



UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
COMPUTAÇÃO



Aplicação de Células Metamateriais CLL ao Projeto de Antenas de Microfita Retangulares

Adelson Menezes Lima

Orientador: Prof. Dr. José Patrocínio da Silva

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação da UFRN (área de concentração: Engenharia Elétrica, Telecomunicações) como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Ciências.

Número de Ordem do PPgEEC: D280
Natal, RN, outubro de 2020

Universidade Federal do Rio Grande do Norte - UFRN
Sistema de Bibliotecas - SISBI
Catalogação de Publicação na Fonte. UFRN - Biblioteca Central Zila Mamede

Lima, Adelson Menezes.

Aplicação de Células Metamateriais CLL ao Projeto de Antenas de Microfita Retangulares / Adelson Menezes Lima. - Natal, 2020. 112 f.: il.

Tese (doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, RN, 2020.

Orientador: Prof. Dr. José Patrocínio da Silva.

1. Antenas de microfita - Tese. 2. Células - Tese. 3. Metamaterial - Tese. 4. Rotação - Tese. 5. Substrato - Tese. I. Silva, José Patrocínio da. II. Título.

RN/UF/BCZM

CDU 621.396.67

“O Senhor é o meu pastor e nada me faltará”

(Salmos 23, 1)

Agradecimentos

A Deus, por fornecer coragem, força e saúde para os desafios da vida.

Aos meus pais Almir e Ivete pela educação, além de apoiar meus desafios.

À minha esposa Náthalee pelo seu companheirismo e amor, discussões, sugestões e contribuições, que foram de fundamental importância no decorrer e fim desta pesquisa.

Aos meus irmãos Fernando, Helder e Suzane (*in memoriam*), além da minha sobrinha-irmã Paula, por apoiar e torcer pelas minhas conquistas.

Ao meu orientador, Prof. Dr. José Patrocínio, pela orientação, dedicação, ensinamentos, e amizade.

Ao Prof. Dr. Humberto Dionísio e Prof. Dr. Idalmir da UFERSA/Mossoró, pelos incentivos, amizade e sugestões, assim como o apoio do seu Grupo de Estudo e Pesquisa em Eletromagnetismo Aplicado e Telecomunicações (GEPEAT).

Ao IFPB/João Pessoa, em nome do Prof. Dr. Alfrêdo, que sempre nos ajuda nas medições das antenas.

À UFRN pelo apoio estrutural, aos professores Antônio Luiz e Vicente Ângelo da UFRN, por contribuírem na melhoria e discussões da tese, participando da banca de defesa.

Aos amigos do Grupo de Estudos em Óptica, Antenas e Propagação (GEOAP): Isac Feliciano, Jorge, Magno, Marcos, Nilson, Samanta e Reuber, assim como os ex-alunos do grupo e da UFRN: Ádller, Chagas, Egmídio, Francisco Ary, Isaac Barros, José Lucas e Paulo Linhares, pela parceria, discussões e amizades.

À UFERSA/Pau dos Ferros pelo apoio para que pudesse concluir o doutorado e ao apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Por fim, a todