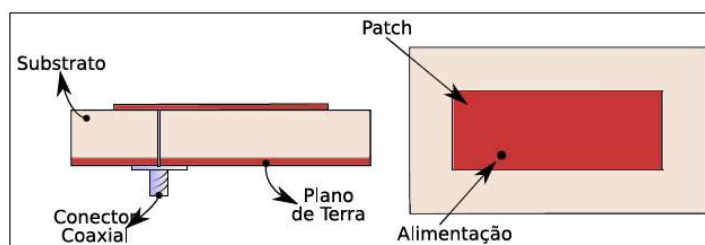


Fonte: (BALANIS, 2005).

2.3.2 Alimentação por Cabo Coaxial

Esta técnica é bastante comum em estruturas de microfita como visto na Figura 6. Consiste na transposição ao longo do dielétrico de um condutor interno, soldado ao *patch* e conectado a um conector coaxial soldado diretamente ao plano terra, permitindo que a alimentação seja feita em qualquer local do *patch* objetivando o casamento de impedância. Uma das desvantagens desta técnica é resultar uma largura de banda estreita e difícil modelagem principalmente em substratos espessos (MILLIGAN, 2005).

Figura 6 – Alimentação via conector coaxial.



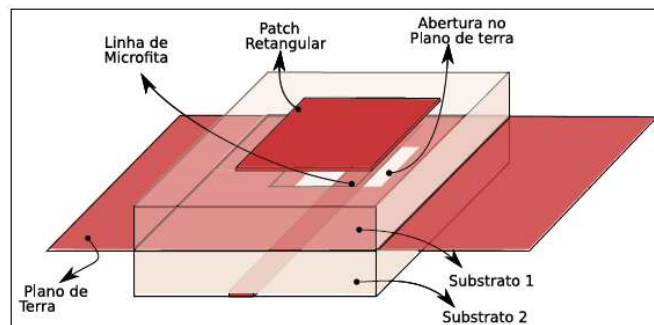
Fonte: (BALANIS, 2005).

2.3.3 Acoplamento por Abertura

Segundo Balanis (2005), esta técnica consiste de dois substratos separados por um plano de terra, conforme ilustrado na figura abaixo.

O acoplamento eletromagnético por meio de abertura, assim como as demais técnicas de alimentação por meio de linhas de transmissão, apresenta pequena largura de banda. Contudo, esta técnica diminui a propagação de ondas de superfície e radiação espúrias (BALANIS, 2005). A figura 7 mostra a estrutura da técnica de alimentação via acoplamento por abertura.

Figura 7 – Alimentação via acoplamento por abertura.



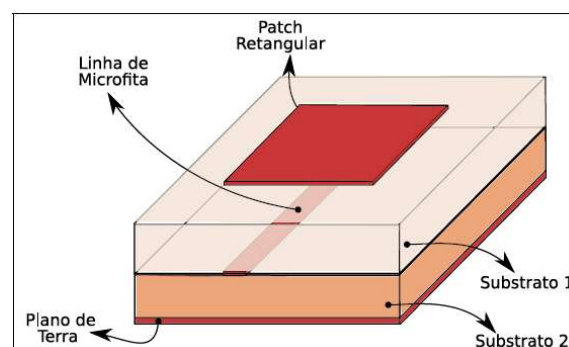
Fonte: (BALANIS, 2005).

2.3.4 Acoplamento por Proximidade

Esta técnica de alimentação consiste em uma linha de alimentação colocada entre dois substratos dielétricos, no qual o *patch* é colocado sobre o substrato superior, enquanto que o plano de terra é colocado sob o substrato inferior (BALANIS, 2005). Assim, uma linha de microfita sobreposta ao substrato inferior emite ondas eletromagnéticas para todo o substrato que está acima até ocorrer o acoplamento com o *patch*.

A Figura 8 ilustra a técnica citada, cuja vantagem é eliminar a radiação da alimentação superior e oferecer alta largura de banda, segundo Balanis (2005).

Figura 8 – Alimentação via acoplamento por proximidade.



Fonte: (BALANIS, 2005).

A Tabela 1 mostra uma síntese das técnicas exploradas acima, mostrando as principais características, vantagens e limitações (BAHL; BHARTIA, 2001).

Tabela 1 – Tabela comparativa entre as diversas técnicas de alimentação

Características	Linha de Microfita	Alimentação Coaxial	Alimentação por Abertura	Acoplamento por Proximidade
Espúrios de Radiação	Maior	Maior	Menor	Médio
Confiabilidade	Ótima	Boa (a depender da solda)	Boa	Boa
Fabricação	Fácil	Fácil	Difícil	Difícil
Casamento de Impedância	Fácil	Fácil	Fácil	Fácil
Largura de Banda	2-5 %	2-5%	2-5%	13%

Fonte: (BAHL; BHARTIA, 2001).

Neste trabalho foi utilizada a técnica de alimentação por linha de microfita, devido a facilidade de fabricação e de obtenção de casamento de impedância, além de apresentar ótima confiabilidade, em relação às demais técnicas.

2.4 Métodos de Análise

O processo de modelagem matemática em busca de parâmetros estruturais, como o tipo de substrato, geometria do *patch* e dimensões da antena, é fundamental para o projeto de antenas de microfita. Tais resultados podem ser alcançados através de diversos métodos. Balanis (2005) apresenta duas grandes categorias, as quais levam em consideração o comportamento dos campos eletromagnéticos na antena e suas interações com o meio. São os grupos dos métodos aproximados e dos métodos de onda completa.

2.4.1 Métodos Aproximados

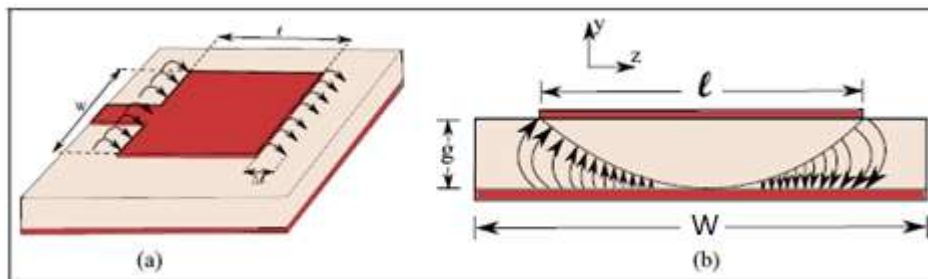
A modelagem matemática deste método é baseada nos efeitos da distribuição de corrente magnética ao redor do elemento radiador da antena. Devido tratar-se de um modelo aproximado, algumas simplificações são realizadas como desconsiderar a existência das ondas de superfície, que se tornam relevantes em altas frequências (BALANIS, 2009). Logo, a precisão deste método diminui em virtude do aumento da frequência em análise.

2.4.1.1 Método da Linha de Transmissão

No modelo da Linha de Transmissão, o *patch* e a linha de alimentação são modelados por seções da Linha de Transmissão. Embora seja um dos métodos mais simples, produz resultados satisfatórios, sendo adequado para análise de antenas de microfita com *patch* retangular ou quadrado.

De acordo com Balanis (2005), esse método considera o *patch* como um elemento planar finito, o que gera um efeito de franjamento, ou seja, considerando um *patch* retangular alimentado por uma linha de microfita conforme Figura 9, quando os campos eletromagnéticos que se propagam ao longo da linha encontram uma descontinuidade (início do *patch*), nesse ponto, devido à mudança de largura da microfita, são gerados campos de fuga (de franja) nas bordas do *patch*, armazenando energia.

Figura 9 – Modelo da linha de transmissão: (a) efeito franja com um incremento Δl ; (b) distribuição do campo elétrico ao longo da antena.



Fonte: (BALANIS, 2005).

Esse efeito é uma variável que depende da espessura do substrato e das dimensões do *patch*, largura (W) e comprimento (l), causando aumento nas dimensões elétricas da antena. Para compensar esse efeito, é introduzida uma permissividade relativa efetiva (ϵ_{ref}), dada pela equação (1) a seguir (BALANIS, 2005):

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

Onde,

ϵ_{ref} - Constante dielétrica efetiva;

ϵ_r - Constante dielétrica;

h - Espessura do substrato;

W - Largura do *patch*;

Assim, de acordo com BALANIS (2005), as formulações matemáticas necessárias para determinar os parâmetros de uma antena de microfita são dadas:

A. A largura W do elemento radiador é dada pela equação (2):

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2)$$

Onde,

f_r - Frequência de ressonância;

v_0 - Velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre;

μ_0 - Permeabilidade magnética;

ε_0 - Permissividade elétrica;

B. Após determinar o valor de W , determina-se a partir da equação (3) a extensão de comprimento gerada pelos campos de bordas.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\varepsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (3)$$

Onde,

L - Comprimento do *patch*;

L_{ef} - Comprimento efetivo do *patch*;

ΔL - Variação de comprimento da antena;

C. O verdadeiro comprimento da antena é dado pela equação (4):

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (4)$$

D. O comprimento efetivo da antena é finalmente calculado pela equação (5):

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (5)$$

E. A frequência de ressonância é expressa pela equação (6) para o modo dominante TM_{010}

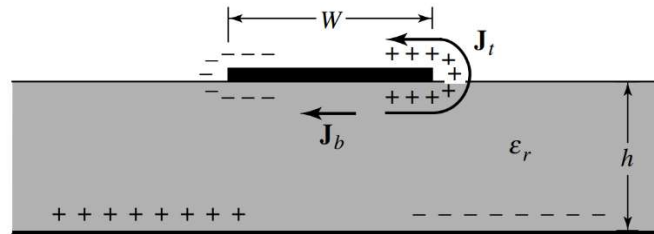
$$(f_r)_{010} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (6)$$

2.4.1.2 Método da Cavidade

O modelo da cavidade ressonante é o segundo método aproximado a ser estudado nesse texto. Ele utiliza a geometria padrão de uma antena de microfita composta por plano de terra,

substrato e *patch*, para modelar o dispositivo como uma cavidade circundada por paredes elétricas no topo e na base e paredes magnéticas nas laterais (BALANIS, 2005). A Figura 10 demonstra o fluxo de elétrons no interior do substrato, no *patch*, e no plano de terra criando uma densidade de corrente controlada por mecanismos de atração e repulsão.

Figura 10 – Fluxo de elétrons e densidade de corrente.



Fonte: (BALANIS 2005).

Como a força de atração é responsável pelo fluxo de elétrons do plano de terra para o *patch* e a mesma se sobressai perante a força de repulsão devido a razão entre a espessura e a largura do substrato ser muito pequena, a densidade de corrente sobre (J_t) o *patch* é mais intensa do que abaixo dele (J_b).

A priori, o modelo da cavidade ressonante apresenta uma falha ao considerar as paredes como sendo magneticamente ideais. Para mitigar esse problema é adicionada ao método uma tangente de perdas efetiva (δ_{ef}) (BALANIS, 2005).

Como a espessura da microfita é pequena uma porção considerável da onda incidente no *patch* é refletida, de tal forma que apenas uma parte da energia é radiada. Além disso, o próprio substrato possui altura menor que o comprimento de onda que propaga em seu interior, e, por isso, os campos são considerados constantes gerando pouco efeito de franjamento nas bordas. Assim, somente ocorrerá a propagação de modos TM^X na cavidade (BALANIS, 2005).

A configuração de campos na cavidade é encontrada usando a abordagem do vetor potencial. Considera-se que o substrato é uma cavidade truncada nas bordas do *patch* de constante dielétrica ϵ_r e o vetor potencial deve satisfazer a equação (7).

$$\nabla A_x + k^2 A_x = 0 \quad (7)$$

Usando a técnica de separação de variáveis a equação (8) é encontrada como solução da equação (7).

$$A_x = [(A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x))][(A_2 \cos(k_y y) + B_2 \sin(k_y y))][(A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (8)$$

Onde, k_x , k_y e k_z são os números de onda nas direções x, y e z, respectivamente.

Os campos são determinados no interior da cavidade pela relação com o potencial vetorial através da equação (9).

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad H_x = 0 \quad (9a)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} \quad H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (9b)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} \quad H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (9c)$$

As seguintes condições de contorno são aplicadas a equação (7).

$$E_y(x'=0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = E_y(x'=h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (10)$$

$$H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=0) = H_y(0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z'=W) = 0 \quad (11)$$

$$H_z(0 \leq x' \leq h, y'=0, 0 \leq z' \leq W) = H_z(0 \leq x' \leq h, y'=L, 0 \leq z' \leq W) = 0 \quad (12)$$

Onde x' , y' e z' representam os campos dentro da cavidade. Aplicando as condições de contorno, os números de onda podem ser encontrados.

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (13)$$

$$k_y = \frac{p\pi}{W}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \quad (14)$$

$$k_z = \frac{n\pi}{L}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (15)$$

Sendo m , n e p diferentes de zero, representam o número de variações do campo nas direções x, y e z.

Aplicando os números de onda na equação de separação (8), obtemos a equação (16):

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \varepsilon \quad (16)$$

Logo, a frequência de ressonância no modelo da cavidade ressonante é dada pela equação (17):

$$Fr_{mp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (17)$$

Os índices m , n e p representam os modos de propagação.

Este método apesar de ser relativamente simples de implementar e aplicar a diversos formatos de antenas, possui algumas limitações em seu uso, decorrentes de considerações iniciais, como considerar as paredes como sendo magneticamente ideais. Segundo Balanis (2005) para mitigar esse problema é adicionada ao método uma tangente de perdas efetiva.

Neste trabalho, as dimensões das antenas em estudo foram obtidas através do método da linha de transmissão, com o auxílio de uma rotina em MATLAB®, para realização dos cálculos e posterior planejamento do projeto de fabricação dos protótipos.

3 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS

Balanis (2011) define os parâmetros fundamentais para análise de desempenho e padrões da antena, bem como as equações essenciais para o efetivo estudo de seu desempenho e aplicabilidade. Assim, serão abordados neste capítulo os parâmetros de diagrama de radiação, diretividade, ganho, perda de retorno, frequência de ressonância e largura de banda, relação frente-costa, polarização e razão axial, carta de Smith e densidade de fluxo de corrente.

3.1 Diagrama de Radiação

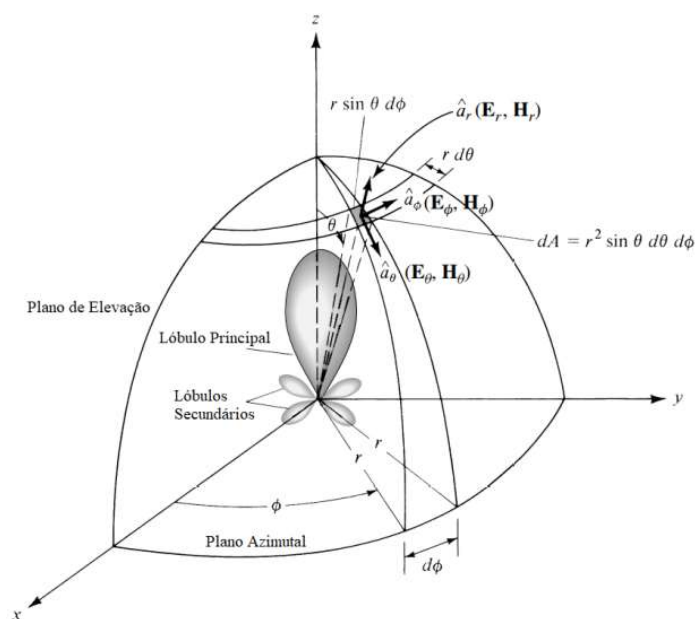
O diagrama de radiação de uma antena é uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena em função de coordenadas espaciais ϕ (ângulo de azimute) e θ (ângulo de elevação) (BALANIS, 2011).

Assim, uma antena isotrópica é uma antena sem perdas que radia igualmente para todas as direções. Trata-se de um caso ideal que não é fisicamente realizável. No entanto, é tomada como referência para a expressão das propriedades de diretividade das antenas.

Uma antena direcional é uma antena que tem a propriedade de radiar ou receber ondas eletromagnéticas mais eficientemente em algumas direções. Já as antenas omnidirecionais possuem um diagrama de radiação não direcional num plano e um diagrama de radiação direcional em qualquer plano perpendicular.

A Figura 11, apresenta o sistema de coordenadas para análise do padrão de radiação de uma antena.

Figura 11 – Padrão de radiação de uma antena



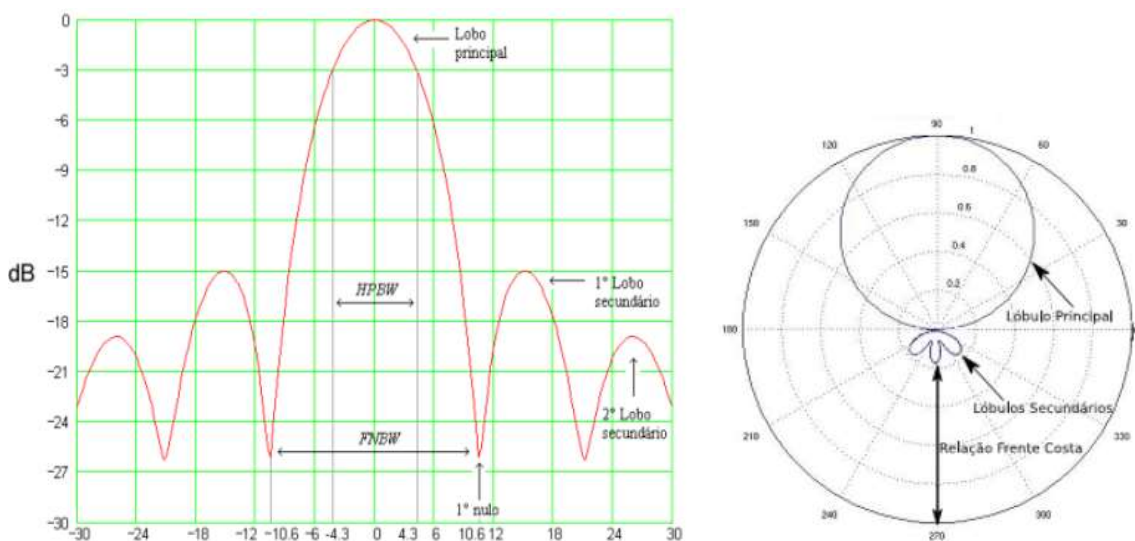
Fonte: (BALANIS, 2005)

A representação do padrão de radiação de uma antena pode ser feita tanto em duas como em três dimensões, sendo a primeira uma representação dos planos de cortes realizados no diagrama 3D. O plano vertical ou de elevação é representado por θ e normalmente corresponde a 0° ou 90° , enquanto o plano horizontal ou azimutal é representado por φ e para uma melhor visualização é definido em 90° (BALANIS, 2011).

A leitura do diagrama de radiação permite a obtenção de parâmetros importantes para caracterizar a aplicabilidade de uma antena. Através dele é possível conhecer a diretividade, analisando o lóbulo principal e a formação de lóbulos laterais e traseiros.

Não há uma relação ideal entre esses lóbulos para todas as antenas, podendo estas serem divididas em duas classes principais, as antenas omnidirecionais e as diretivas, onde cada uma possui aplicações distintas, a depender da cobertura desejada (BALANIS, 2011). O diagrama de radiação de uma antena pode ser representado graficamente nas formas linear e polar. As figuras 12(a) e (b) apresentam respectivamente exemplos de diagrama de radiação das formas linear e polar.

Figura 12 - Diagrama de radiação (a) linear, (b) polar.



Fonte: (MOURA, 2015).

Considerando o diagrama de irradiação da Figura 12(a), podem-se extrair as seguintes propriedades:

- **Lóbulo principal** - ocorre na direção que contém a maior concentração de potência irradiada, lóbulos secundários - todos os que não são principais;

- **HPBW (Half Power Beam Width)**, largura de feixe com centro no máximo de $F(\theta;\phi)_{dB}$, para a qual a potência irradiada cai à metade. Tal grandeza é também conhecida como ângulo de meia potência;
- **FNBW (First Null Beam Width)**, largura de feixe com centro no máximo de $F(\theta;\phi)_{dB}$, para a qual a potência irradiada cai ao seu primeiro valor mínimo.

3.2 Diretividade

A diretividade é uma medida das propriedades direcionais de uma antena comparada às características de uma antena isotrópica. Sendo a antena isotrópica a base para o cálculo da diretividade, ela possui a distribuição de energia no espaço mais uniforme possível, levando assim a uma diretividade unitária. A diretividade é definida como sendo a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção da antena e a intensidade de radiação média sobre todas as direções.

Se a direção não for especificada, a direção de intensidade máxima de radiação (máxima diretividade) é expressa pela equação (18):

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (18)$$

Onde,

$D_0 =$ Diretividade

$U_{max} =$ Intensidade máxima de radiação

$U_0 =$ Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica

$P_{rad} =$ Potência total radiada

3.3 Ganho

De acordo com Balanis (2011), o ganho absoluto de uma antena (numa dada direção) é a razão entre a intensidade, numa dada direção, e a intensidade de radiação que se obteria se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente.

Já o ganho relativo é a razão entre o ganho de uma antena e o ganho de uma antena tomada como referência, expresso pela equação (19). A potência de entrada deverá ser a mesma para ambas as antenas. Geralmente, a antena de referência é uma antena isotrópica sem perdas.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in} \text{ (antena isotrópica sem perdas)}} \quad (19)$$

3.4 Perda de Retorno

A perda de retorno é um dos principais parâmetros quando se refere a análise de projeto de antenas. De acordo com Anderson (1967), à análise de quadripolo é eficiente em circuitos de Rádio Frequência (RF) para determinação dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S) em termos de tensões complexas normalizadas em relação à tensão e corrente de entrada. Os parâmetros de espalhamento estão ligados diretamente com a eficiência de operação das antenas, já que a modelagem de linha de transmissão é aplicável à alimentação destas.

A razão de 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 de transmissão. É baseado nos módulos de valores máximos e mínimos e está relacionado com o módulo do coeficiente de reflexão. Indica também o grau de desvio na terminação.

Devido as reflexões na fronteira de uma linha de transmissão, o meio contendo a onda incidente também contém a onda refletida e a superposição destas duas ondas forma um padrão de ondas estacionárias. O coeficiente ou razão de onda estacionária de tensão, *VSWR* (*Voltage Stationary Wave Ratio*), desta linha de transmissão, é definido como sendo a razão entre os valores máximos e mínimos da amplitude da onda estacionária, como mostra a equação (20), estabelecida ao longo do comprimento l da linha de acordo Wentworth (2006).

$$VSWR = \frac{V_{máx}}{V_{mín}} = \frac{I_{máx}}{I_{mín}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad (20)$$

Onde Γ é o coeficiente de reflexão dado pela equação (21):

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_0}{Z_c + Z_0} \quad (21)$$

Onde Z_c é a impedância da carga e Z_0 é a impedância característica.

A perda de retorno indica a proporção entre a potência incidente e a refletida, ou seja, corresponde ao parâmetro S_{11} na matriz de espalhamento, assim é definida como na equação (22).

$$RL_i(dB) = -20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| (dB) = -20 \log |\Gamma_i| (dB) \quad (22)$$

Onde *RL* (*Return Loss*) é a perda de retorno, na qual é importante parâmetro para determinação do desempenho de antenas, aceito na prática para valores menores do que -10 dB.

3.5 Largura de Banda

Segundo Balanis (2005) a definição de largura de largura de banda pode ser explicada como a faixa de frequência na qual o desempenho da antena, referido a algumas características, atende um padrão especificado. Esse parâmetro pode ser atribuído tanto com relação aos padrões de radiação quanto para a relação entre a relação de onda estacionária de tensão e a potência refletida (GHAVAMI et al, 2004).

Geralmente é utilizado o valor percentual de largura de banda, onde é levado em consideração os componentes de frequência superior e inferior do intervalo em que a largura de banda está inserida. Ainda de acordo com Ghavami et al. (2004), a largura de banda descrita em termos de percentuais, dada pela equação (23), é chamada de largura de banda fracionária:

$$B_r(\%) = 2 \frac{f_{up} - f_{low}}{f_{up} + f_{low}} \times 100 \quad (23)$$

Onde,

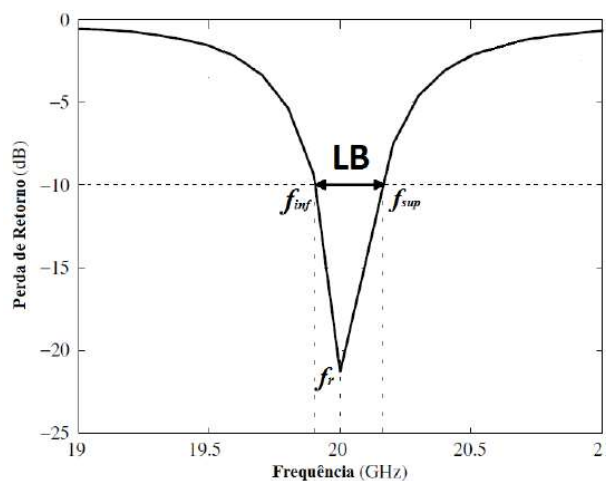
B_r é a Largura de banda;

f_{up} é a componente de frequência superior do sinal;

f_{low} é a componente de frequência inferior do sinal;

Balanis (2009) define largura de banda de uma antena como a gama de frequências dentro da qual a perda de retorno é inferior a -10 dB , valor no qual o dispositivo começa a se comportar como antena e delimitam, assim, a faixa de frequência de trabalho do dispositivo analisado. A Figura 13 mostra um exemplo de diagrama de perda de retorno, destacando a largura de banda.

Figura 13 - Diagrama de perda de retorno.



Fonte: (SILVEIRA, 2018).

Assim, a largura de banda pode ser calculada, além de valores percentuais, através da equação (24):

$$LB = f_{sup} - f_{inf} \quad (24)$$

Onde:

LB é a largura de banda (Hz);

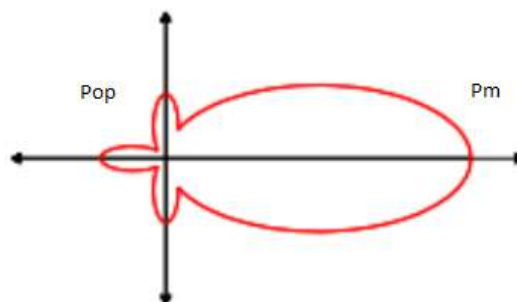
f_{sup} é a frequência superior do intervalo (Hz);

f_{inf} é a frequência inferior do intervalo (Hz).

3.7 Relação Frente/Costa

Relação frente-costa (RFC) é a relação de ganho entre o lóbulo principal onde se tem a maior concentração de energia eletromagnética, e o lóbulo de costas (oposto ao lóbulo principal), na Figura 14 estes lóbulos são representados graficamente de maneira que se possa ter o correto entendimento.

Figura 14 – Lóbulos frente e costa



Fonte: Disponível em https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialredeswifi1/pagina_3.asp.

P_m é a energia máxima radiada na direção de máxima potência de propagação. P_{op} é a energia radiada no sentido oposto de P_m .

Onde:

$$RFC = \frac{P_m}{P_{op}} \quad (24)$$

A relação frente-costa, em dbm , é dada pela equação (25):

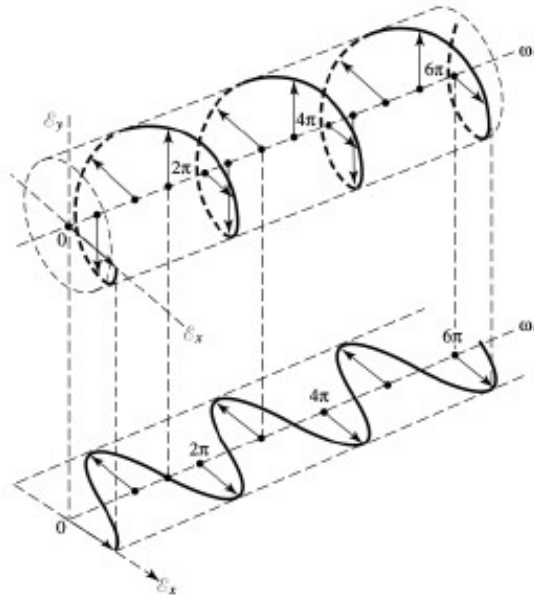
$$RFC(dBm) = 10 \log \frac{P_m}{P_{op}} \quad (25)$$

3.8 Polarização e Razão Axial

De acordo com Balanis (2011), a polarização de uma antena é definida pela polarização das ondas radiadas por ela. E, assume-se a polarização na direção de máximo ganho quando nenhuma direção é especificada. Com isso, é possível concluir que a polarização varia com a direção tendo como origem o centro da antena, logo, diferentes partes do diagrama de radiação podem apresentar diferentes polarizações.

A polarização de uma onda é definida pela trajetória que a extremidade do vetor campo elétrico descreve em um ponto fixo no espaço, além do sentido em que ela é traçada observando-se diante da direção de propagação (HAYT; BUCK, 2013). A Figura 15 mostra um exemplo típico de uma onda plana circularmente polarizada.

Figura 15 – Polarização circular de uma antena



Fonte: (BALANIS, 2005)).

Ondas eletromagnéticas podem ter polarização linear, circular ou elíptica, sendo as duas primeiras, casos particulares da polarização elíptica (SHAKEEB, 2011). A caracterização do tipo de polarização é feita considerando-se que uma onda plana que se propaga na direção z tem seu campo elétrico representado conforme equação (26) (BALANIS, 2011):

$$\vec{E}(z,t) = \vec{E}_x(z,t)\hat{x} + \vec{E}_y(z,t)\hat{y} \quad (26)$$

As componentes que se propagam nas direções \hat{x} e \hat{y} podem ser decompostas em função de suas amplitudes máxima em cada direção, da frequência (ω), constante de propagação (β) e fase (ϕ), dadas pelas equações (27) e (28).

$$\vec{E}_x(z,t) = \vec{E}_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (27)$$

$$\vec{E}_y(z,t) = \vec{E}_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (28)$$

A polarização da onda será definida pela diferença entre as fases das componentes vetoriais \hat{x} e \hat{y} . Para uma onda ser linearmente polarizada considera-se a equação (29) (BALANIS, 2011):

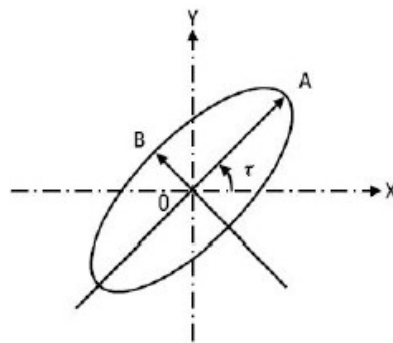
$$\phi_y - \phi_x = n\pi \quad (29)$$

Onde, n um número inteiro positivo. Já para a polarização circular a magnitude das componentes \hat{x} e \hat{y} devem ser iguais e a diferença de fase obrigatoriamente é um múltiplo ímpar de $\frac{\pi}{2}$. Uma característica da polarização circular é que a resultante do campo elétrico pode assumir dois sentidos de rotação, à direita ou à esquerda. Se a fase de \hat{y} estiver adiantada em relação à fase de \hat{x} , a resultante tem sentido à direita e diz que a onda tem polarização circular à direita (*RHCP – Right-Handed Circularly Polarized*).

Entretanto, se a fase de \hat{x} estiver adiantada à \hat{y} , a resultante tem sentido à esquerda e diz que a onda é polarizada à esquerda (*LHCP – Left-Handed Circularly Polarized*). Se a onda possuir magnitudes diferentes em \hat{x} e \hat{y} , ou não atender a nenhum dos requisitos de fase descritos até o momento, então diz que a mesma possui polarização elíptica (KUMAR; RAY, 2003).

A medição de desempenho de uma antena quanto à polarização se dá em termos da sua razão axial, que é definida pela razão entre o maior e o menor eixo da elipse, ilustrada na Figura 16.

Figura 16 – Gráfico geral da razão axial.



Fonte: (KUMAR; RAY, 2003).

Portanto, a razão axial é calculada por meio da equação (30):

$$R.A. = \frac{OA}{OB} \quad (30)$$

Onde R.A. é a razão axial, OA é a distância do centro para o ponto A e OB é a distância do centro para o ponto B. Segundo Kumar e Ray (2003), para ocorrer a polarização circular ótima é necessário que $OA=OB$, que resulta em uma razão axial igual a um.

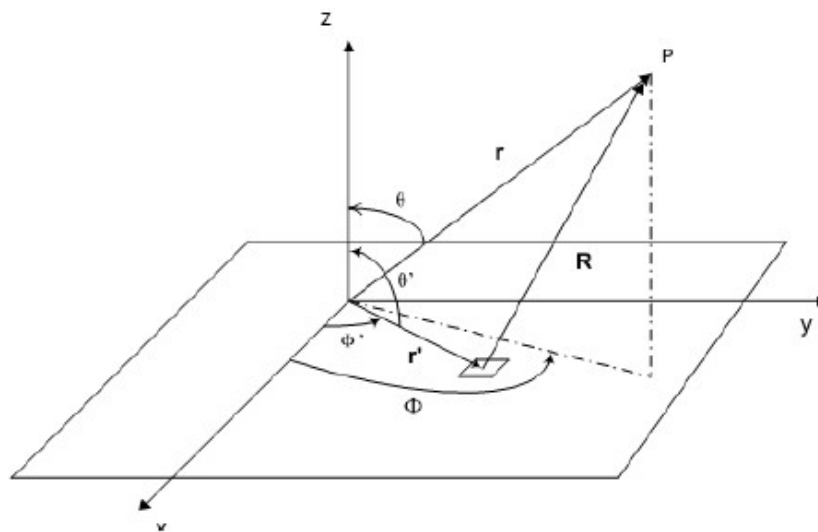
Enquanto que para a polarização linear $OA \gg OB$, e a razão axial tende ao infinito. Durante a análise dos resultados, as antenas com valores de R.A. abaixo de 3 dB são consideradas de polarização circular (LUO; ALPHONES; JIN, 2011).

Uma onda harmônica no tempo tem polarização linear se em qualquer ponto do espaço o vetor campo elétrico ou magnético é orientado ao longo da mesma linha reta em qualquer instante de tempo. *Patches* retangulares geralmente apresentam polarização linear.

No caso da polarização circular, uma onda harmônica no tempo é circularmente polarizada se o vetor campo elétrico ou magnético em qualquer ponto do espaço traça um círculo em função do tempo. A antena de microfita é a antena mais usada para gerar polarização circular. Várias formas de *patches* são capazes de gerar este tipo de polarização, tais como: quadrado, circular, pentagonal, triangular e elíptico, porém as formas circulares e quadradas são mais usadas na prática (POND; KROWNE, CARTER, 1989).

A Figura 17 mostra o sistema de coordenadas utilizado para o equacionamento do diagrama de radiação da antena. O desenvolvimento será feito em termos de campo distante, considerando a fonte de campo elétrico fora da origem. Na figura observa-se o ponto P, onde será analisado o campo elétrico; nessa figura, R é a distância do elemento radiador até o ponto P, r é a distância da origem até P, r' é a distância da origem até o elemento radiador, ϕ é o ângulo entre a projeção de r no plano xy e o eixo x, ϕ' é o ângulo r' e o eixo x, θ é o ângulo entre r e o eixo z e θ' é o ângulo entre r' e o eixo z.

Figura 17 – Sistema de coordenadas para obtenção do diagrama de radiação.



Fonte: (POND; KROWNE, CARTER, 1989)

A Tabela 2 apresenta um resumo de definições e exemplos de polarização, de acordo com sua natureza, segundo Balanis (2005).

Tabela 2 – Comparação entre as diversas polarizações das antenas

Polarização	Definição	Exemplo
Linear	Uma onda harmônica no tempo tem polarização linear se em qualquer ponto do espaço o vetor campo elétrico ou magnético é orientado ao longo da mesma linha reta em qualquer instante	Geralmente os <i>patches</i> retangulares apresentam essa característica
Circular	Uma onda harmônica no tempo tem polarização circular, se o vetor campo elétrico ou magnético em qualquer ponto do espaço traçar um círculo em função do tempo	Diversas formas de <i>patches</i> são capazes de proporcionar essa característica: quadrado, circular, pentagonal, triangular e entre outras
Elíptica	Uma onda harmônica no tempo tem polarização elíptica, se a extremidade do vetor de campo elétrico ou magnético traçar uma elipse no espaço, em função do tempo. Podendo ser polarizada a direita ou a esquerda	Não é uma polarização linear e nem circular; o campo deve ter duas componentes lineares ortogonais; as duas componentes podem ou não ter a mesma magnitude

Fonte: (BALANIS, 2005).

3.9 Carta de Smith

A carta de Smith é uma ferramenta gráfica de auxílio à resolução de problemas em linhas de transmissão desenvolvida em 1939 por P. Smith nos laboratórios da *Bell Telephone*. Entre outros métodos de análise de impedância e coeficientes de reflexão, ela é a mais conhecida e

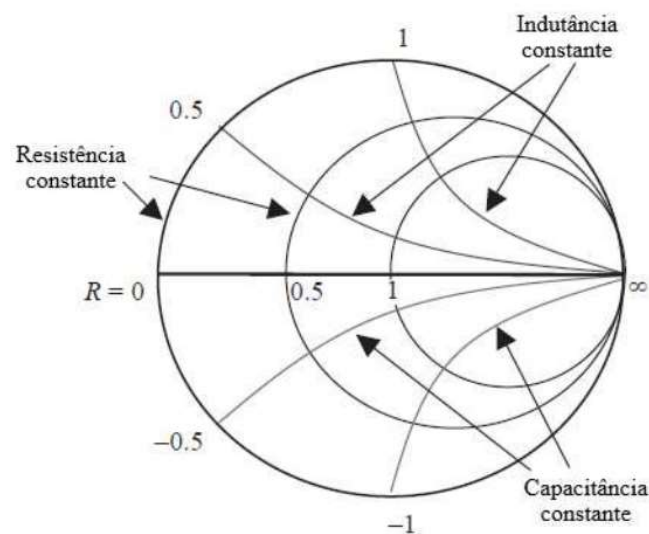
utilizada. Além disso, o uso da Carta de *Smith* é de suma importância para o projeto de antenas de microfita, pois com a análise dos parâmetros fornecidos por ela, torna-se possível a otimização do casamento de impedância entre a carga e a linha de transmissão. (POZAR, 2009).

No projeto de antenas de microfita, devido à utilização de conectores do tipo *SMA* (*SubMiniature Version A*) com impedância característica de 50Ω , deve-se encontrar um ponto no *patch* onde a impedância de entrada seja equivalente à impedância do conector, otimizando o coeficiente de reflexão da antena (NASIMUDDIN, 2007).

No desenvolvimento desse método Smith (1939) utilizou como argumento o fato de o módulo do coeficiente de reflexão ser constante, de forma que todos os possíveis valores de impedância da linha de transmissão teriam de corresponder a coeficientes de reflexão sobre uma circunferência. Além disso, para uma linha sem perdas, qualquer valor da função impedância estará localizado na região $|\Gamma| \leq 1$ no plano complexo (WENTWORTH, 2009).

A Figura 18 apresenta um gráfico de carta de Smith, na qual são identificados os diferentes valores de resistência e reatância, através das partes reais e imaginárias.

Figura 18 - Gráfico da carta de Smith.



Fonte: (HUANG & BOYLE, 2008).

Da teoria de linhas terminadas, tem-se que o coeficiente de reflexão (Γ), está relacionado com as impedâncias de carga e linha de acordo com a equação (31):

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (31)$$

Normalizando a equação (31) em função de Z_0 , temos:

$$\Gamma_L = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \quad (32)$$

Pode-se realizar uma manipulação nas variáveis da equação (32), afim de obter a impedância da carga em função do coeficiente de reflexão.

$$z_L = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \quad (33)$$

Substituindo a impedância de carga junto com qualquer comprimento da linha de transmissão por uma impedância de entrada, o coeficiente de reflexão nesta nova carga pode ser escrito como:

$$\Gamma = \Gamma_L e^{j2\beta Z} \quad (34)$$

Neste caso, o coeficiente de reflexão tem a mesma magnitude do que tinha na carga, mas com a fase mudada por $2\beta Z$. Pode-se expandir os termos complexos, coeficiente de reflexão e carga normalizada, em suas partes reais e imaginárias.

$$\Gamma = \Gamma_{re} + j\Gamma_{im} \quad (35)$$

Sendo

$$z_L = r + jx \quad (36)$$

Igualando (35) e (36), encontra-se

$$r + jx = \frac{1 + \Gamma_{re} + j\Gamma_{im}}{1 - \Gamma_{re} + j\Gamma_{im}} \quad (37)$$

Separando as partes reais e imaginárias,

$$r = \frac{1 - \Gamma_{re}^2 - \Gamma_{im}^2}{(1 - \Gamma_{re})^2 + \Gamma_{im}^2} \quad (38)$$

$$jx = \frac{j\Gamma_{im}}{(1 - \Gamma_{re})^2 + \Gamma_{im}^2} \quad (39)$$

Obtém-se equações que, quando rearranjadas representam os círculos de impedâncias e reatâncias, respectivamente.

$$\left(\Gamma_{re} - \frac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_{im}^2 = \left(\frac{1}{r+1}\right)^2 \quad (40)$$

$$(\Gamma_{re} - 1)^2 + \left(\Gamma_{im} - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (41)$$

4 ESTRUTURAS METAMATERIAIS

ESTADO DA ARTE

Os estudos relacionados a materiais artificiais no eletromagnetismo tiveram início em 1898, com Jagadish Bose. Trabalhando em frequências milimétricas e micro-ondas, seus experimentos exploravam a quiralidade de estruturas artificiais retorcidas (SIHVOLA; SEMCHENKO; KHAKHOMOV, 2014).

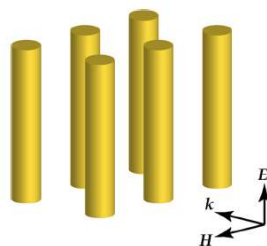
O interesse nesses materiais foi evidenciado em diversos outros trabalhos, ao longo da primeira metade do século XX, quando Winston Kock utilizou estruturas artificiais periódicas (esferas, discos e tiras condutoras) em suas lentes de micro-ondas. Kock deu origem ao termo dielétrico artificial (*artificial dielectric*) e, embora não tenha pesquisado profundamente as características dos materiais utilizados, como permissividade e permeabilidade, destaca a dependência de fatores estruturais como índice de refração da lente (KOCK, 1948).

Já em 1968, o físico russo Veselago publica uma análise plenamente teórica de meios com permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ) negativos e, assim, cunhando o termo *LHM* (*Left-Handed Materials*) (VESELAGO, 1968). Com ambos μ e ϵ negativos, o índice de refração n também é negativo.

Contudo, meios com índice de refração negativos e propagações de ondas reversas (do inglês, *backward waves*) já haviam sido estudados por Mandelshtam, em suas anotações de aula, e Malyuzhinets, em 1951 (CUI; SMITH; LIU, 2010). De qualquer maneira, a análise de Veselago foi fundamental para a formalização de que as equações de Maxwell não fossem violadas com o descobrimento de índices de refração negativo, bem como a revisão da lei de Snell, efeito Doppler e Cherenkov reversos, e o ângulo de Brewster (VESELAGO, 2003).

Um pouco antes, em 1962, Rotman afirmara que fios condutores dispostos tridimensionalmente de forma paralela entre si, como mostra a Figura 19, geravam permissividade elétrica negativa (ROTMAN, 1962).

Figura 19 – Arranjo de fios metálicos utilizados para obter permissividade negativa no trabalho de Rotman.



Fonte: ROTMAN (1962).

Entretanto, o estudo de Veselago manteve-se teórico por algumas décadas, pois materiais com permeabilidade negativa não são encontrados na natureza, tornando possível a realização de experimentos comprobativos. Foi apenas em 1996, quando Jhon Pendry, trabalhando como consultor da *Marconi Materials Technology*, descobriu que a propriedade eletromagnética de absorção de radiação do carbono, material cujos navios da Marconi eram feitos, se justificava pela estrutura das fibras de carbono, e não pelo material em si (GRANT; HAPGOOD, 2009).

Foi então que em 1999, Pendry et al. elaboraram o conceito de um ressonador em anel partido, conhecido pelo seu termo em inglês *Split-Ring Resonator (SRR)*, observado na Figura 20, estrutura que possibilitou a obtenção da permeabilidade negativa.

Figura 20 - Modelo de um SRR apresentado por Pendry em 1999.



Fonte: PENDRY et al. (1999).

Visando tais materiais, pela primeira vez, Rodger Walser, em 1999, denominou-os *metamaterials*, e os definiu como: “compostos macroscópicos, que possuem arquitetura periódica, sintética e tridimensional, projetados para produzir uma combinação otimizada, indisponível na natureza, de duas ou mais respostas a uma específica excitação” (CUI; SMITH; LIU, 2010).

A realização de um meio material com índice de refração negativo se deu em 2001, quando (SMITH; SHELBY; SCHULTZ, 2001) utilizaram *SRRs* quadrados de cobre em conjunto com os fios condutores paralelos, como observado na Figura 21. Os resultados apresentados no trabalho confirmavam o trabalho teórico de Veselago, de 1968.

Figura 21 - Foto do metamaterial *LHM* realizado por Smith et al.



Fonte: SMITH; SHELBY e SCHULTZ (2001).

Desde então, metamateriais tem sido explorado em diversas áreas. As pesquisas com *LHM (Left Handed Material)* resolvem a fabricação de lentes, que possibilitam altíssimas resoluções em imagens médicas e óticas. Em 2006, a revista *Science* considerou esta tecnologia como sendo um dos maiores avanços do ano, surgindo como a mais promissora tecnologia capaz de atender às exigências excepcionais dos sistemas atuais e futuros de comunicações (*Science*, 2006).

4.1 Abordagens conceituais

4.1.1 Características dos metamateriais

A análise de um meio, visando sua caracterização do ponto de vista eletromagnético, pode ser obtida pela resposta ao campo de uma radiação incidente. Essa caracterização é determinada pelas propriedades constitutivas do material conhecidas como permissividade elétrica (ϵ) e permeabilidade magnética (μ). Essas propriedades não são constantes, já que dependem de alguns fatores como frequência da onda aplicada e sua posição no meio (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006). É comum que se utilizem os valores relativos às propriedades encontradas no vácuo. Desse modo, as relações são dadas pelas equações (42) e (43):

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (42)$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (43)$$

onde ϵ_r e μ_r são os parâmetros relativos, e ϵ_0 e μ_0 são as permissividades e permeabilidade no vácuo, respectivamente.

A permissividade, também conhecida como constante dielétrica, indica como um campo elétrico afeta o meio e vice-versa. Quando um material é submetido a um campo elétrico, ocorre a polarização de cargas livres no meio fazendo com que parte desse campo seja atenuada dentro do material.

A permeabilidade de um material mede a sua magnetização quando um campo é aplicado sobre o mesmo. Em outras palavras, é a facilidade com que um meio suporta a formação de um campo magnético no seu interior.

Em ambos os casos, se o meio for isotrópico, ou seja, uniforme em todas as direções, ϵ e μ são representados por um escalar. Caso o meio apresente anisotropia, a permissividade ou a

permeabilidade variam com a direção e, portanto, são representadas por um tensor de ordem 2 (matriz 3x3).

Além dos dois parâmetros já citados, também é possível caracterizar um meio utilizando seu índice de refração n e sua impedância η , onde:

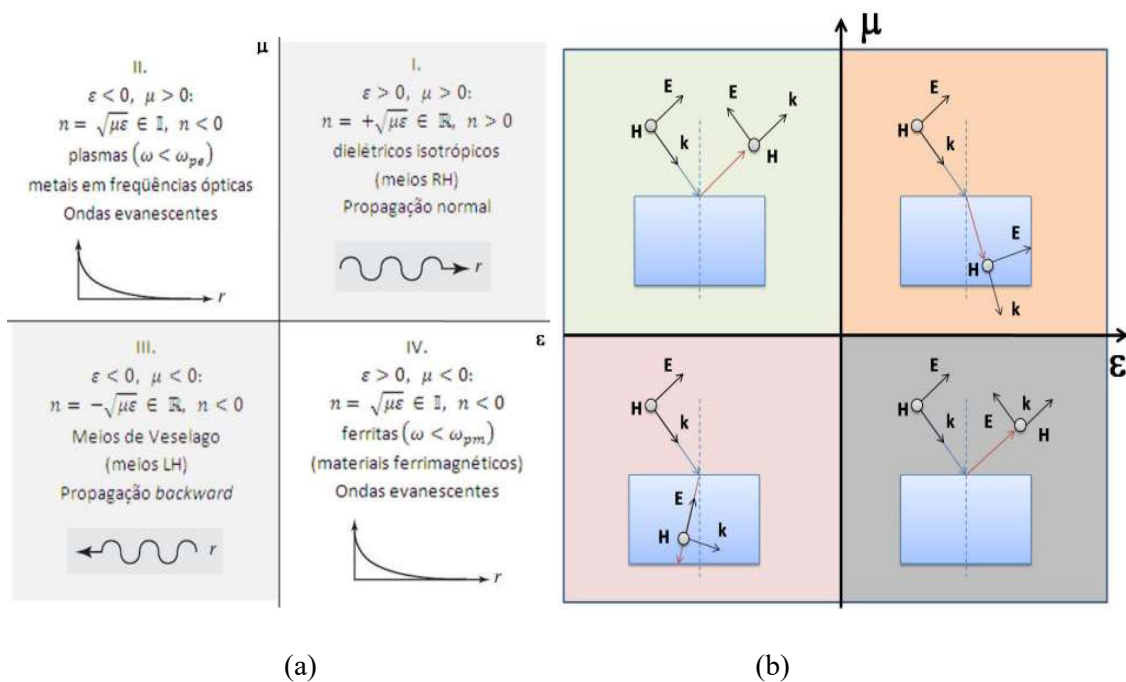
$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (44)$$

$$\eta = \pm \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (45)$$

Como ϵ e μ podem apresentar valores positivos ou negativos, é possível combinar esses parâmetros de diferentes maneiras a fim de se obter materiais com características distintas.

As Figuras 22(a) e (b) apresentam uma classificação ilustrativa dos diferentes meios obtidos a partir dessas combinações.

Figura 22 – (a) classificação dos metamateriais no domínio $\mu \times \epsilon$ (b) formas de refração.



Fonte: CALOZ e ITOH (2006).

A Figura 22(a) mostra as possibilidades que podem ser obtidas, onde as situações I, II e IV são casos conhecidos em materiais convencionais, e o caso III se trata de material com índice de refração negativo.

Já a Figura 22(b) ilustra o que acontece quando um raio luminoso encontra um meio com ε e μ dados. No caso de materiais convencionais ($\varepsilon > 0$ e $\mu > 0$), o raio é refratado de modo a se aproximar ou se afastar da normal. Os materiais que estão no segundo quadrante, com ($\varepsilon < 0$ e $\mu > 0$), refletem completamente a radiação, apenas ondas evanescentes conseguem penetrar neles. Plasmas e a maioria dos metais estão entre esses meios. A reflexão também ocorre nos meios com ($\varepsilon > 0$ e $\mu < 0$), que também não permitem a propagação de ondas. Alguns materiais magnéticos estão entre esses últimos meios. No último tipo de material, aqueles com ($\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$), a refração volta a ocorrer, mas o raio refratado vai para o mesmo lado da normal em que se encontra o raio incidente, devido ao valor do índice de refração.

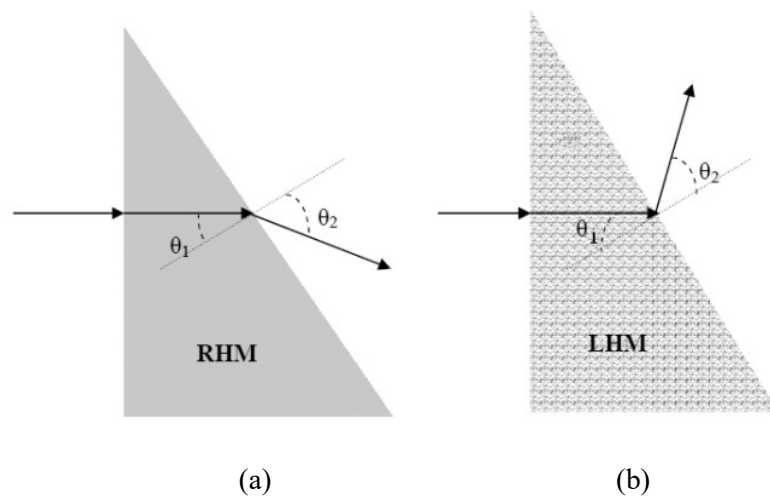
Veselago determinou que se ε e μ fossem negativos, o material não suportaria a propagação de ondas eletromagnéticas (VESELAGO, 1968). Este fenômeno veio a ser conhecido como “*Eletromagnetic Band Gap (EBG)*”. Tem-se ainda a região onde ε e μ são positivos, que é o caso dos materiais convencionais *RHM (Right-Handed Materials)*, onde a refração ocorre positivamente, e a região onde ε e μ são negativos, simultaneamente, onde se encontram os metamateriais (*LHM*), nos quais a refração ocorre negativamente.

A presença de índice de refração negativo nos meios *LH* implica em uma velocidade de grupo antiparalela à velocidade de fase, causando interessantes efeitos, como por exemplo, uma inversão da direção do efeito *Doppler* ou uma inversão do raio refratado na lei de *Snell*, mostrado na equação (46), comparado aos meios convencionais.

$$n_1 \text{sen} \theta_1 = n_2 \text{sen} \theta_2 \quad (46)$$

O índice de refração determina como o feixe é defletido na interface de separação entre dois meios distintos. Se o índice é positivo, o feixe é defletido no lado oposto da normal à superfície em relação ao feixe incidente. Enquanto se o índice é negativo ele é defletido no mesmo lado da normal à superfície. Considerando a Figura 23, é possível observar o fenômeno de refração nos dois meios. Para o índice positivo, o raio refratado produz um ângulo positivo com a normal, já para o índice negativo, o raio refratado produz um ângulo negativo com a normal.

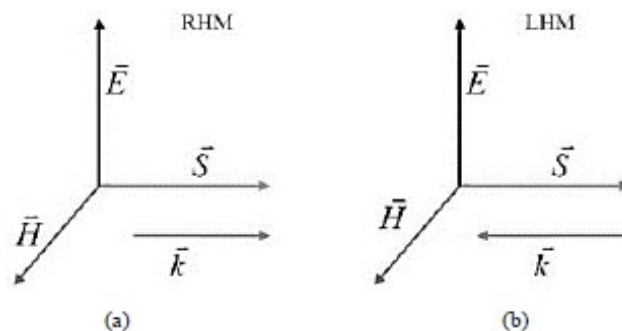
Figura 23 - (a) Refração de um raio de luz ao passar pela interface entre dois meios com índices de refração positivos, (b) refração de um raio de luz que passa de um índice de refração positivo para outro com índice de refração negativo.



Fonte: Reproduzido de SUDHAKARAN (2006).

Além disso, a velocidade de grupo, que caracteriza o fluxo de energia, e a velocidade de fase, que caracteriza o movimento das frentes de onda, apontam em direções opostas, como mostra a Figura 24.

Figura 24 - Ilustração das direções do campo elétrico, do campo magnético, do vetor de Poynting e do vetor de onda (a) RHM e (b) LHM



Fonte: SUDHAKARAN (2006).

Entretanto, estes materiais artificiais, com índice de refração negativo, possuem os valores de ϵ e μ dependentes da frequência, ou seja, são meios dispersivos, sendo simultaneamente negativos dentro de uma estreita faixa de frequência (CALOZ; ITOH, 2006).

Os metamateriais também podem ser projetados de modo que possam apresentar os mesmos parâmetros eletromagnéticos dos materiais pertencentes aos outros três quadrantes, no qual pode ser visto em muitos estudos desenvolvidos e validados experimentalmente por (CALOZ; ITOH, 2006) e (ZIOLKOWSKI; 2002).

4.1.2 Propagação de ondas eletromagnéticas em um meio material

Partindo das equações de Maxwell e sintetizando para a equação de onda:

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \psi = 0 \quad (47)$$

Onde,

n - Índice de refração

c - Velocidade da luz

$$\frac{n^2}{c^2} = \mu\epsilon \quad (48)$$

Como o índice de refração está elevado ao quadrado, ele é insensível a mudanças de sinal na permeabilidade e na permissividade. As equações da onda plana com dependência do tempo são:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r} + j\omega t} \quad (49)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{-j\vec{k}\vec{r} + j\omega t} \quad (50)$$

Onde \vec{E}_0 e \vec{H}_0 são vetores em direções arbitrárias, \vec{k} é o vetor da constante de propagação cuja magnitude é k (número de onda) e cuja direção é a direção da propagação de onda e \vec{r} é a posição de observação do vetor.

$$\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z} \quad (51)$$

As componentes de \vec{E} são:

$$E_x = A e^{-j\vec{k}\vec{r}} e^{j\omega t} \quad (52)$$

$$E_y = B e^{-j\vec{k}\vec{r}} e^{j\omega t} \quad (53)$$

$$E_z = C e^{-j\vec{k}\vec{r}} e^{j\omega t} \quad (54)$$

Onde A, B e C são constantes arbitrárias. Sabendo que o rotacional do campo elétrico é dado por:

$$\nabla \times \vec{E} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} \right) \hat{z} \quad (55)$$

Aplicando, o conjunto de equações (49) e (55) em H:

$$\nabla \times \vec{E} = -j[(k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z}] \quad (56)$$

Por outro lado,

$$k \times \vec{E} = \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ k_x & k_y & k_z \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = (k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z} \quad (57)$$

Comparando (56) e (57), percebe-se que:

$$k \times \vec{E} = -j \nabla \times \vec{E} \quad (58)$$

Sabe-se que a primeira equação de Maxwell é dada por:

$$\nabla \times \vec{E} = -j \omega \mu \vec{H} \quad (59)$$

Substituindo (58) em (59), a equação de Maxwell para \vec{E} se reduz a forma

$$k \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (60)$$

Processo semelhante pode ser usado para a segunda equação de Maxwell que é dada por:

$$\nabla \times \vec{H} = j \omega \varepsilon \vec{E} \quad (61)$$

Obtendo assim,

$$k \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (62)$$

Portanto, para valores positivos de μ e ε , \vec{E} , \vec{H} e \vec{k} forma um sistema de vetores ortogonais RH, ou seja dada pela regra da mão direita. Entretanto, se $\mu < 0$ e $\varepsilon < 0$, as equações A e B podem ser reescritas como:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega |\mu| \vec{H} \quad (63)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega |\varepsilon| \vec{E} \quad (64)$$

Neste caso pode ser visto que esses vetores agora compõem uma tríade dada pela regra da mão esquerda (*left-handed*) como mostra a Figura 24(b), daí o nome de meios LH. A principal implicação física da análise acima é a propagação de ondas *backward*, o que equivale à inversão no sentido das ondas. Na verdade, a direção do fluxo de energia médio no tempo, determinada pela parte real do vetor de *Poyting*, $\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^*$, não é afetada pela mudança simultânea de sinal de μ e ε .

Logo, \vec{E} , \vec{H} e \vec{S} ainda compõem uma tríade RH em um meio LH. Assim, em tais meios, energia e frente de onda viajam em direções opostas (propagação *backward*). No entanto, a propagação de ondas *backward* em um meio isotrópico homogêneo é uma propriedade única dos meios LH.

4.1.3 Velocidades de grupo e de fase

Essas velocidades denotam aspectos distintos da onda propagante e a diferença entre elas é fundamental na compreensão dos metamateriais (COLLIN, 2001). A velocidade de fase é a taxa com a qual a fase de uma onda se propaga no espaço. Ela é comum às fases de os componentes (harmônicas) dessa onda e na análise de sinais é comumente dada por:

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (65)$$

Onde T é o período e λ é o seu comprimento.

No âmbito da teoria eletromagnética, ela é dada pela relação entre a frequência angular e o número de onda, ou seja,

$$v_p = \frac{\omega}{k} \quad (66)$$

A velocidade de grupo é a taxa com que mudanças de amplitude se propagam na onda. De certo modo, uma comparação pode ser feita com processos de modulação: a velocidade de fase representa a velocidade da portadora, enquanto o valor de grupo corresponde à taxa de modulação dessa onda. Matematicamente, a velocidade de grupo tem a forma

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (67)$$

4.2 Tipos de metamateriais (geometria) e suas características

O surgimento efetivo dos metamateriais não aconteceu aleatoriamente. Foi necessária uma série de descobertas científicas, ao longo das décadas, para possibilitar a obtenção desses meios, daí a significativa diferença de tempo entre sua descoberta e a primeira estrutura metamaterial construída. Posteriormente, as pesquisas avançaram no sentido de criação dos meios dielétricos, magnéticos e plasmas artificiais, bem como essas propriedades ou aspecto de cada um deles foi usada para a composição dos metamateriais.

4.2.1 Dielétricos artificiais

Os dielétricos artificiais surgiram como meio de substituir os materiais usados nas lentes dielétricas pesadas, de alta permissividade, por meios menores e mais leves (CAPOLINO, 2009).

Trata-se de arranjos tridimensionais, metálicos ou mesmo dielétricos, dispostos em grades, semelhantes às paredes cristalinas dos materiais dielétricos convencionais. Além disso, é necessário também que os elementos desses arranjos sejam eletricamente polarizáveis, devendo, assim, haver um fluxo de elétrons livres e uma resposta sob a ação de um campo elétrico aplicado.

Uma teoria quase-estática sobre esses novos dielétricos também foi proposta (BROWN; SCHULMAN, 1960), válida para grades suficientemente dispersas, ou seja, com período estrutural muito elevado, se comparado ao tamanho máximo das partículas constituintes. No caminho oposto, a concentração das inclusões metálicas conduz a perdas maiores, e se tal nível de concentração ultrapassa determinado limite, as partículas começam a se tocar e/ou surge um acoplamento capacitivo muito forte, levando os dielétricos artificiais de mesma faixa de frequência a se comportar como condutores de condutividade complexa (VINOGRADOV, 2001).

Dessa forma, os dielétricos artificiais são construídos para criar uma concentração de campos reativos elétrico e magnético em regiões bem determinadas da estrutura, ou ainda no espaço ao redor das partículas, resultando em uma queda na frequência de ressonância enquanto o tamanho global das partículas permanece pequeno (European Comission, 2010).

4.2.2 Materiais Magnéticos Artificiais – SRR

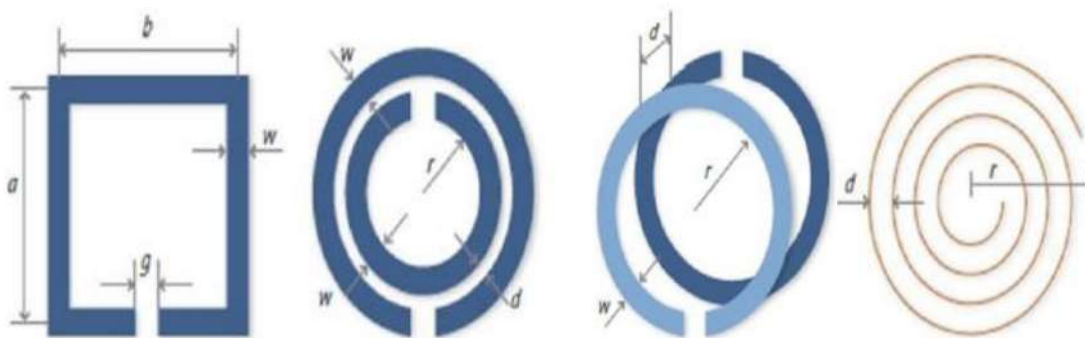
A obtenção de magnetismo sem componentes magnéticas é conhecida cientificamente desde a década de 1940, graças ao trabalho de Friis (SHELKUNOFF; FRIIS, 1952), quando ele divulgou os conhecidos anéis de ressonância (*SRR – Split Ring Resonator*). Além disso, o

magnetismo artificial também pode ser encontrado em estruturas ordinárias, como em partículas de neve molhada, originando um comportamento diamagnético. De modo geral, para que haja um comportamento magnético artificial, é necessário um formato geométrico em que as correntes induzidas sejam distribuídas, de forma bastante uniforme, em espirais ou *loops*, produzindo, assim, um forte momento magnético.

Ao longo dos estudos nessa área, o uso de anéis metálicos foi estudado em conjunto com outras formas e materiais, principalmente com compostos bianisotrópicos para aplicações em micro-ondas. De modo semelhante aos dielétricos artificiais, uma distribuição muito densa de *SRR* também promove efeitos na estrutura. Nesse caso, os arranjos passam a ser chamados metasolenóides (MASLOVSKY; IKONEN; KOLMAKOV, 2005) e promovem um fortalecimento da resposta magnética no que diz respeito à sua amplitude e largura de banda.

A Figura 25 exemplifica geometrias de partículas metálicas usadas na formação de meios magnéticos artificiais.

Figura 25 - Geometrias de anéis de ressonância



Fonte: Reproduzido de BARROS (2012).

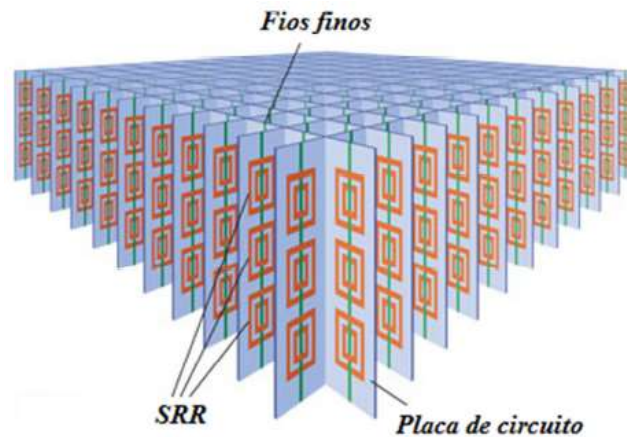
4.2.3 Metamateriais ressonantes

Em projetos rápidos com metamateriais, mais especificamente, projeto com partículas, é importante escolher os tipos de partículas. Geralmente, metamateriais são classificados em duas classes: ressonantes e não ressonantes. Ambos os metamateriais tem suas vantagens e desvantagens (CUI; SMITH; LIU, 2010).

Observa-se claramente que tanto a permissividade quanto a permeabilidade apresentam uma faixa dinâmica perto da frequência de ressonância. Quando a frequência muda um pouco, ϵ e μ variam muito. Em outras palavras, quando o tamanho da partícula *SRR* tem uma pequena variação, a frequência de ressonância também varia o que resulta em mudanças significativas em ϵ e μ , por isso percebe-se grandes parâmetros em materiais dinâmicos usando partículas ressonantes (CUI; SMITH; LIU, 2010). Esta é a vantagem de metamateriais ressonantes.

No entanto, também se percebe que ϵ e μ tem uma largura de banda estreita e grandes perdas perto da frequência ressonante, que são inconvenientes em metamateriais ressonantes. A Figura 26 exemplifica algumas das propriedades do material ressonante, composto por divisões ressonantes, tais como define um projeto.

Figura 26 - Metamaterial ressonante com inclusão de fios finos.

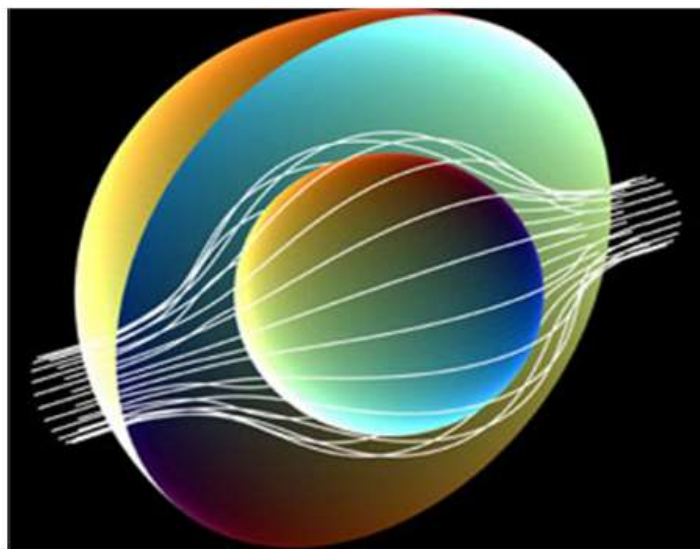


Fonte: Reproduzido de MORAIS (2015).

4.2.4 Metamaterial com aplicação óptica

O objetivo dos raios, mostrados na Figura 27, é mudar a forma como o objeto interage com a luz, parece à primeira vista ser de rotina; quase sempre as pessoas manipulam a luz visível com espelhos, lentes e prismas. Com base em um único material, o vidro, as tecnologias são restritas pelas leis da óptica que descrevem em textos os padrões da física. Dependendo da concepção específica da matriz, a luz poderá ser dobrada, refletida ou inclinada de maneiras diferentes.

Figura 27 - Um metamaterial envia raios de luz em cascata em torno de uma bola, tornando-a invisível



Fonte: Reproduzido de MORAIS (2015).

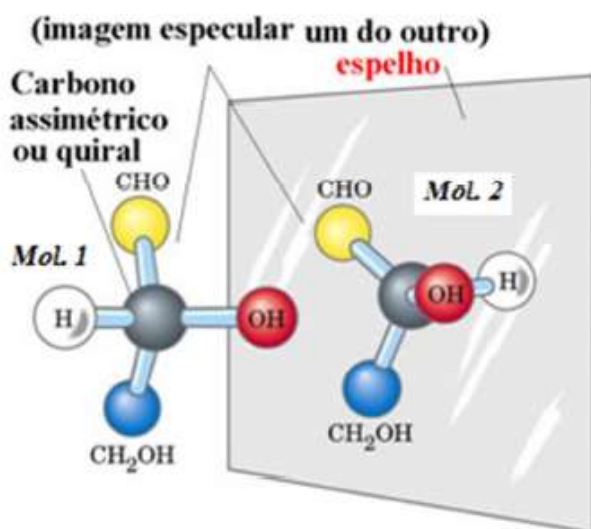
Uma nova versão da tecnologia pode levar a computadores ópticos, muito rápidos, a armazenar e processar informações usando a luz. Outra versão pode extinguir a linha entre as grandes peças que podemos ver e as pequenas peças que não enxergamos. Em vez de uma capa de invisibilidade, imagine o inverso: a supermicroscopia permitindo observar objetos pequenos, tais como fios individuais de DNA (ácido desoxirribonucleico). Tal instrumento poderá incrementar a pesquisa biológica, e seu desenvolvimento expande para novas aplicações em nanotecnologia (Inovação Tecnológica, 2007).

4.2.5 Metamateriais quirais

Materiais quirais possuem uma característica interessante: um átomo de carbono saturado se liga a quatro ligantes diferentes. Os ligantes podem ser átomos, grupos funcionais ou radicais.

O carbono apresenta geometria tetraédrica e a sua estrutura molecular os impede de se sobreporem a uma cópia invertida deles próprios, como mostra a Figura 28. São bastantes comuns na natureza e como exemplo tem-se a molécula de açúcar (sacarose). No entanto, esses materiais são incapazes de produzirem efeitos repulsivos que sejam fortes o suficiente para ter uso prático. Surgem os metamateriais – quirais.

Figura 28 - A molécula 1 é a imagem especular da molécula 2



Fonte: Reproduzido de MORAIS (2015)

Materiais bi-isotrópicos, especialmente quirais, vêm gradativamente assumindo uma posição de destaque em pesquisas na área de eletromagnetismo pelo seu potencial no desenvolvimento de aplicações em engenharia óptica, de micro-ondas e milimétrica.

Atualmente, pesquisadores estão atentos com esses materiais por causa da sua estrutura geométrica ser a única que lhes permite mudar a natureza das ondas de energia, por exemplo, fazendo com que essas ondas exerçam a força repulsiva de Casimir (MORAIS, 2015).

4.3 Aplicações de estrutura metamaterial

O *LHM* pode ser utilizado em diversas aplicações. Uma lente ideal (ou superlente) é uma das possíveis aplicações. Lentes convencionais só são capazes de ampliar a luz até o limite de difração. Superlentes feitas de metamaterial permitiriam a geração de imagens além do limite de difração, podendo melhorar a capacidade das células solares na captação de fótons. Considerando que uma estrutura pode ser ajustável variando-se parâmetros construtivos, pode-se, então, ajustar seu índice de resposta para casar melhor com o espectro solar, permitindo o desenvolvimento de metamateriais com grande largura de banda e grandes ângulos de incidência que poderão aumentar a captação de luz nas células solares (BURGOS et al., 2010).

Outra aplicação para *LHM* é na construção de guia de ondas plasmônicos. Guias de ondas plasmônicos são estruturas que conseguem dirigir essas ondas acopladas ao longo de um material. Além de ser mais fácil de fabricar, o novo metamaterial pode ter seu índice negativo de resposta ajustado por meio da alteração dos materiais usados na sua fabricação ou da geometria dos guias de onda. Isto permite que este seja fabricado com o objetivo de apresentar o índice de refração negativo para vários comprimentos de onda da luz, para qualquer ângulo de incidência e para luz de qualquer polarização.

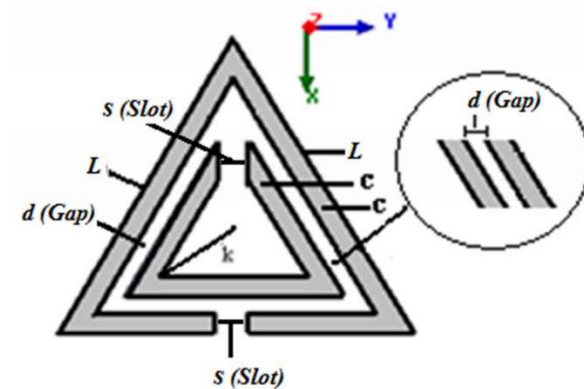
Um exemplo bastante citado em estudos de metamateriais e suas aplicações é a criação de um *invisibility cloak* (manto da invisibilidade), ou simplesmente *cloak*. Os metamateriais guiariam a luz em torno de um objeto, ao invés de refletir ou refratar a luz. Deste modo, para as ondas de luz e os olhos humanos que os observam, o objeto não estaria lá. As ondas de luz são guiadas pelos metamateriais em um percurso que contorne o objeto, e voltam a se reunir por trás dele, retomando o curso fundamental.

4.4 Estrutura metamaterial do tipo *SETR*

Nos últimos anos, novos desenvolvimentos em materiais eletromagnéticos estruturados têm dado origem a materiais com índice de refração negativo em algumas faixas de frequência.

No caso de estruturas nanométricas, os momentos magnéticos de real indução e distribuições de correntes de deslocamentos podem atualmente contribuir para uma magnetização efetiva. A criação efetiva do (*SETR – Split Equilateral Triangle Resonator*) acrescenta mais uma determinação para a literatura como dispositivos ressonantes.

Figura 29 - Plano de visão do módulo triangular equilátero ressonante



Fonte: MORAIS e SILVA, (2014).

O *SETR* é conhecido como um conjunto de recipientes metálicos com *gaps*, como mostrado na Figura 29. As correntes induzidas criam monopólos magnéticos que fluem nas superfícies triangulares e com a introdução de elementos capacitivos, uma resposta ressonante será induzida (PENDRY *et al.*, 1996).

O *SETR* trabalha segundo o princípio de que o campo magnético da radiação eletromagnética pode dirigir um circuito *LC* ressonante através da indutância, resultando em uma permeabilidade magnética efetiva dispersiva. As correntes induzidas fluem em certas direções com as cargas que se acumulam nos *gaps* dos triângulos. A grande diferença em cada *slot* o impede que a corrente flua em torno de um único triângulo, e o circuito é completado através do pequeno intervalo capacitivo.

5 *DGS (DEFECTED GROUND STRUCTURE)*

ESTADO DA ARTE

Entre 1998 e 1999 estruturas denominadas *PBG (Photonic Band Gap)*, é utilizada como uma estrutura *DGS (Defected Ground Structure)* para controle de harmônicos de antenas impressas.

Um ano depois, em 2000, o termo *DGS* é utilizado no lugar de *PBG* para descrever o defeito em forma de haltere (KIM et al., 2000). Neste mesmo ano, utiliza-se a estrutura *DGS* para concepção de acopladores de linha em ramos impressos.

Em 2001, a estrutura *DGS* em forma de haltere é utilizada para analisar e desenvolver projetos de filtros passa baixa (AHN et al., 2001) e no ano seguinte para alcançar circuitos de tamanhos reduzidos.

Em 2005, esta estrutura foi utilizada para suprimir a radiação de polarização cruzada em antenas de microfita (GUHA; BISWAS; ANTAR, 2005). A partir de 2009, e respectivamente nos anos seguintes, foram obtidos resultados no desenvolvimento de antenas de microfita (GENG et al., 2009), primeiros resultados em largura de banda, aumento da largura de banda e de feixe (MALLIKARJUN; HADALGI; HUNAGUND, 2011), desenvolvimento de arranjos lineares de antenas com, projetos de reconfiguração da estrutura para aplicação *UWB (Ultra Wide Band)* (ZAKARIA et al., 2012), antena *patch* de microfita multibanda, em complemento à utilização de *SRR (Split Ring Resonator – Anel Resonante Partido)* (PATEL et al., 2013) e mais recentemente em 2014 o desenvolvimento de uma antena monopolo reconfigurável para aplicação em rádio cognitivo (BRAMHE et al., 2014).

5.1 Conceitos básicos

Estruturas *DGS (Defected Ground Structure)*, como o próprio nome sugere é o “defeito” deliberadamente criado no plano de terra, geralmente em circuitos planares de microfita. Esta estrutura é aplicada abaixo de uma linha de microfita e modifica os campos eletromagnéticos ao redor do “defeito”. Campos elétricos, portanto, dão origem a efeitos capacitivos (C), enquanto que as correntes de superfície em torno do “defeito” provocam um efeito indutivo (L). Este efeito, por sua vez, resulta em características de ressonância de um *DGS*, com diferentes formas e tamanhos, obtendo respostas de frequência e parâmetros do circuito equivalente.

A presença da estrutura *DGS* sob a linha de transmissão impressa, na verdade, perturba a distribuição de corrente no plano de terra e assim modifica o parâmetro de distribuição de

corrente, modificando o parâmetro de linha equivalente ao longo da região com defeito, influenciando nas características de ondas guiadas.

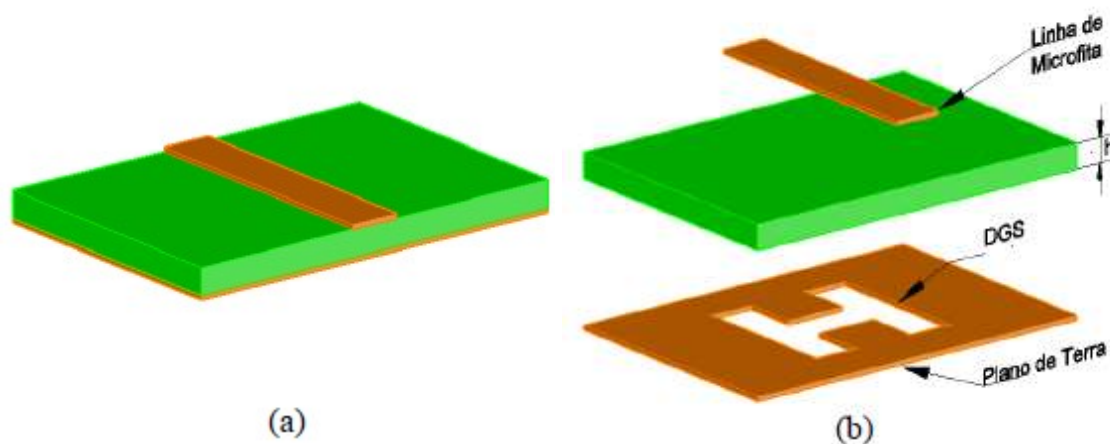
5.2 Tipologias

As estruturas DGS, em geral, são formadas por células únicas, mas podem apresentar arranjos periódicos ou não periódicos de defeitos, gravados no plano de terra da antena, modelado como uma estrutura infinita, constituída de condutor perfeito.

As perturbações inseridas no plano de terra, além de gerar modificações na impedância de entrada e no fluxo de corrente na antena, também podem controlar a excitação e propagação de ondas eletromagnéticas através do substrato (CHIU *et al.*, 2007), efeito similar ao obtido com o uso de estruturas PBG.

A primeira estrutura DGS foi publicada em 1999 (PARK *et al.*, 1999) e possui forma de alteres retangular, semelhante ao ilustrado na Figura 30.

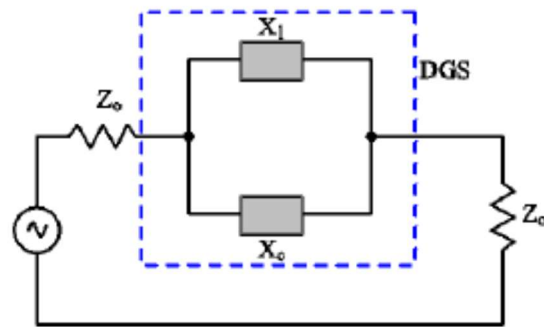
Figura 30 - Linha de microfita com estrutura DGS em forma de alteres retangular. (a) Visão geral (b) Elementos Constituintes.



Fonte: PARK *et al.*, (1999).

Embora (PARK *et al.*, 1999) seja o primeiro artigo a utilizar defeitos gravados no plano de terra para perturbar a distribuição da densidade de corrente, a estrutura foi na época tratada como uma unidade de célula PBG, cujo circuito equivalente foi obtido por meio de uma modelagem utilizando um circuito elétrico LC paralelo, ilustrado na Figura 31.

Figura 31 - Circuito equivalente LC da estrutura DGS.

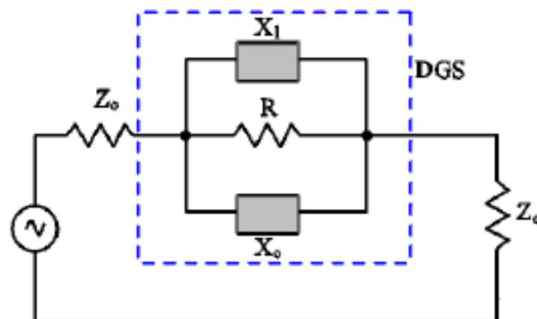


Fonte: PARK *et al.*, (1999).

A partir de 2000, o termo DGS foi inicialmente introduzido em (KIM *et al.*, 2000), através de um estudo paramétrico do defeito em forma de alteres retangular, semelhante ao ilustrado na Figura 32.

Em 2002, o circuito equivalente das estruturas DGS foi melhorado, através da adição da perda de radiação, mediante o uso de uma resistência R , conectada em paralelo com o circuito LC, transformando-o de um ressoador LC (Figura 31) para um ressoador RLC em paralelo, como ilustrado na Figura 32 (SUNG; KIM, 2005).

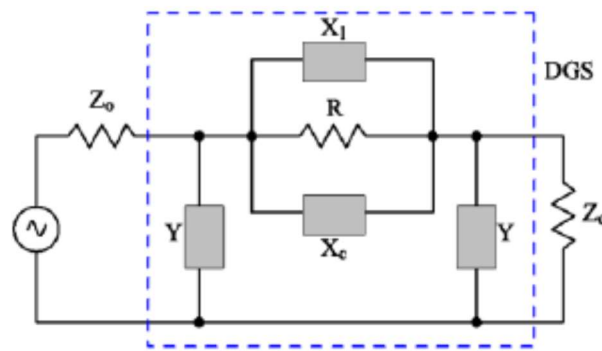
Figura 32 - Circuito equivalente RLC da estrutura DGS.



Fonte: SUNG e KIM, (2005).

Ainda no ano de 2002, um novo circuito foi desenvolvido. Dessa vez, admitâncias *shunts* foram conectadas em derivação ao ressoador RLC. Devido às características do circuito resultante, ilustrado na Figura 31, o mesmo foi denominado de circuito π equivalente (PARK *et al.*, 2002).

Figura 33 - Circuito equivalente pi da estrutura DGS.



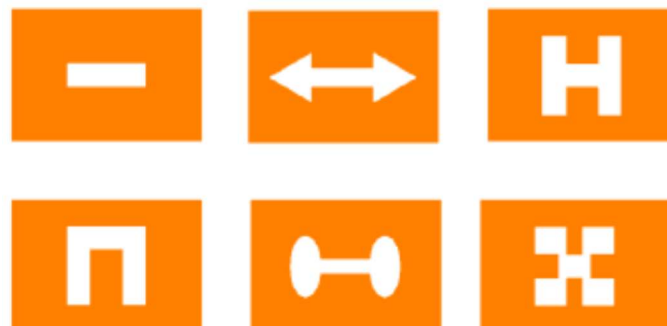
Fonte: PARK *et al.*, (2002).

Analisando a seção em destaque na Figura 33, tem-se que o circuito RLC em paralelo funciona de modo semelhante ao circuito da Figura 32, onde a indutância e a capacitância formam o circuito de ressonância e a resistência forma o mecanismo de perda de radiação na estrutura. Entretanto, as admitâncias *shunt* permitem modelar o campo de franjeamento existente entre o elemento radiador e o plano de terra, o que não existia nos modelos anteriores.

Apesar do circuito π equivalente fornecer um bom detalhamento dos fenômenos físicos existente na estrutura de uma antena de microfita, a maioria dos autores estudados optam por usar o circuito ressonador RLC, em virtude de sua simplicidade e precisão aceitável.

A Figura 34, mostra diferentes formas de célula única que podem ser gravadas no plano de terra de uma antena de microfita. Tradicionalmente, para aplicar uma estrutura DGS a uma antena prática, é necessário extrair os parâmetros do circuito equivalente da estrutura DGS analisada, sendo essa uma tarefa complexa já que esses valores dependerão do tipo de defeito utilizado e de suas dimensões físicas.

Figura 34 - Diferentes formatos de defeitos que podem ser gravados no plano de terra de uma antena de microfita.



Fonte: ARYA; PATNAIK e MACHAVARAN (2010).

De modo geral, as diferentes formas de estrutura DGS possuem as mesmas funções e características, tais como, por exemplo, rejeição de banda e miniaturização do tamanho da antena.

Novos formatos de células únicas têm sido propostos, especialmente para circuitos de micro-ondas, sobretudo para supressão de harmônicos (ARYA; MACHAVARAN; PATNAIK, 2010).

5.3 Uso e aplicações em micro-ondas

Nesta seção será abordada alguns desenvolvimentos significativos no campo da antena de microfita com estrutura *DGS*.

5.3.1 Redução de tamanho em antenas de microfita tipo *patch*

Antena projetada com o modelo de linha de transmissão para uma determinada frequência, geralmente possui dimensões maiores tornando incompatível para muitas aplicações. Portanto, a redução do tamanho da antena torna-se necessário. Diferentes técnicas já foram utilizadas para a redução do tamanho da antena, tal como utilizar um substrato com elevada constante dielétrica, por exemplo. A inserção de um “defeito” no plano de terra também é uma técnica utilizada para a redução do tamanho da antena (LIM et al., 2002).

5.3.2 Redução de harmônicos

Um dos fenômenos importantes nas antenas ativas é a redução dos harmônicos. Em antenas ativas, a intensidade de radiação dos dispositivos tanto ativa como passiva é desejada por ser muito baixa em relação às frequências harmônicas. Ao integrar o dispositivo ativo muito perto do remendo irradiando juntamente com a linha de alimentação, as perdas nas linhas de alimentação são reduzidas. Entretanto, o desempenho destas antenas diminui com a radiação harmônica, resultando em um processo não linear.

Assim, a radiação harmônica é um inconveniente em antenas de microfita, e as estruturas do tipo *PBG/DGS* são sugeridas para reduzir as harmônicas de ordem mais elevada, nestas antenas. A antena com estrutura *DGS* elimina fortemente a ressonância harmônica (SUN; YANG; SHENG, 2007). Diferentes unidades de *DGS* foram utilizadas na redução de harmônicas em antenas *DGS*, em forma espiral, haltere e afunilada.

5.3.3 Redução polarização transversal

A estrutura de plano de terra com defeito (*DGS*) em antenas de microfita é usado para reduzir a radiação com polarização cruzada (*XP*). O padrão *DGS* é simples e fácil de inserir em um substrato comercial. Este defeito reduz apenas o campo de radiação *XP* sem afetar a impedância de entrada no modo dominante e padrões de radiação co-polarizados de uma antena convencional. Este novo conceito foi examinado experimentalmente para um padrão *DGS* em particular, empregando um remendo circular como radiador (SUN; YANG; SHENG, 2007).

5.3.4 Polarização circular

O *DGS* é utilizado sob as linhas de alimentação, incluindo as estruturas de linha de alimentação, que são acoplados a borda das antenas de microfita do tipo *patch*, numa única camada de substrato para antenas *patch* com polarização circular. Os projetos apresentados podem ser facilmente estendidos para outras bandas através de satélite e sistemas terrestres que requerem antenas de polarização circular (SALEHI et al., 2006). Este tipo de antena pode ser facilmente integrado em sistema leitor de *RFID* e também útil para outros sistemas de comunicação sem fio, os quais envolvem polarização circular.

6 MATERIAIS E MÉTODOS

Este trabalho apresenta o comportamento de antenas de microfita com *patch* retangular, baseada num projeto padrão, desenvolvida para uma frequência de ressonância na faixa de 2,45GHz, através de modificações realizadas no plano de terra mediante a retirada de material metálico, cujo formato é delimitado pela inserção de estruturas triangulares, analisando o efeito destas mudanças no diagrama de radiação 2D e 3D, frequência de operação, largura de banda, perda de retorno, distribuição de densidade de corrente e carta de *Smith*.

Inicialmente, foi utilizado o projeto de uma antena *patch* padrão que ressoasse na frequência centrada de 2,45GHz. A antena escolhida como padrão foi independentemente simulada, para validação dos resultados.

A Figura 35 apresenta o fluxograma da metodologia utilizada, para desenvolvimento deste trabalho.

Figura 35 - Fluxograma do processo metodológico utilizado.

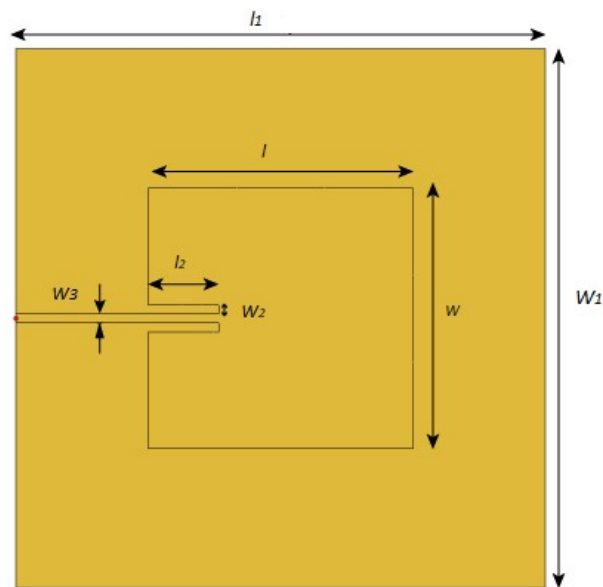


Fonte: Autoria própria.

6.1 Projeto da antena de referência

Para realização deste trabalho, faz-se necessário partir de uma antena de microfita com técnica de casamento de impedância *inset feed*, sem nenhuma alteração no plano de terra, projetada para operar em 2,45GHz. O desenho padrão de uma antena de microfita com estas características é mostrado na Figura 36.

Figura 36 - Projeto básico de uma antena de microfita com técnica de casamento de impedância *inset feed*.



Fonte: Autoria própria.¹

Onde,

l é o comprimento do *patch*;

w é a largura do *patch*;

l_1 é o comprimento do plano de terra;

w_1 é a largura do plano de terra;

l_2 é o comprimento da reentrância;

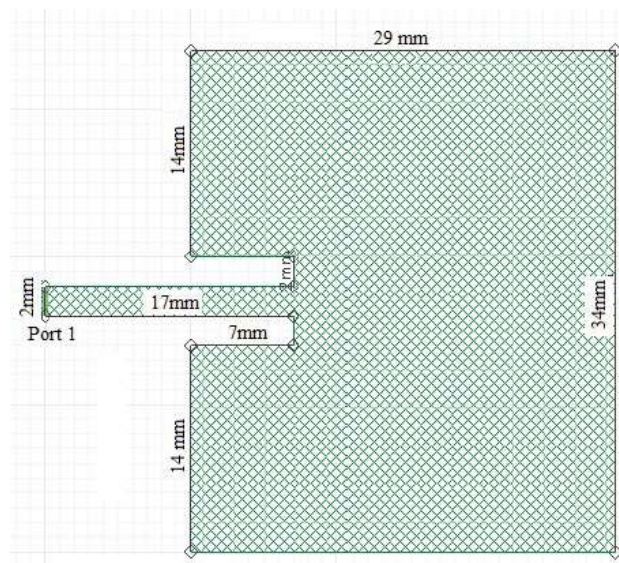
w_2 é a largura da reentrância;

w_3 é a espessura da linha de transmissão.

Assim, parte-se de uma antena já projetada, escolhida para servir de base para a elaboração das demais antenas deste trabalho, para realizar o estudo paramétrico, mostrada na Figura 37 (COSTA E SILVA, 2014). Para efeito de validação dos resultados obtidos, a antena apresentada no trabalho citado foi reprojetaada, redimensionada, e submetida a simulações teóricas no *software HFSS*®.

¹ baseada na figura do *Help Center* do *software MATLAB*®.

Figura 37 - Dimensões da antena de referência



Fonte: (COSTA E SILVA, 2014)

A partir da antena acima já dimensionada, foram elaborados 04 novos projetos, realizando-se alterações no plano de terra da antena, formando estruturas *DGS* (*Defected Ground Structures*), diante da inserção de estruturas metamateriais do tipo *SETR* (*Split Equilateral Triangle Resonator*), da seguinte forma:

- Todos os projetos possuem exatamente o mesmo formato do *patch* retangular;
- A frequência de trabalho para as antenas é de 2,45 GHz;
- A impedância utilizada para alimentação das antenas é de 50 Ω ;
- A diferença entre as antenas proposta está na quantidade de elementos *SETR* inseridos no plano de terra, e espaçados entre eles (medida entre centros), no qual foram determinados espaçamentos para 9mm ($\sim \lambda/15$) e 18mm ($\sim \lambda/8$), construtivamente possível e garantindo não apenas que os *slots* (fendas) destes elementos apresentassem dimensões em torno de um décimo do comprimento de onda, mas como toda a periodicidade da estrutura apresentasse esta proporção.

A seção 6.2 detalha a estrutura *SETR* utilizada neste trabalho, bem como o parâmetro observado para o dimensionamento.

6.2 *Split Equilateral Ring Resonator (SETR)*

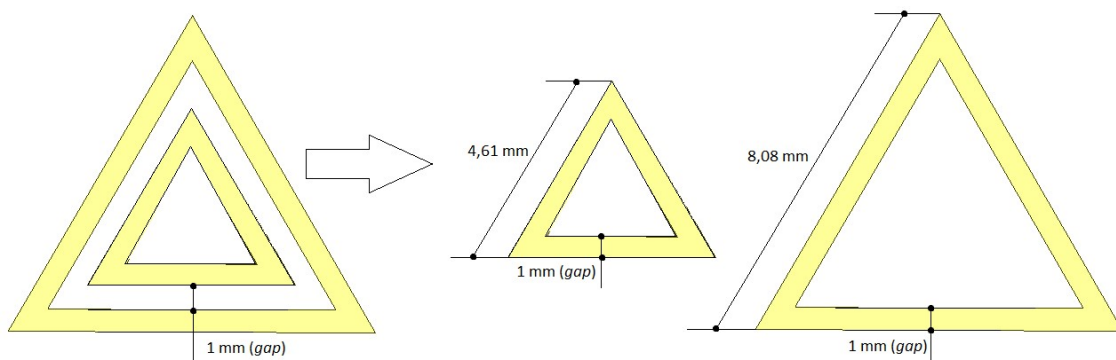
As estruturas *SETR* utilizadas neste trabalho, detalhadas em (MORAIS, 2014), são figuras sólidas triangulares, compostas por quatro triângulos equiláteros. Dois triângulos equiláteros

formarão a figura sólida interior, e dois formarão a figura sólida exterior, como apresentados na Figura 38.

De modo geral, os anéis ressonantes são estruturas artificiais utilizadas para alcançar propriedades metamateriais (SMITH *et al.*, 2000). Estas estruturas atuam como pequenos dipolos magnéticos, elevando a resposta magnética do material, proporcionalmente a maiores quantidades de anéis utilizados.

Quando estas estruturas são muito pequenas comparadas ao comprimento de onda (em torno de um décimo do λ), o circuito é considerado *LC*, onde *L* é a auto-indutância do anel e *C* é a capacitância dos *slots* (HAND, 2009).

Figura 38 - Dimensões do elemento SETR sem slots.



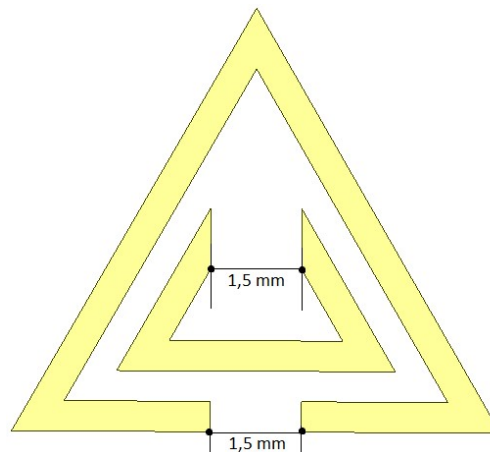
Fonte: Autoria própria².

- As medidas dos lados da figura sólida triangular equilátera interna são 3,46mm e 4,61mm, formando um *gap* de 1 mm.
- As medidas dos lados da figura sólida triangular equilátera externa são 6,92mm e 8,08mm, formando um *gap* de 1 mm.
- Os *gaps* (lacunas a serem corroídas no plano de terra) entre os triângulos metálicos medem 1 mm;

A partir das estruturas mostradas na Figura 38 são realizadas aberturas de mesmas dimensões, em ambas as figuras sólidas, resultando na Figura 39. A estrutura resultante é então gravada no plano de terra, para corrosão do material metálico.

² Projeto do elemento *SETR* dimensionado em Morais (2014).

Figura 39 - Dimensões do elemento *SETR* com *slots*.



Fonte: Autoria própria.

- As aberturas (*slots*) medem 1,5mm;

A partir dos elementos *SETR* dimensionados, foram utilizados 04 projetos de antenas de microfita modificadas, dados da seguinte forma:

Antena 01: Antena padrão de referência, com técnica *inset feed*, conforme Figura 40, intitulada neste trabalho como antena padrão;

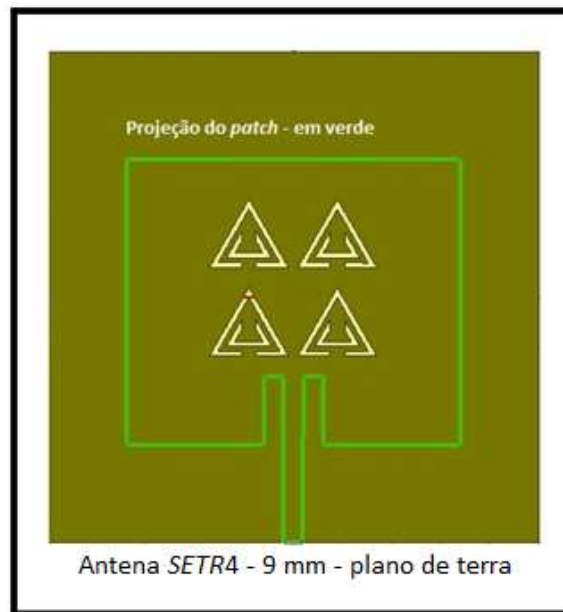
Figura 40 – Antena padrão do tipo *patch* com técnica de casamento de impedância *inset feed*



Fonte: Autoria própria.

A partir de antena apresentada na figura 40, foi realizada uma alteração no plano de terra, consistindo na inserção de 4 elementos *SETR*, arranjados de forma 2x2, com células espaçadas em 9 mm entre seus centros e dispostos na projeção do *patch* ao plano de terra, intitulada *SETR4* – 9 mm, cujo *design* é mostrado na Figura 41.

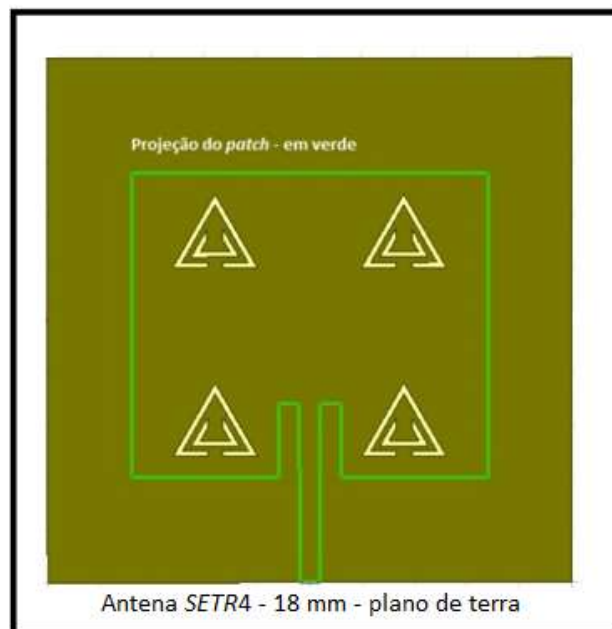
Figura 41 – Projeto da antena *SETR4* – 9mm.



Fonte: Autoria própria.

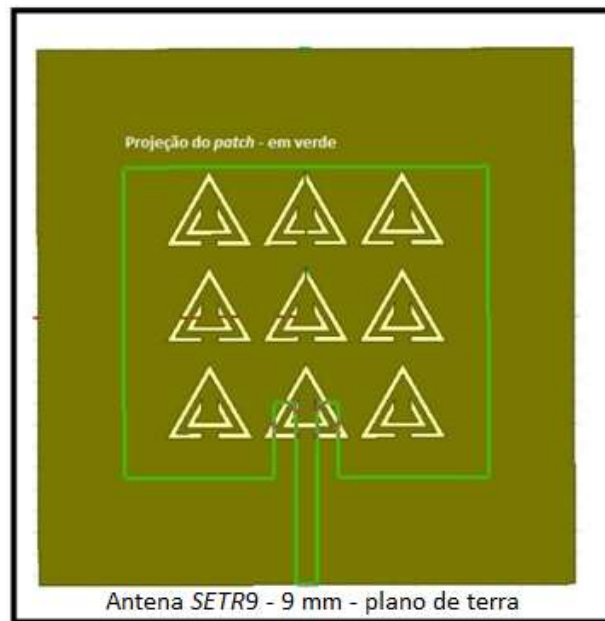
Utilizando a mesma metodologia, a segunda antena é caracterizada com 4 elementos *SETR* no plano de terra, com células espaçadas em 18 mm entre seus centros, dispostos no plano de terra, denominada *SETR4* – 18 mm, cujo *design* é mostrado na Figura 42;

Figura 42 – Projeto da antena *SETR4* – 18mm.



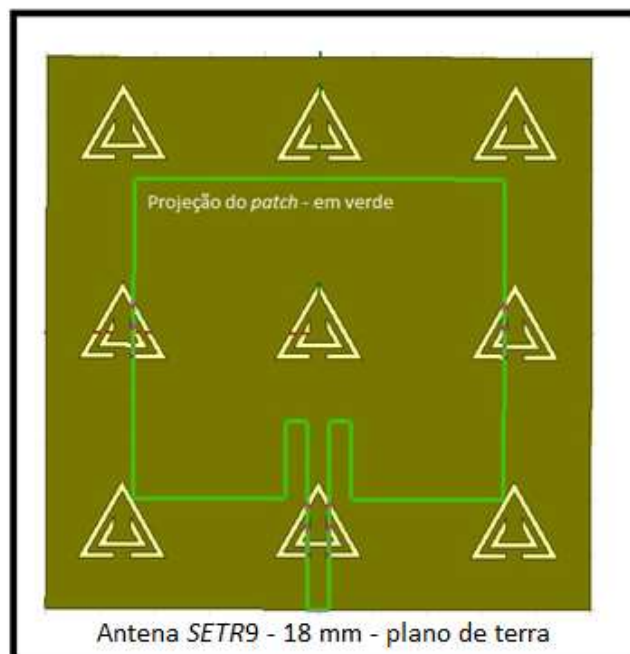
Fonte: Autoria própria.

A terceira antena possui 9 elementos *SETR* no plano de terra, com células espaçadas em 9 mm entre seus centros, dispostos na projeção do *patch* ao plano de terra, denominada *SETR9* – 9mm, conforme Figura 43.

Figura 43 – Projeto da antena *SETR9* – 9mm.

Fonte: Autoria própria.

Por último, foi projetada a antena com 9 elementos *SETR*, com células espaçadas em 18mm entre seus centros, dispostos por todo o plano de terra e designada como *SETR9* – 18mm conforme Figura 44.

Figura 44 – Projeto da antena *SETR9* – 18mm.

Fonte: Autoria própria.

Com as configurações acima projetadas e simuladas, foram escolhidas duas antenas que melhor performaram e obtiveram resultados que possibilitaram análises mais detalhadas, para construção, com o objetivo de realizar medições práticas e efetuar comparações.

Para confecção das antenas, foram feitos desenhos no *software* AutoCAD®, da Autodesk, e feita a impressão diretamente na placa, do formato das antenas propostas.

A placa citada é de FR4 de 1,6mm como substrato (dielétrico), coberta por dupla camada de material metálico (nas faces superior e inferior da placa) para confecção das antenas. A impressão realizada diretamente nas faces da placa, consiste em corroer a parte metálica, imergindo-a numa solução ácida de percloroeto de ferro ($FeCl_3$), conforme Figura 45. Ao final da corrosão, restaram apenas o material dielétrico (isolante) FR4 e a tinta da impressão.

Figura 45 - Antenas imersas em solução ácida de percloroeto de ferro

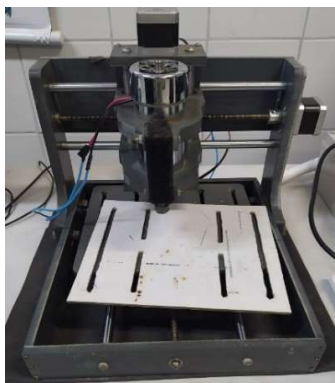


Fonte: Autoria própria.

Na sequência, foi retirada a tinta preta impressa nas placas, deixando a parte metálica exposta e, em seguida, efetuado o corte da placa e os ajustes fino das dimensões das antenas e soldagem do conector tipo *SMA* 50 Ω (ohms) na antena pronta, com a finalidade de analisar suas características de radiação.

O corte foi realizado utilizando a fresa, conforme mostrado na Figura 46. Na sequência, são exibidas algumas figuras referentes aos passos de processo de confecção das antenas, desde a escolha da placa até o momento da conectorização, com visão frontal e traseira.

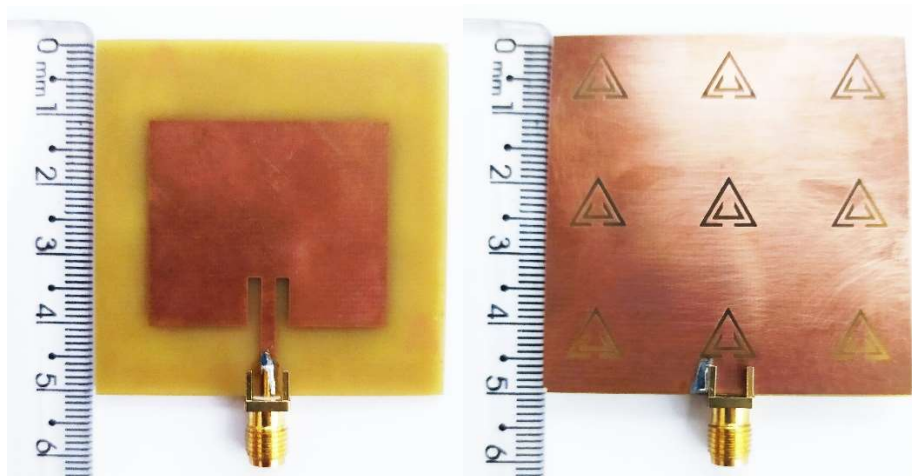
Figura 46 – Fresa CNC modelo PCB 2020.



Fonte: Autoria própria.

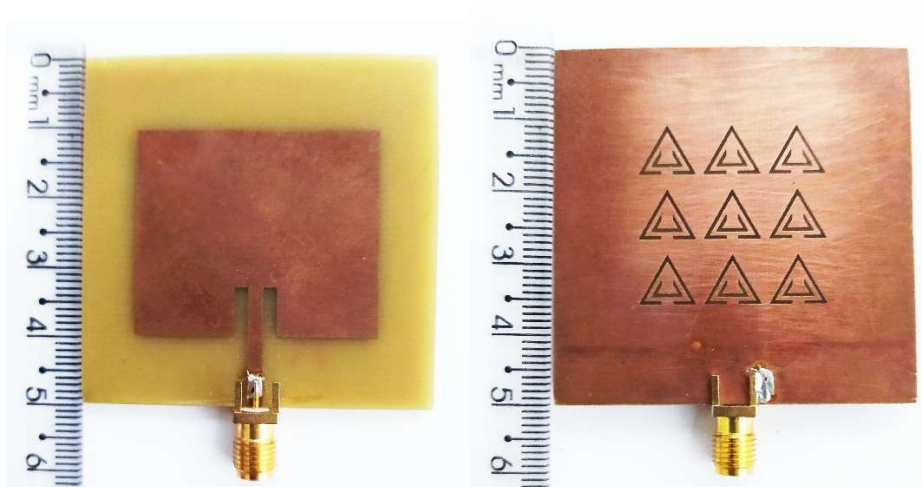
A seguir, são exibidas as antenas desenvolvidas, ao final do processo de construção, com visão de diferentes perspectivas.

Figura 47 – Protótipo da antena *SETR9* – 18mm (a) *patch*, (b) plano de terra.



Fonte: Autoria própria.

Figura 48 – Protótipo da antena *SETR* – 18mm. (a) *patch*, (b) plano de terra.

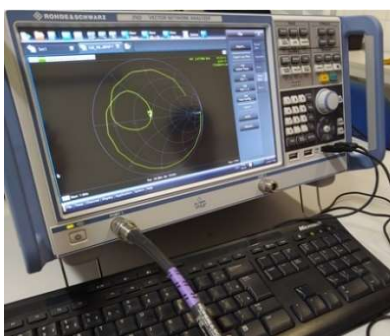


Fonte: Autoria própria.

As medições das características de radiação da antena (coeficiente de reflexão, carta de *Smith* e diagrama de radiação) foram obtidas no laboratório do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (UFERSA), *campus* Mossoró.

Para medição da perda de retorno (S_{11}) e impedância, obtida através da carta de *Smith*, foi utilizado o analisador de redes vetoriais (*VNA – Vector Network Analyzer*) do fabricante Rohde & Schwarz®, com faixa de operação de 100 kHz a 8,5 GHz, capaz de operar na faixa de frequência pretendida (2,45 GHz), mostrado na Figura 49.

Figura 49 - VNA Rhode & Schwarz® ZND.



Fonte: Autoria própria.

7 RESULTADOS E DISCUSSÕES

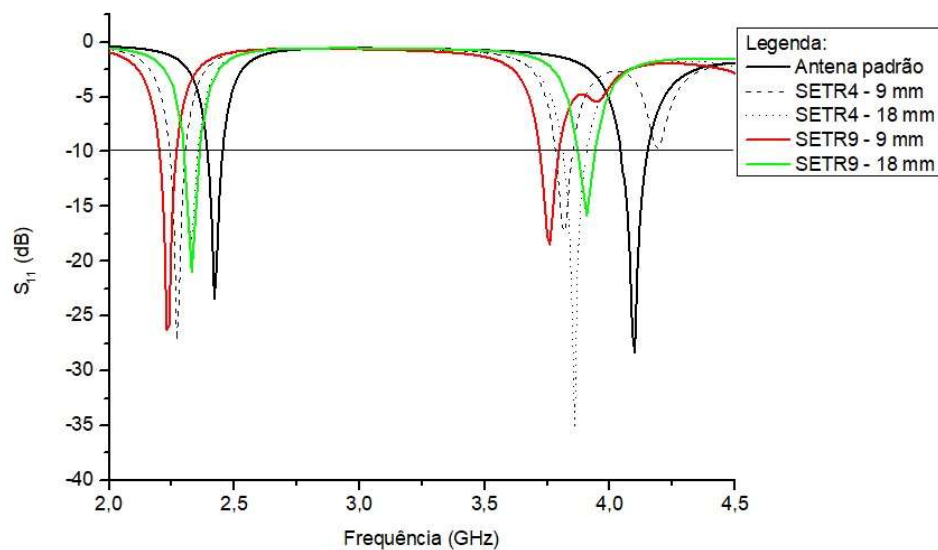
Após terem sido feitas as simulações das 05 antenas e medições das 02 antenas confeccionadas, os dados gerados pelo *VNA* foram analisados e comparados com os valores simulados no *HFSS*®, para comprovar a similaridade entre os resultados obtidos.

Cada parâmetro foi individualmente analisado e discutido, observando as principais diferenças entre as antenas em estudo, de modo que o coeficiente de reflexão, largura de banda, frequência de ressonância e carta de Smith serão considerados para todas as antenas. Já os parâmetros de densidade de corrente, diagrama de radiação 2D e 3D e *VSWR* serão apresentados para as duas antenas escolhidas para serem construídas.

7.1 Perda de retorno (S_{11})

Na Figura 50 são exibidos os resultados obtidos nas simulações e medições, para os parâmetros de frequência de ressonância, perda de retorno (S_{11}) e largura de banda (*BW – Bandwidth*), simulados, para as antenas em estudo.

Figura 50 - Perda de retorno (S_{11}) vs Frequência, simulado para as 05 antenas.



Fonte: Simulação *HFSS*®.

Da Figura 50, é possível observar que todas as antenas modificadas obtiveram faixas de operação deslocadas para menor, ou seja, a inserção periódica dos elementos no plano de terra atribuído pela característica metamaterial da estrutura, causaram o efeito de miniaturização. Assim, frequências menores foram obtidas sem alteração das dimensões da antena padrão, em ambas as faixas de operação.

A Tabela 3 apresenta os resultados comparativamente, de acordo com as simulações realizadas no *HFSS*[®] e dos resultados apresentados na Figura 50.

Tabela 3 – Resultados simulados para todas as antenas, para as duas faixas ressonantes.

	Antena Padrão	SETR4 – 9 mm	SETR4 – 18 mm	SETR9 – 9 mm	SETR9 – 18 mm
Frequência de ressonância (Fr) – (GHz)					
Fr (GHz) – 1ª faixa	2,42	2,27	2,33	2,23	2,33
Fr (GHz) – 2ª faixa	4,1	3,82	3,86	3,76	3,9
Largura de banda (BW) – (MHz)					
BW (MHz) – 1ª faixa	60	60	50	70	40
BW (MHz) – 2ª faixa	110	70	90	90	50
Perda de retorno (S₁₁) – (dB)					
S₁₁ (dB) – 1ª faixa	-23,38	-27,19	-18,16	-26,24	-21
S₁₁ (dB) – 2ª faixa	-28,35	-17,32	-35,28	-18,48	-15

Fonte: Autoria própria.

Dentre as antenas simuladas, destacam-se as perdas de retorno (S_{11}) para as antenas *SETR4* – 9mm e *SETR9* – 9mm e largura de banda para a antena *SETR9* – 9mm, na primeira faixa de operação, enquanto que para a segunda faixa de operação obtiveram destaques na perda de retorno (S_{11}) e largura de banda a antena *SETR4* – 18mm e novamente a antena *SETR9* – 9mm para largura de banda. Assim, para melhor comparação dos demais parâmetros, entre resultados simulados e medidos, a antena *SETR9* – 9mm foi escolhida para ser fabricada, tendo em vista que apresentou maior largura de banda e melhor perda de retorno nas duas faixas de operação, em frequências definidas inicialmente pela ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) para operação da tecnologia 5G no Brasil (3,5GHz e 2,3GHz)³.

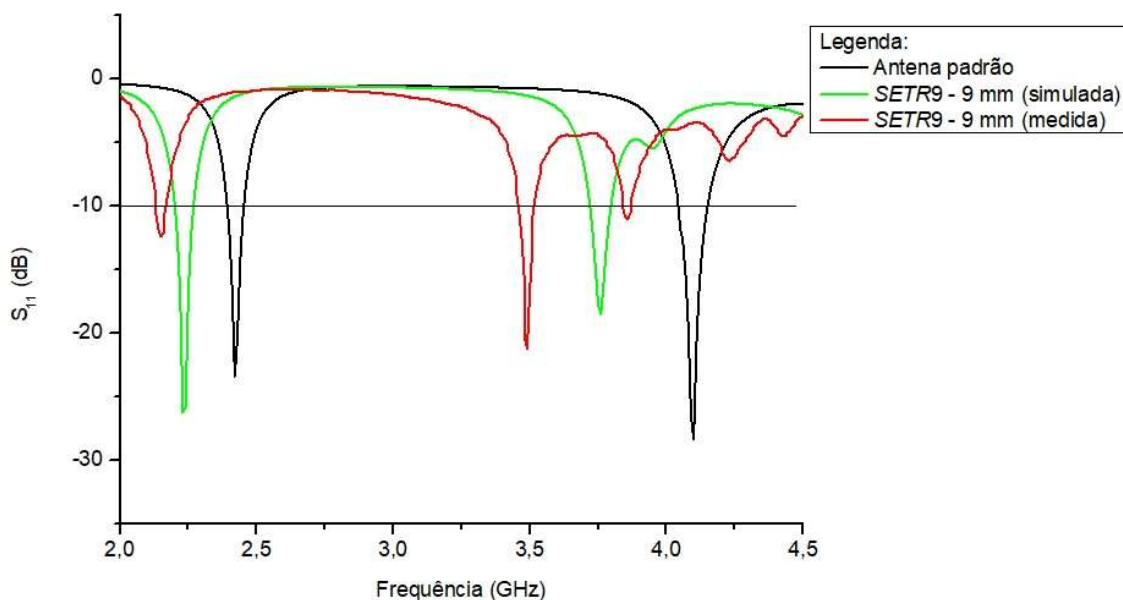
³ Retirado de:

<https://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documentoVersionado.asp?numeroPublicacao=&documentoPath=radiofrequencia/qaff.pdf&Pub=&URL=/Portal/verificaDocumentos/documento.asp>

De acordo com a proposta deste trabalho, uma segunda antena foi escolhida para ser fabricada, tomando como base a proximidade de arquitetura da primeira antena escolhida (antena de microfita com 9 elementos *SETR* no plano de terra, espaçados em 9mm entre seus centros), para uma compreensão mais detalhada dos resultados. Logo, a segunda antena escolhida foi de mesmo número de elementos *SETR*, diferenciando apenas os espaçamentos entre estes elementos *SETR*, nos quais foram determinados em 18 mm (antena denominada *SETR9* – 18mm).

A Figura 51 mostra os resultados simulados e medidos do parâmetro perda de retorno, para a antena denominada *SETR9* – 9 mm, em comparação com a antena sem modificações (antena de referência). Para a antena *SETR9* – 9mm:

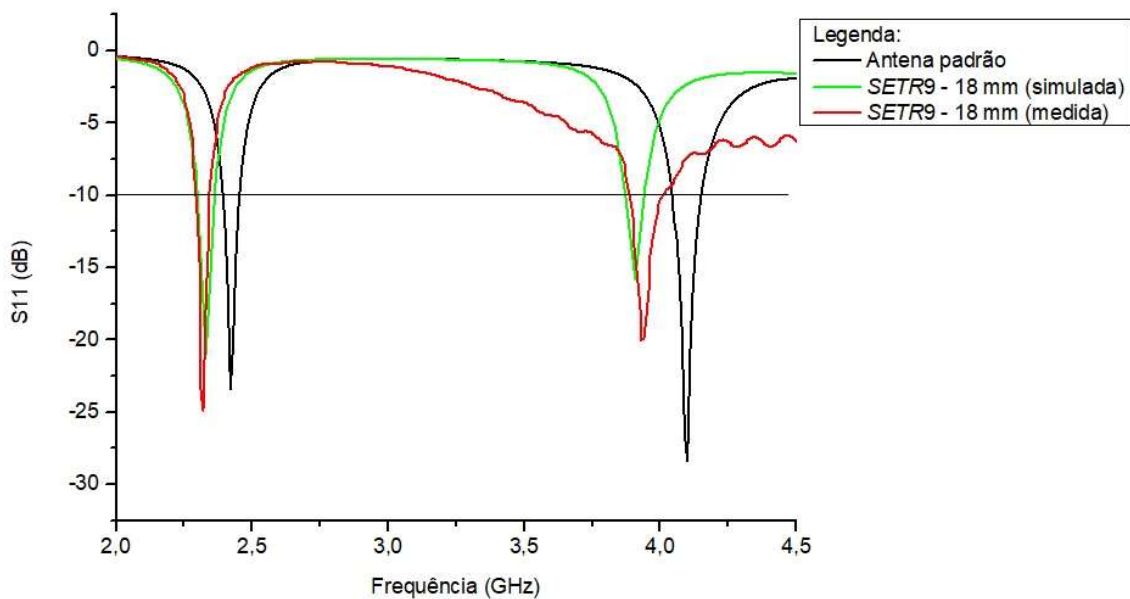
Figura 51 - Comparação entre simulação e medição da antena *SETR9* - 9mm



Fonte: Simulações no *HFSS*® e *VNA*.

De acordo com a Figura 51, observa-se que houve uma grande diferença entre o valor de perda de retorno (S_{11}) simulado e medido, na primeira faixa de operação, e um deslocamento de frequências na segunda faixa. Em comparação com a antena padrão, podemos verificar que a medição confirma o efeito da “miniaturização”. Entretanto, a diferença consiste em fatores construtivos, como conexão com o conector *SMA*, solda, etc.

Estes fatores foram analisados, observando-se os resultados medidos e simulados para a segunda antena, *SETR9* – 18mm, verificando-se a ocorrência ou não dos mesmos, no qual os resultados são apresentados na Figura 52.

Figura 52 - Comparação entre simulação e medição da antena *SETR9* - 18mm

Fonte: Simulações no *HFSS*® e *VNA*.

De acordo com a Figura 52 observa-se a proximidade entre os resultados simulados e medidos, principalmente na primeira faixa de operação, onde as curvas simuladas e medidas demonstram alta confiabilidade dos resultados. Entretanto, efeitos externos também são observados na medição desta antena, observados na segunda faixa de operação, na qual a curva da perda de retorno apresenta distorções.

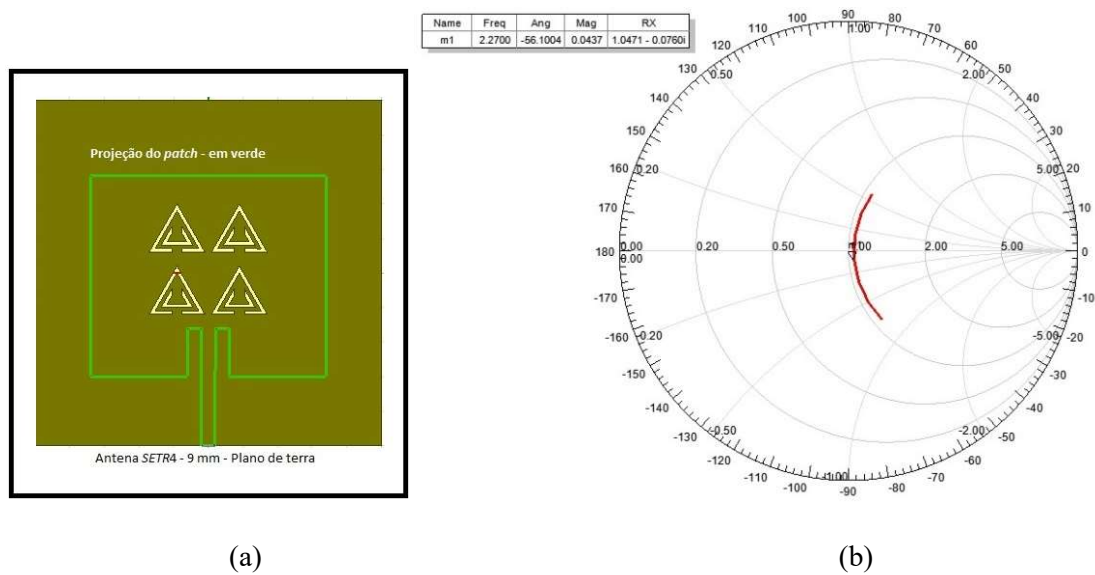
Durante as medições, foi possível observar que o posicionamento físico das antenas interferia acentuadamente na curva resultante, sendo necessário posicioná-las sem interferências humanas e o mais imóveis possível.

7.2 Carta de Smith

A seguir serão apresentados os resultados simulados para o parâmetro carta de Smith, objetivando analisar o casamento de impedância das antenas em estudo.

Para a antena *SETR4* – 9mm, na primeira faixa de operação (2,24GHz a 2,30GHz):

Figura 53 – (a) Design *SETR4* – 9mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR4* - 9mm – primeiro modo ressonante

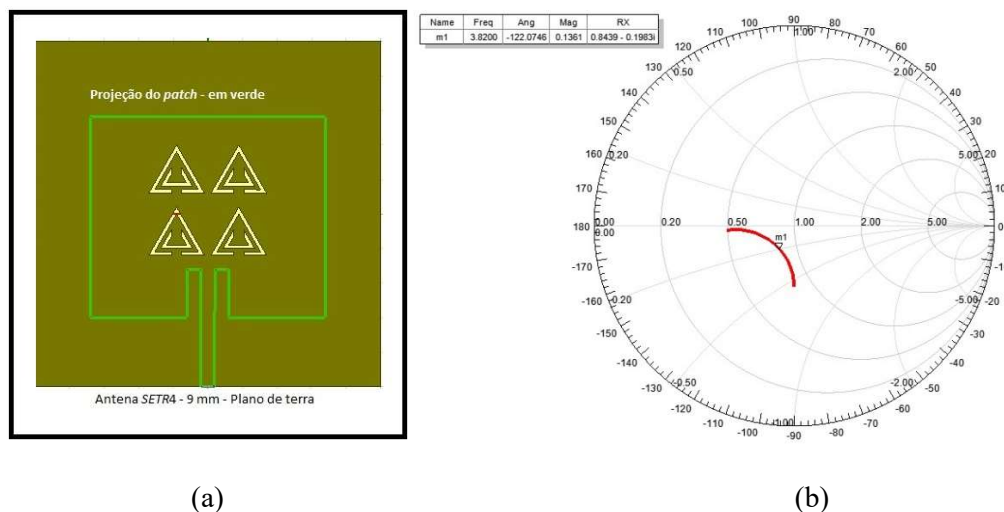


Fonte: (a) Autoria própria. (b) Simulação *HFSS*®.

A Figura 53 aponta que há casamento de impedância na frequência de 2,27GHz, para esta configuração, na primeira faixa de frequência.

Já para a antena *SETR4* – 9mm, na segunda faixa de operação (3,78GHz a 3,85GHz), a Figura 54 mostra através da carta de Smith, que há deslocamento nos valores reais e reativos da impedância na frequência de 3,82GHz (frequência de ressonância da antena em análise) acentuados pela proximidade dos elementos *SETR* entre si.

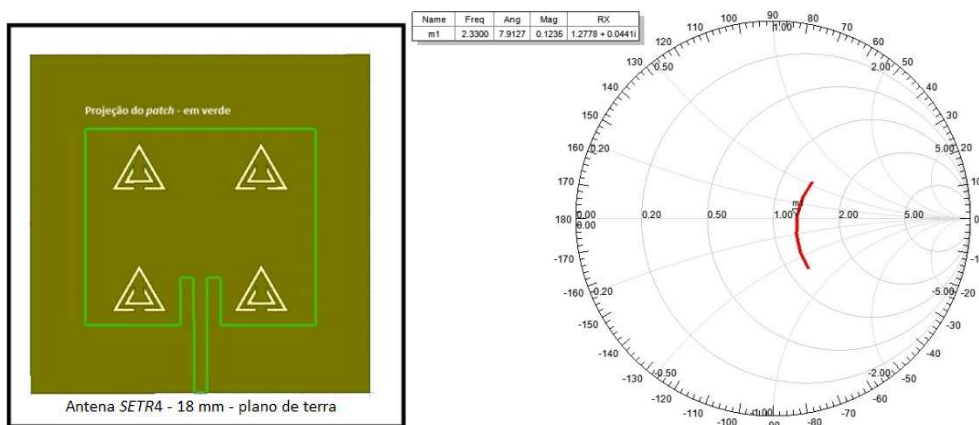
Figura 54 - (a) Design *SETR4* – 9mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR4* - 9mm - segundo modo ressonante



Fonte: (a) Autoria própria (b) Simulação *HFSS*®.

Para a antena *SETR4* – 18mm, na primeira faixa de operação (2,30GHz a 2,35GHz), são observados os resultados mostrados na Figura 55.

Figura 55 - (a) Design *SETR4* – 18mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR4* - 18mm - primeiro modo ressonante

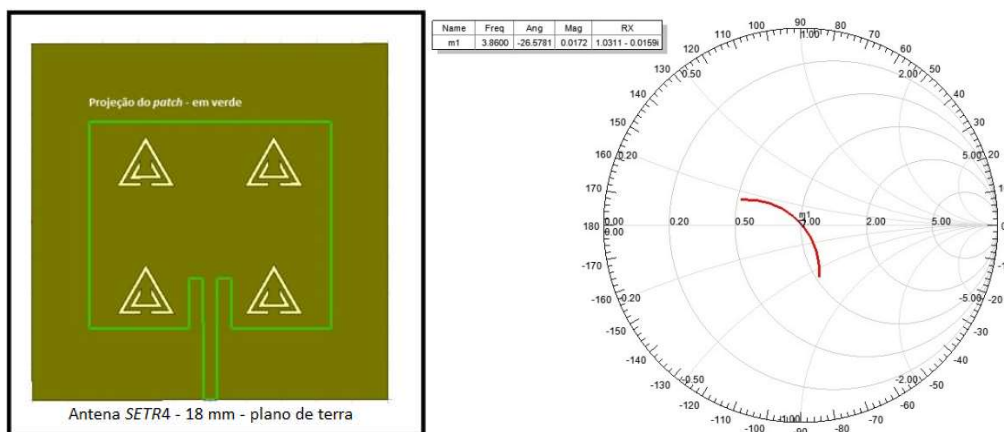


Fonte: (a) Autoria própria (b) Simulação *HFSS*®.

Observa-se que na primeira faixa de operação já ocorre um pequeno deslocamento real e reativo na frequência de 2,33GHz (frequência de ressonância), originando um pequeno descasamento de impedância.

Para a mesma antena, na segunda faixa de operação (3,81GHz a 3,90GHz), são observados os resultados apresentados na Figura 56.

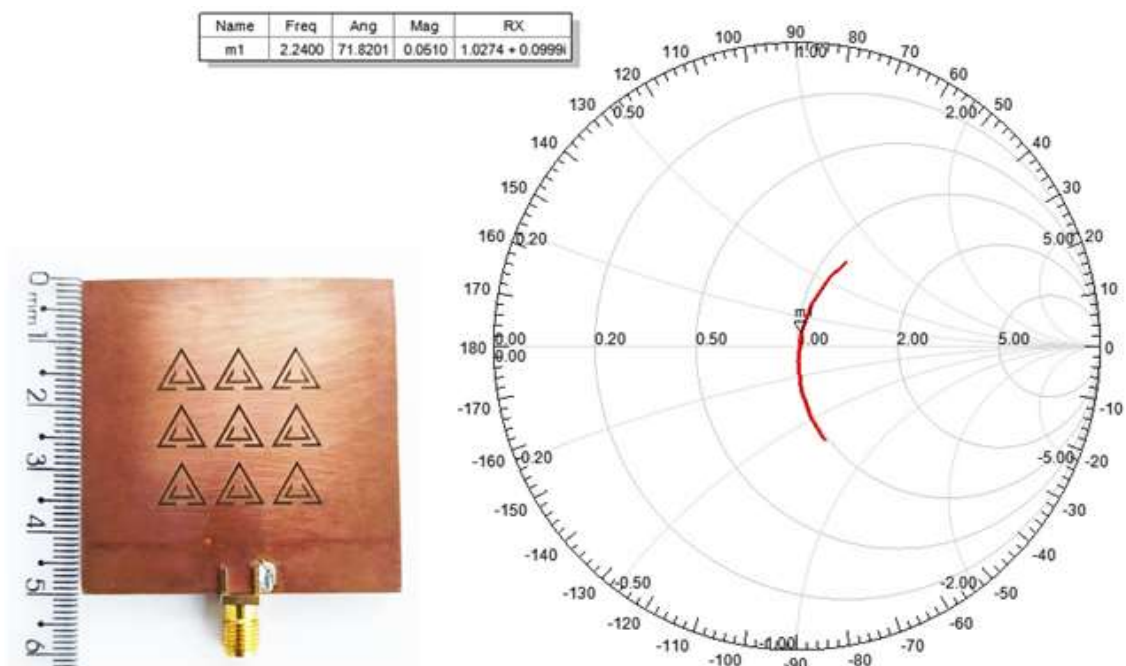
Figura 56 - (a) Design *SETR4* – 18mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR4* - 18mm - segundo modo ressonante



Da carta de Smith apresentada na Figura 56, percebe-se que há casamento de impedância na segunda faixa de operação, para a frequência de ressonância desta antena (3,86GHz), visto que são nulos os efeitos reativos (capacitivos e indutivos). A ocorrência destes efeitos foi analisada para as antenas cuja estruturas possuem 9 elementos *SETR* no plano de terra, com o objetivo de verificar a ocorrência de descasamentos de impedância.

Para a antena *SETR9* – 9mm, na primeira faixa de operação (2,20GHz a 2,27GHz):

Figura 57 - (a) Design *SETR9* – 9mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR9* - 9mm - primeiro modo ressonante

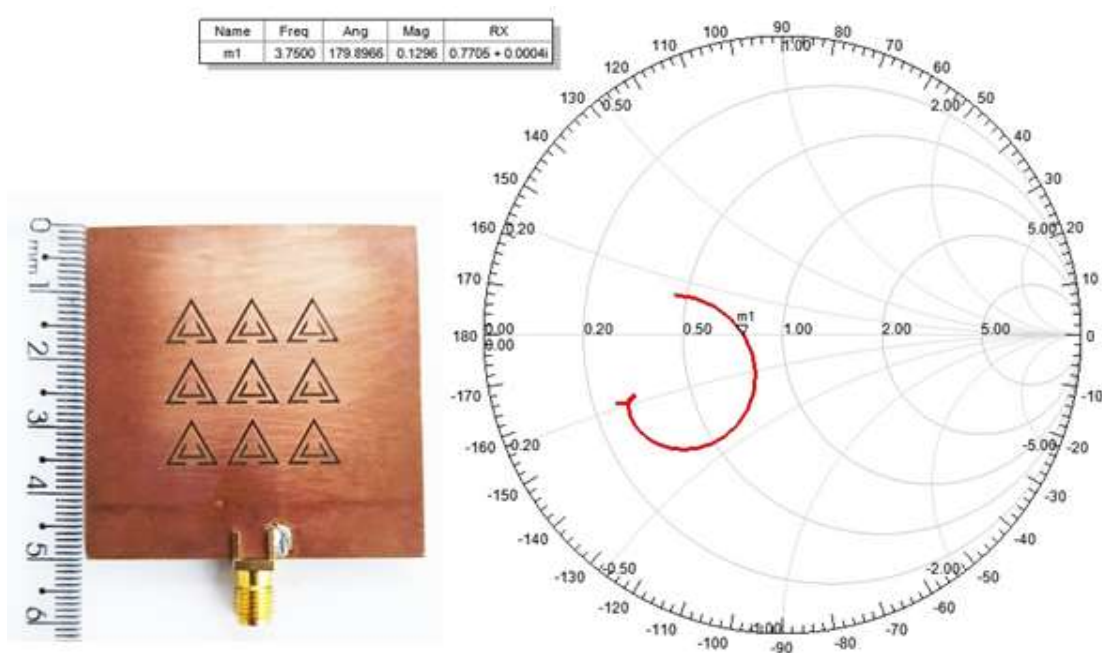


Fonte: Simulação *HFSS*®.

A Figura 57 mostra que para a primeira faixa de operação, houve casamento de impedância na frequência de ressonância (2,44GHz), para o resultado simulado.

Para a antena *SETR9* – 9mm, na segunda faixa de operação (3,72GHz a 3,80GHz):

Figura 58 - (a) Design *SETR9* – 9mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR9* - 9mm - segundo modo ressonante

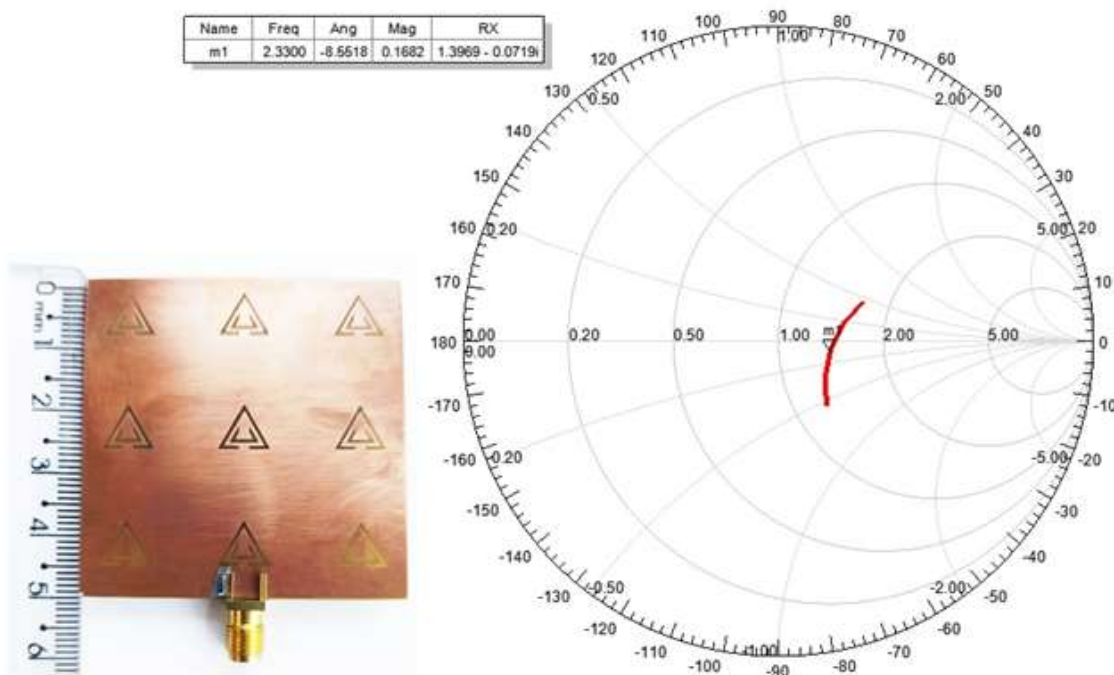


Fonte: Simulação *HFSS*®.

Observa-se da Figura 58(b) que para a segunda faixa de frequência, houve maior discrepância nos valores reais e imaginários de impedância, caracterizando que para a frequência de ressonância desta antena, em 3,75GHz não houve bom casamento de impedância.

Para a antena *SETR9* – 18mm, na primeira faixa de operação (2,31GHz a 2,35GHz), temos:

Figura 59 - (a) Design *SETR9* – 18mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR9* - 18mm - primeiro modo ressonante

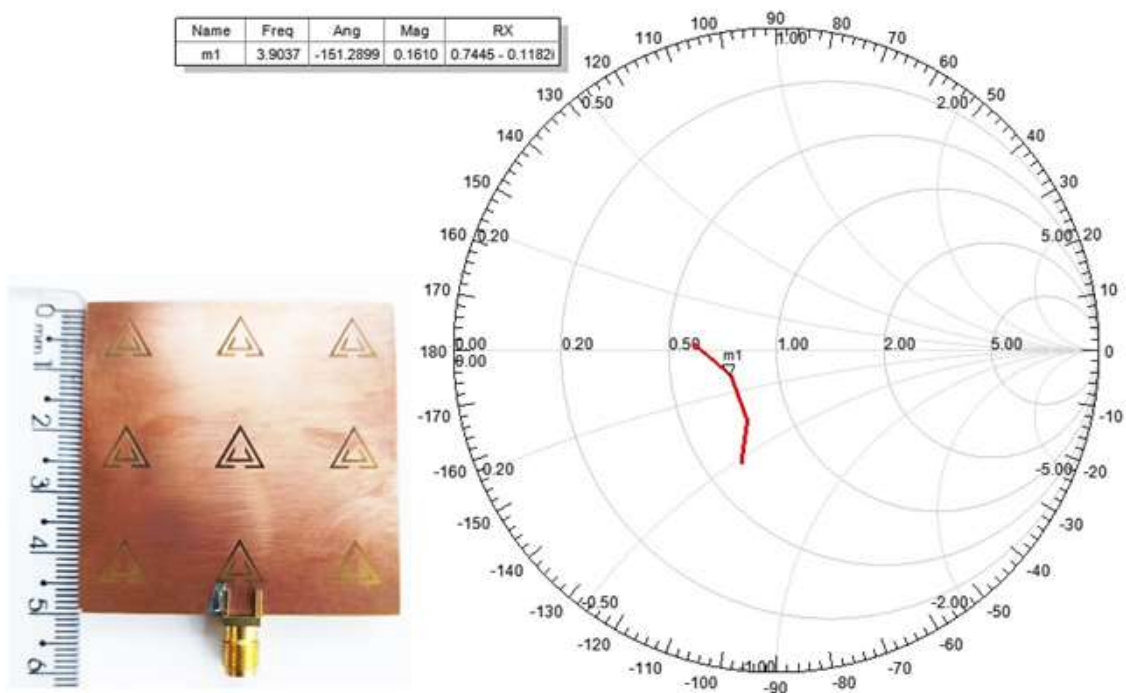


Fonte: Simulação *HFSS*®.

A carta de Smith, mostrada na Figura 59(b), mostra a ocorrência de um deslocamento do valor real (resistivo) ao centro do gráfico, para a frequência de 2,33GHz, originando um pequeno descasamento de impedância (simulada), na primeira faixa de operação. Visto que esta antena, nesta faixa de operação, demonstrou um resultado simulado e medido para a perda de retorno (S_{11}) mais próximo, entre todas as antenas, realizou-se a medição da carta de Smith, apresentada na Figura 60.

Para a antena *SETR9* – 18mm, na segunda faixa de operação (3,88GHz a 3,93GHz):

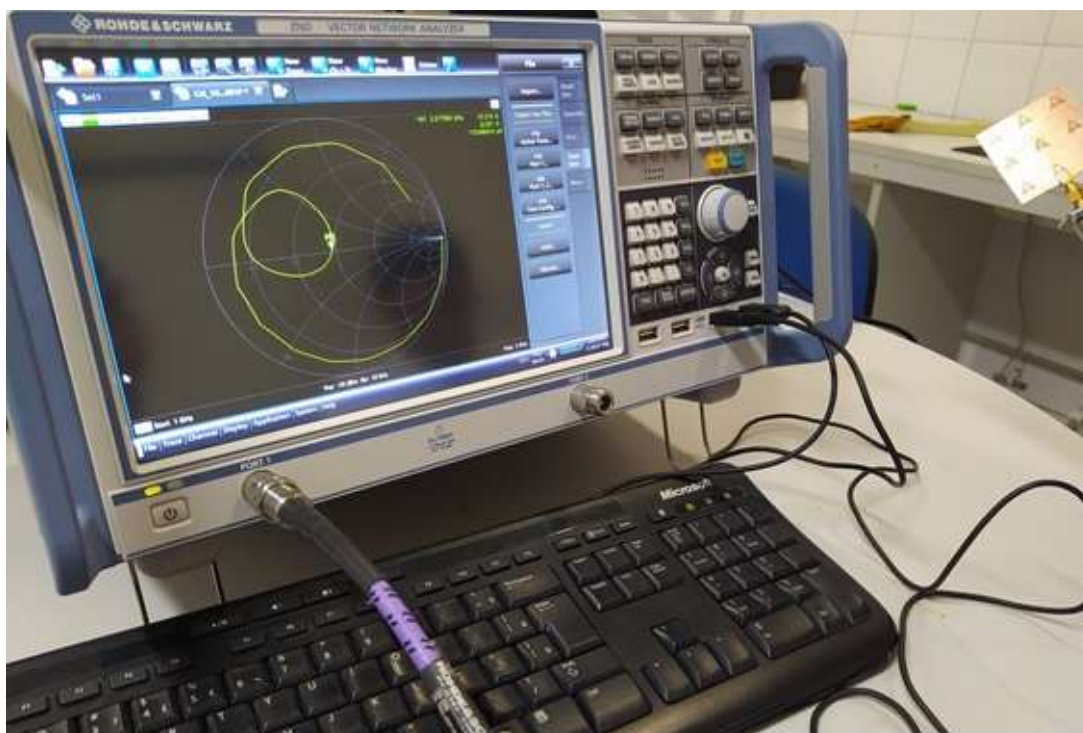
Figura 60 - (a) Design *SETR9* – 18mm (b) Carta de Smith para a antena *SETR9* - 18mm - segundo modo ressonante



Fonte: Simulação *HFSS*®.

Observa-se novamente que houve um deslocamento real e reativo, causando um pequeno descasamento de impedância, nesta faixa de operação.

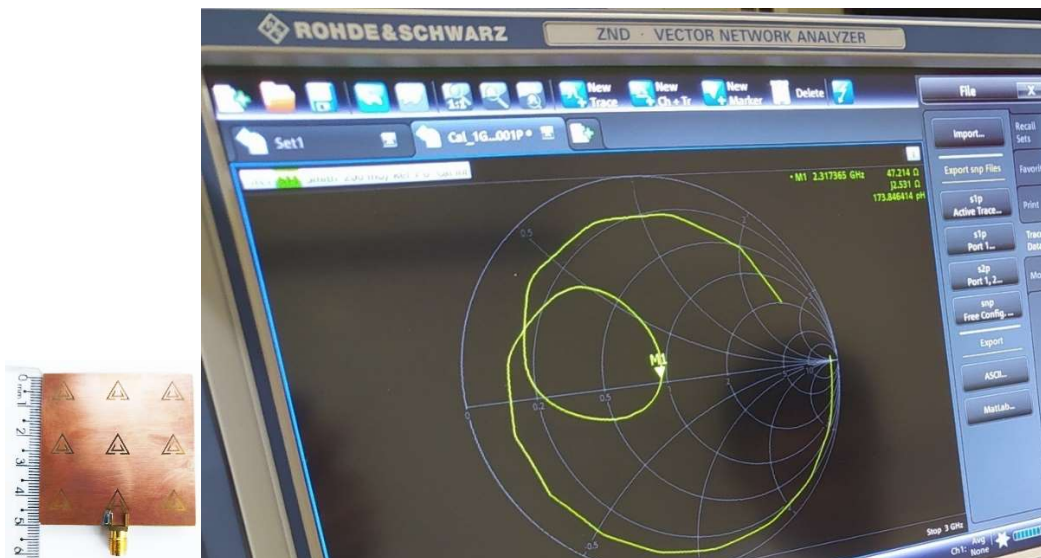
Figura 61 - *VNA* com resultado para carta de Smith



Fonte: Autoria própria.

Percebe-se a partir da Figura 61, que há um pequeno deslocamento no resultado da impedância, originado por efeito indutivo, na frequência de ressonância da antena em 2,33GHz (a faixa utilizada foi de 1GHz a 3GHz). Entretanto, a parte real resultou em 47Ω , constatando que a antena possui um casamento de impedância satisfatório. A Figura 62 mostra o resultado detalhado da medição.

Figura 62 - VNA com resultado para carta de Smith - Ampliado



Fonte: Medição VNA.

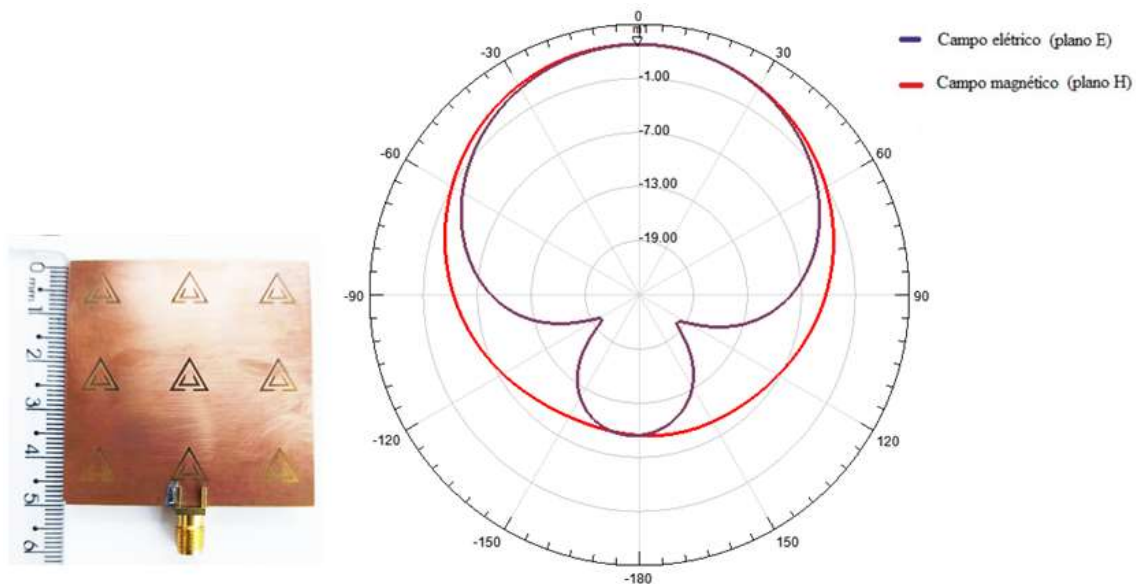
Percebe-se diante dos resultados apresentados nesta seção, que as antenas projetadas com curtos espaçamentos, demonstraram casamento de impedância para a primeira faixa de operação. Já para a segunda faixa de operação (frequências mais altas), ocorre desvios, demonstrando pequenos descasamento de impedâncias. O mesmo ocorre para as antenas com 18mm de espaçamentos, a segunda faixa de operação possui pequenos desvios nos valores finais de impedância, demonstrando descasamento de impedância. Tais observações são confirmadas, ao se analisar o resultado prático das duas antenas medidas, que mesmo havendo diferenças entre coerências de resultados (uma com resultados divergentes, e outro com resultados muito próximos, simulados e medidos), há o aumento do afastamento das curvas obtidas nos resultados práticos, das curvas obtidas nos resultados teóricos.

7.3 Diagrama de radiação

Os diagramas de radiação das antenas esboçam e permitem realizar análises prévias sobre sua diretividade, assim como apresenta o ganho em cada sentido de radiação. Com isso, serão apresentados a seguir, os diagramas de radiação das antenas fabricadas, em estudo.

Para a antena com espaçamentos de 18mm entre os centros dos elementos *SETR* dispostos no plano de terra, observa-se da Figura 63 que no modo ressonante da antena (frequência de ressonância em 2,33GHz), é possível verificar que, tanto no plano E (campo elétrico), quanto no plano H (campo magnético), o maior ganho foi de 2,76 dB.

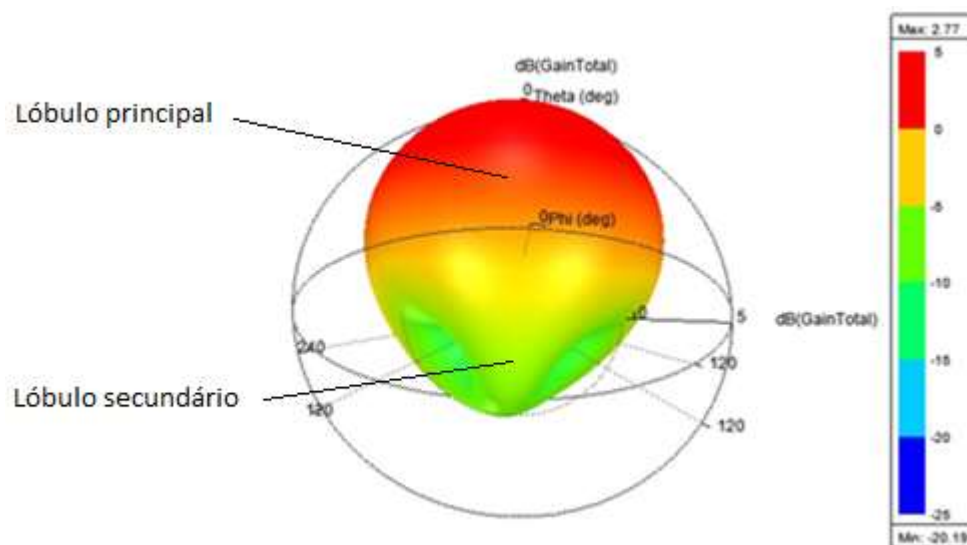
Figura 63 – Diagrama de radiação 2D para antena com 9 elementos *SETR* dispostos no plano de terra.



Fonte: Simulação *HFSS*®.

A Figura 64 mostra o diagrama de radiação em 3D, de modo que é possível visualizar o efeito das alterações do plano de terra, no qual observa-se também uma grande diferença entre as amplitudes dos lóbulos, principal e secundário (costas).

Figura 64 – Diagrama de radiação 3D para antena com 9 elementos *SETR* dispostos no plano de terra.

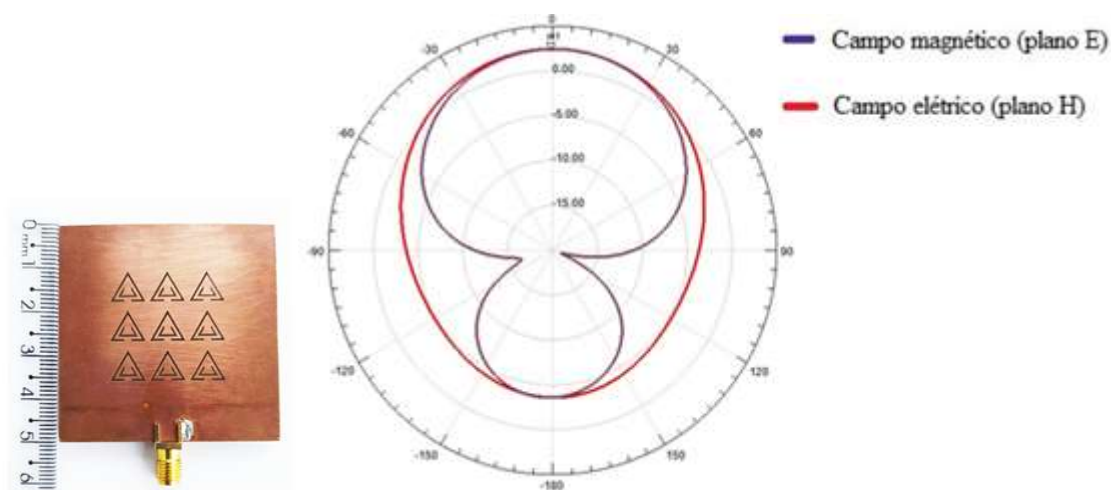


Fonte: Simulação *HFSS*®.

Para a antena com elementos *SETR* dispostos na projeção do *patch*, visto que apresentou maior discrepância entre os valores simulados e medidos, serão apresentados os diagramas de radiação nos diferentes modos ressonantes, sendo eles em 2,23GHz e 3,76GHz, para as configurações 2D e 3D.

A Figura 65 mostra o diagrama de radiação em 2D, para o primeiro modo ressonante (2,23 GHz).

Figura 65 – Diagrama de radiação 2D para antena com 9 elementos *SETR*, dispostos na projeção do *patch*, no primeiro modo ressonante



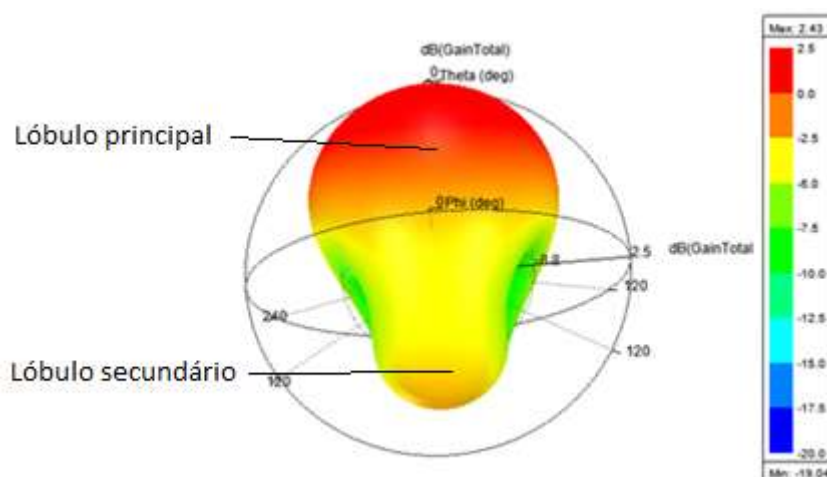
Fonte: Simulação *HFSS*®.

Observa-se na Figura 65 que no primeiro modo ressonante da antena (frequência central de 2,23 GHz), tanto no plano E (campo elétrico), quanto no plano H (campo magnético), o maior ganho foi de 2,42 dB, bem como nota-se uma diferença entre as amplitudes dos lóbulos, principal e secundário (costas).

A Figura 66 mostra o diagrama de radiação em 3D, de modo que seja possível visualizar o efeito das alterações do plano de terra, para a antena com as estruturas *SETR* dispostas na projeção do *patch*, no qual observa-se a ocorrência de um lóbulo secundário de amplitude maior que o observado na antena anterior. Portanto, a alteração da disposição dos elementos *SETR* no plano de terra influenciam diretamente no diagrama de radiação de antena.

Na configuração descrita, o material metálico corroído do plano de terra está concentrado na região central da antena. Os espaçamentos menores entre os elementos *SETR* permitem que ondas eletromagnéticas sejam irradiadas nesta direção.

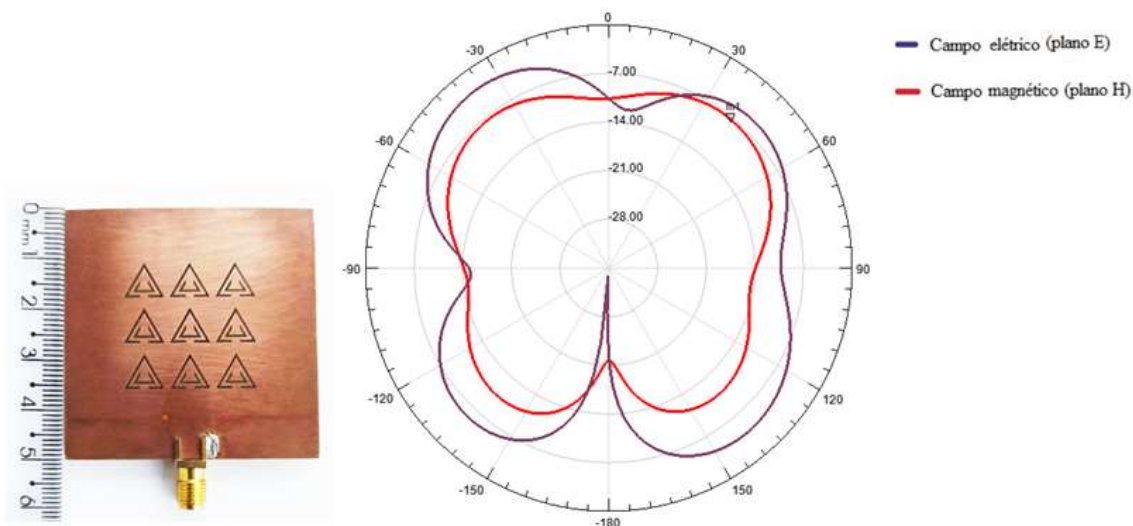
Figura 66 – Diagrama de radiação 3D para antena com 9 elementos *SETR* no plano de terra, dispostos na projeção do *patch*, no primeiro modo ressonante



Fonte: Simulação *HFSS*®.

A seguir, serão mostrados os resultados para a mesma antena, referente ao segundo modo ressonante (frequência central de 3,76 GHz). A Figura 67 mostra o resultado do diagrama de radiação em 2D.

Figura 67 – Diagrama de radiação 2D para antena com 9 elementos *SETR* no plano de terra, dispostos na projeção do *patch*, no segundo modo ressonante

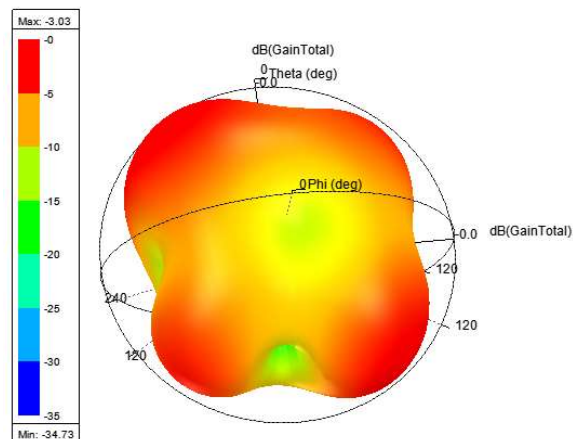


Fonte: Simulação *HFSS*®.

Observa-se da Figura 67 que no segundo modo ressonante da antena (frequência central de 3,76 GHz), no plano E (campo elétrico) o maior ganho foi de -7,33 dB, direcionado num ângulo de 40°, enquanto que no plano H (campo magnético) o maior ganho foi de -3,03 dB, comprovado em gráfico 3D.

A Figura 68 abaixo apresenta o ganho em 3D, da antena em estudo.

Figura 68 – Diagrama de radiação 3D para antena com 9 elementos *SETR* no plano de terra, dispostos na projeção do *patch*, no segundo modo ressonante



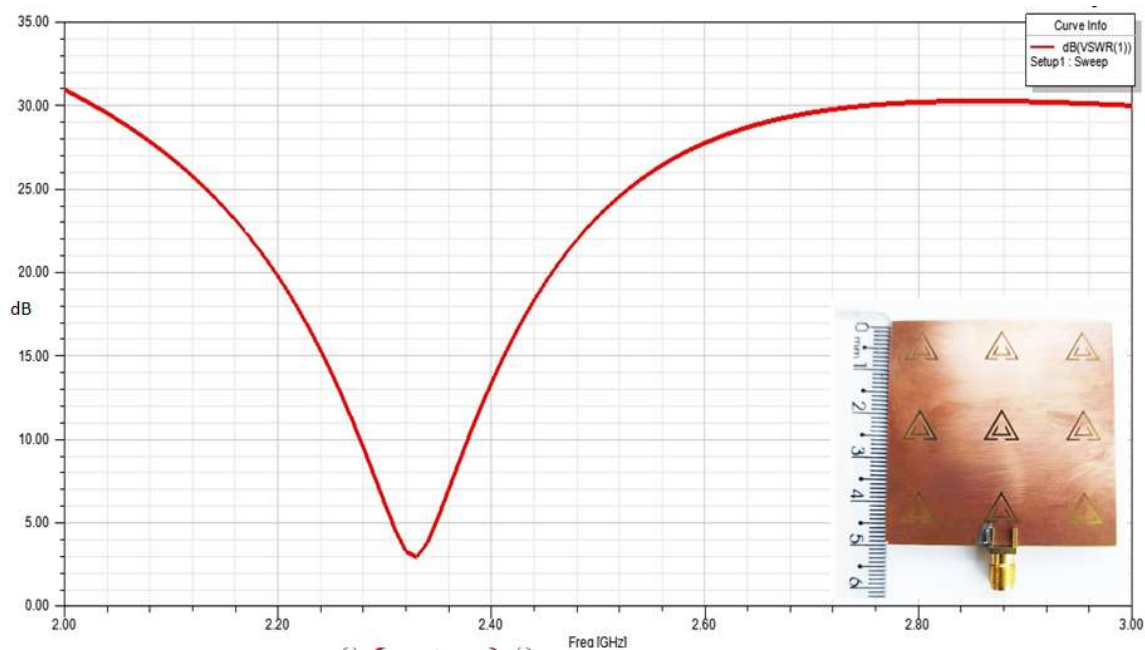
Fonte: Simulação *HFSS*®.

7.4 *VSWR* (Voltage Standing Wave Ratio)

Por definição, o *VSWR* é uma taxa de amplitude máxima de tensão sobre a amplitude mínima de tensão, ou a medida da energia refletida numa linha de transmissão.

A figura 69 mostra o *VSWR* para a *SETR9* – 18mm.

Figura 69 - *VSWR* para antena com 9 elementos *SETR* no plano de terra, dispostos na projeção do *patch*

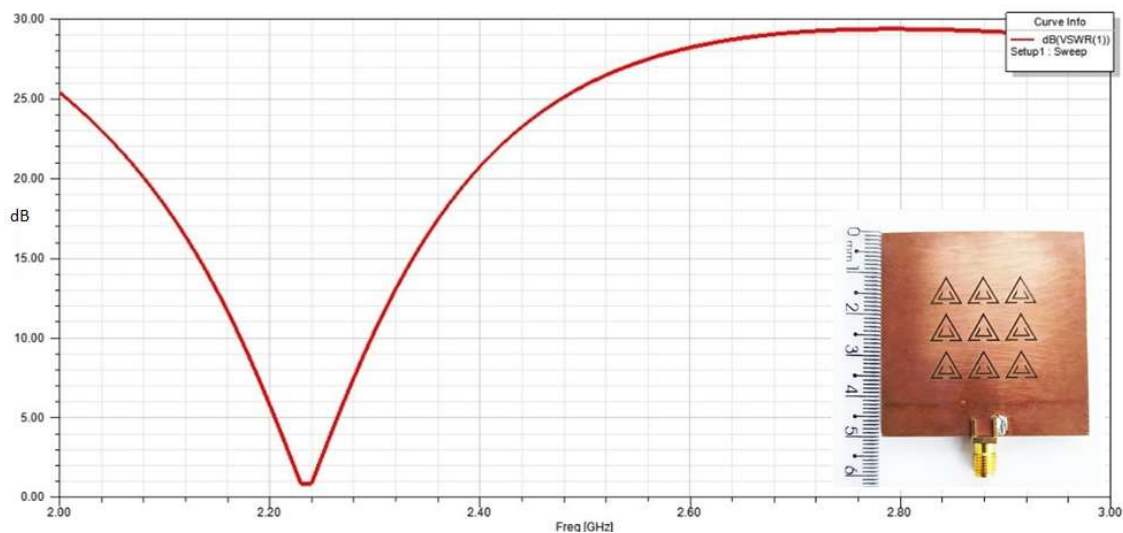


Fonte: Simulação *HFSS*®.

O resultado mostra coerência na região do primeiro modo ressonante da antena em estudo, visto que a relação do $VSWR$, na faixa de 2,23GHz, apresentou proporção menor que 1:3 (dB), o que significa taxa de perdas na linha de transmissão, abaixo de $3dB$. Este resultado confirma um bom casamento de impedância da antena.

A Figura 70 mostra o resultado simulado do $VSWR$ para a antena $SETR9 - 9mm$.

Figura 70 - $VSWR$ para antena com 9 elementos $SETR$, dispostos no plano de terra



Fonte: Simulação $HFSS$ ®.

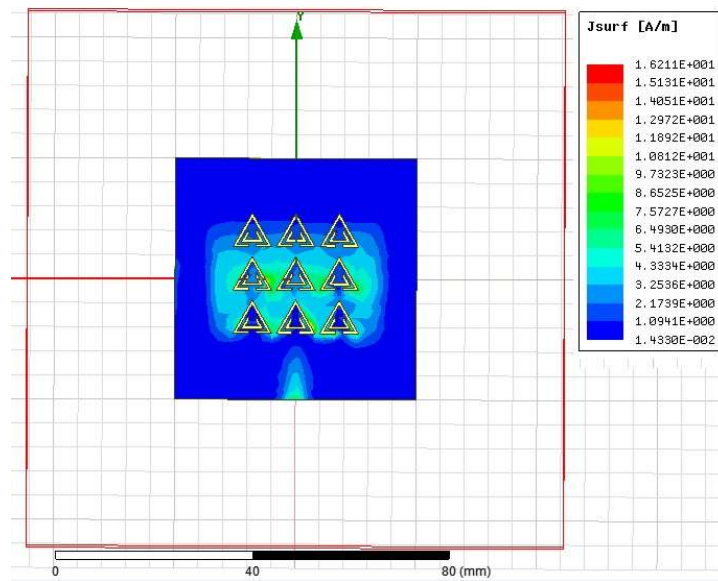
O resultado acima mostra que, embora o $VSWR$ obtido seja satisfatório, houve com relação a primeira antena simulada, uma taxa de perdas maiores, concordando com os resultados referente à carta de Smith, no qual apresentou uma curva com deslocamento da região de 50Ω , demonstrando um pequeno descasamento de impedância.

7.5 Densidade de fluxo de corrente

As Figuras 71 e 72 mostram o comportamento da densidade de fluxo de corrente nas antenas em estudo. Ambas, por coerência, apresentaram densidade de fluxo de corrente semelhante em forma, tendo em vista que as antenas são, de fato, semelhantes, diferindo apenas nos espaçamentos entre os elementos $SETR$ e quanto sua disposição no plano de terra.

Na Figura 71, é apresentado o resultado para a antena com 9 elementos $SETR$ no plano de terra, dispostos na projeção do *patch*.

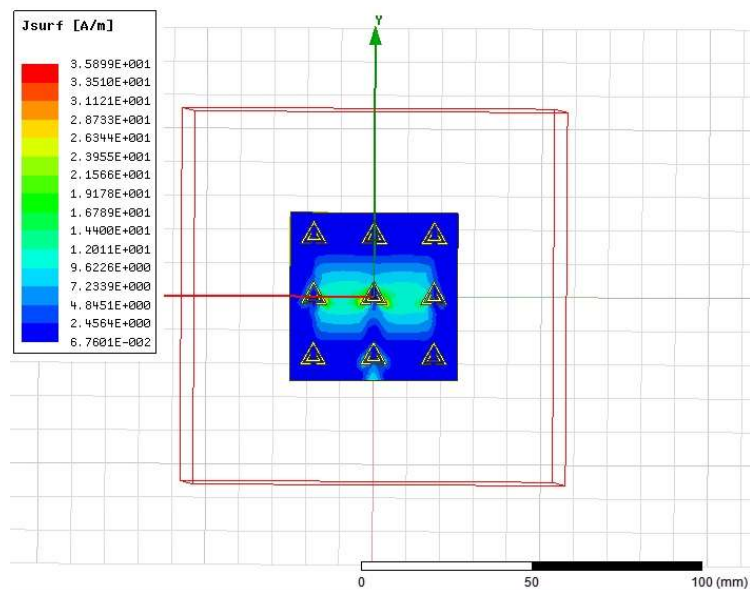
Figura 71 - Densidade de fluxo de corrente para antena com 9 elementos *SETR* dispostos na projeção do *patch*



Fonte: Simulação HFSS®.

Já a Figura 72 apresenta o resultado para a antena com 9 elementos *SETR* dispostos no plano de terra.

Figura 72 - Densidade de fluxo de corrente para antena com 9 elementos *SETR*, dispostos no plano de terra



Fonte: Simulação HFSS®.

Percebe-se a partir das Figuras 71 e 72 que há coerência na distribuição de densidade de corrente da antena, sob o ponto de vista do *patch*, no qual a corrente flui com mais densidade no centro, de forma que percorre pelas bordas das inserções. Logo, percebe-se que o formato, o espaçamento, e as dimensões das estruturas *SETR* influenciam na distribuição de corrente e por consequência influenciam no comportamento de radiação da antena.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo paramétrico em diferentes antenas de microfita, a partir de modificações realizadas em uma antena de microfita padrão, com técnica de casamento de impedância do tipo *inset feed*. Tais modificações consistiram em alterar o plano de terra da antena, inserindo estruturas *SETR* (*Split Equilateral Triangle Resonator*), de forma periódica e igualmente espaçadas entre seus centros. Assim, foram simuladas 5 antenas, das quais 4 delas com modificações no plano de terra, onde duas delas possuem 4 elementos *SETR*, espaçados em 9mm ($\sim \lambda/15$) e 18mm ($\sim \lambda/8$), e duas delas possuindo 9 elementos *SETR*, espaçados da mesma forma, porém com uma diferença: a primeira, com os elementos dispostos na projeção do *patch*, e a segunda dispostos em todos o plano de terra.

A partir dos resultados simulados, foram construídas duas antenas de mesma arquitetura, para melhor comparação, sendo a de melhores resultados paramétricos a antena decisiva para a escolha. Assim, foram escolhidas as antenas de arquitetura com 9 elementos *SETR* dispostos no plano de terra, e realizadas as medições de perda de retorno (S_{11}), largura de banda (BW) e carta de Smith. Os resultados apontaram convergência entre simulação e medição, para a antena com os elementos dispostos no plano de terra. Entretanto, para a antena com os elementos dispostos na projeção do *patch*, os resultados apresentaram divergências, devido ao fato de que não é possível definir com precisão o casamento de impedância para as antenas alteradas. Fatores externos como conector SMA e solda, por não possuírem comportamento ideal, gerando ruídos, e interferências no meio física, etc. podem ter contribuído para a ocorrência de diferenças, no momento da medição, visto que para a segunda antena, os resultados simulados e medidos foram muito próximos.

Observou-se também, que a antena com 9 elementos *SETR* dispostos no plano de terra, obteve resultados coerentes em todos os parâmetros, visto que é verificado de fato que na segunda faixa de operação há a ocorrência de uma pequena diferença entre os valores simulados e medidos referente a perda de retorno, bem como há a confirmação de um pequeno descasamento de impedância, enquanto que na primeira faixa de ressonância não houve descasamento de impedância, bem como os valores simulados e medidos para a perda de retorno foram muito próximos. Percebe-se ainda que, em todos os casos, houve o efeito de “miniaturização”, esperado devido a inserção de estruturas periódicas, e formando uma estrutura *DGS* (*Defected Ground Structures*), bem como a ocorrência de duas faixas de operações, em todas as antenas. A primeira faixa concentrada entre 2,2GHz e 2,35GHz e a segunda faixa concentrada entre 3,5 GHz e 4,1 GHz, disponíveis para aplicações em 5G (2,3GHz e 3,5GHz), segundo a ANATEL.

9 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Diante das observações feitas neste trabalho, ficam como sugestão para os próximos trabalhos:

- Utilizar estruturas diferentes no plano de terra, mantendo os mesmos espaçamentos e dimensões, verificando o comportamento e as diferenças percebidas;
- Realizar simulações e medições para antenas com outras quantidades de elementos *SETR*, no plano de terra;
- Realizar simulações e medições para antenas com diferentes espaçamentos dos elementos *SETR*, e diferentes dimensões;

REFERÊNCIAS

- AHN, D. et al., *A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure*. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.*, Vol. 49, No. 1, 86 – 91, 2001.
- ANDERSON, D. L. *S-Parameter theory and applications*. Hewlett-Packard Journal. 1967.
- ANSOFT ANSYS HFSS, versão 19.2.
- ARYA, A. K.; KARTIKEYAN, M. V.; PATNAIK, A. *Defected ground structure in the perspective of microstrip antenna*, *Frequenz* 64 (5–6), 2010.
- BAHL, I.; BHARTIA, P. *Microstrip Antennas*. Dedham MA: Artech House, 2001.
- BALANIS, C.A. *Antenna Theory*, Wiley-Interscience, New Jersey, USA, 2005.
- BALANIS, C.A. *Teoria de Antenas: Análise e Síntese*, Volumes 1 e 2. LTC, 2009.
- BALANIS, C.A. *Modern antenna handbook*, [S.1]: Jhon Wiley & Sons, 2011.
- BARROS, V. F. **Estudo do efeito de substratos metamateriais em parâmetros de antenas de microfita**. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio Grande do Norte. 2012.
- BRAMHE S. S. et al., *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (An ISO 3297: 2007 Certified Organization)* Vol. 3, Issue 4, 2014.
- BROWN, J.; SCHULMAN, J. H. *Progress in dielectrics*. Vol. 2. Birks J. B., New York, 1960.
- BURGOS, S. P. et al., *A single-layer wide-angle negative-index metamaterial at visible frequencies*. *Nature Materials*, vol. 9, 2010.
- CALOZ, C.; ITOH, T. *Eletromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*. United States of America: John Wiley & Sons. 2006.
- CAPOLINO, F. *Theory and phenomena of metamaterials*. CRC press, 2009.
- CHIU, C. Y. et al., *Reduction of Mutual Coupling Between Closely-Packed Antenna Elements*, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, 2007.
- COLLIN, R. E. *Foundations for microwave engineering*. New Jersey USA: John Wiley Sons, 2001
- COSTA E SILVA, J. **Análise experimental do efeito de diversas configurações de “inset feed” na alimentação de antenas planares dos tipos retangular, circular e triangular**. *Revista principia, divulgação científica e tecnológica do IFPB*, n° 24. 2014.
- CUI, T. J.; SMITH, D. R.; LIU, R. *Metamaterials: theory, design and applications*. Springer US, 2010.
- DESCHAMPS, G. A. *Microstrip Microwave Antennas*, 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- ENGHETA, N.; ZIOLKOWSKI, R. W. *Metamaterials: physics and engineering explorations*. [S.1.: s.n], 2006.
- European Comission. *Nanostructured metamaterials*. 2010.
- GENG, J. P. et al., *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 98, 53{73, 2009.

- GHAVAMI, M.; MICHAEL, L.; KOHNO, R. *Ultrawideband: signals and systems in communication engineering*. West Sussex: Jhon Wiley & Sons. 2004.
- GODARA, L. C. *Handbook of Antennas in Wireless Communications*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2002.
- GRANT, A.; HAPGOOD, F. *Metamaterial revolution: the new science of making anything disappear*. Discover Magazine 2009.
- GUHA, D.; BISWAS, M.; ANTAR, Y.M.M. *Microstrippatch antenna with defected ground structure for cross polarization suppression*. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 455–458, 2005.
- HAND, T. H. *Design and applications of frequency tunable and reconfigurable metamaterials*. Duke: Tese de Doutorado em Filosofia, 2009.
- HAYT, W. H.; BUCK, J. A. *Eletromagnetismo*. [S.1]: Editora Bookman, 2013.
- Inovação Tecnológica. SMITH, D. R. “Invisibilidade: o que é fato científico e o que é ficção científica”. 2007. Disponível em <<http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=010160070503#.Vm3ce0orK1s>>. Acesso em 29 de Abril de 2019.
- KIM, C. et al., *A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits*, *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 131-133, 2000.
- KOCK, W. E. Path-Length Lenses*. *Proceedings of the I.R.E.*, V. 27, 1948.
- KUMAR, G.; RAY, K. *Broadband microstrip antennas*. [S.1]: Artech House, 2003.
- LIM, J. S. et al., *A vertically periodic defected ground structure and its application in reducing the size of microwave circuits*, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.12, no.12, pp.479–481, 2002.
- LUO, J.; ALPHONES, A.; JIN, C. *Microstrip square patch antenna with arc shaped edges for circular polarization*. In: *IEEE. Microwave Conference Proceedings (APMC)*, 2011 Asia-Pacific. [S.1], 2011.
- MALLIKARJUN, S. L.; HADALGI, P. M.; HUNAGUND, P. V. *Developments of compact microstrip array antennas with DGS for broader bandwidth and beam*. *IEEE*, 3 (1), pp 25-27 2011.
- MASLOVSKY, S.; IKONEN, P.; KOLMAKOV, I. *Artificial magnetic materials based on the new magnetic particle: metasolenoid*. *Progress in electromagnetics research*, vol. 54, 2005.
- MILLIGAN, T. *A modern antenna design*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- MORAIS, J. H. C. *Evolução nas modelagens de substratos artificiais (metamateriais) com práticas experimentais em antenas de microfita*. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2015.
- MORAIS, J. H. C.; SILVA, S.G. *New metamaterial structure with SRR in the shape of split equilateral triangles for application in microstrip antennas*. *Microwave and optical technology letters*, v. 56, 2014.
- MOURA, C. M. *Uso de metamaterial em antenas de microfita com superconductor*. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2015.

- NASIMUDDIN, N. *Design of wideband circularly polarized stacked microstrip antennas with dielectric cover using single coaxial feed*. Microwave and Optical Technology Letters, Wiley Online Library, v. 49, n. 12, p. 3027–3033, 2007.
- PARK, J. et al., *Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design*, Microwave Conference, Asia Pacific, pp. 331-334 vol.2. 1999.
- PARK, J. et al., *A novel equivalent circuit and modeling method for defected ground structure and its application to optimization of a DGS lowpass filter*, Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International, Seattle, WA, USA, pp. 417-420 vol.1, 2002.
- PATEL, J. M. et al., International Journal of merging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE – ISSN: 2320-9569) Vol. 3, Issue. 2, 2013.
- PENDRY, J. B. et al. *Extremely low frequency plasmons in metallic meso-structure*. Phys, Rev, Lett. 76, 1996.
- PENDRY, J. B. et al., *Magnetism from conductors, and enhanced non-linear phenomena*. IEEE transactions on microwave theory and techniques, v. 47, n. 11, 1999.
- POND, J. M.; KROWNE C. M.; CARTER, W. L. *On application of complex resistive boundary conditions to model transmission lines consisting of very thin superconductors*. IEEE-MTT, vol. 37, N° 1. 1989.
- POZAR, D. M, *Microwave Engineerring*, 4th edition, Jonh Wiley & Sons, Inc. 2011.
- RIOS, L. G. *Engenharia de Antenas*, 2^a edição, São Paulo, Edgard Blucher LTDA, 2002.
- ROTMAN, W. *Plasma simulation by artificial dielectrics and parallel-plate media*. IRE Transactions on Antennas and Propagation, v. 10, n. 1, 1962.
- SALEHI, M. et al., *Mutual coupling reduction of microstrip antenna using defected ground structure*, IEEE Singapore International Conference on Communication System, pp. 1 – 5, 2006.
- Science Berakthroughof the year: *The runners-up*. Science, v. 314, 2006.
- SIHVOLA, A.; SEMCHENKO, I.; KHAMAKHOV, S. *View on the history of electromagnetics of metamaterials: Evolution of the congress series of complex media*. Photonics and Nanostructures – Fundamentals and Applications, Elsevier B. V., v. 12, n. 4, 2014.
- SHAKEEB, M. *Circularly polarized microstrip antenna*. Tese de Doutorado – Concordia University, 2011.
- SHELKUNOFF, S. A.; FRIIS, H. T. *Antennas: theory and practice*. Jhon Wiley & Sons, Inc., 1952.
- SILVEIRA, J. H. A. *Estudo e Análise de uma Antena de Microfita Multicamadas sobre Pentóxido de Níbio e Ferrita de Níquel*. 2018. 60 f. Tese (Doutorado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2018.
- SMITH, D. R.; SHELBY, R. A.; SCHULTZ, S. *Experimental verification of a negative index of refraction*. Science (New York, N.Y), v. 292, 2001.
- STUTZMAN, W.; THIELE. *Antenna Theory and Design*. New Jersey USA: John Wiley Sons, Inc, Hoboken, 1998.

SUDHAKARAN, S. *Negative refraction from electromagnetic periodic structures and its applications*. Tese de Doutorado em Engenharia Eletrônica, University of London, 2006.

SUN, J.; YANG, X.; SHENG, J. *Circularly polarized microstrip antenna with harmonics suppression*. Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 11, 2007.

SUNG, Y. J.; KIM, Y. S., *An improved design of microstrip patch antennas using photonic bandgap structure*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 5, pp. 1799-1804, 2005.

VESELAGO, V. G. *The Eletrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* . Soviet Physics Uspekhi, v. 10, n. 4, 1968.

VESELAGO, V. G. *Eletrodynamics of materials with negative index of refraction*. Physics Uspekhi, v. 46, n. 7, 2003.

VINOGRADOV, A. P. *Eletrodynamics of composite materials*. URSS Publishers, Moscow, 2001 (in Russian).

ZAKARIA, Z. et al., *IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE 2012)*, December 11 – 13, Malaysia, 2012.

ZIOLKOWSKI, R. W. *Doubler negative metamaterial design, experiments, and applications*. In: *IEEE AP-S INT*. 2002.

WENG, L. H. et al., *An overview on defected ground structure, progress in eletromanetics research b*, Vol. 7, 2008.

WENTWORTH, S. M. **Fundamentos de eletromagnetismo com aplicações em engenharia**, LTC, 2006.

WENTWORTH, S. M. **Eletromagnetismo aplicado**. [S.1]: Bookman Companhia Editora, 2009.

YOUNG, Hugh D.; FREEDMAN, Roger A. **Física III: eletromagnetismo**. Tradução de Sonia Midori Yamamoto. 12. ed. São Paulo: Addison Wesley, 2009. Título original: Sear and Zemansky's University physics.

Disponível em <: https://br.freepik.com/fotos-premium/antena-parabolica-com-ceu-azul_2882410.htm:>. Acesso em 02 de maio de 2020.

Disponível em <: https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialredeswifil/pagina_3.asp :>. Acesso em 11 de dezembro de 2019.

Disponível em <: <https://www.anatel.gov.br/Portal/verificaDocumentos/documentoVersionado.asp?numeroPublicacao=&documentoPath=radiofrequencia/qaff.pdf&Pub=&URL=/Portal/verificaDocumentos/documento.asp> :>. Acesso em 02 de abril de 2020.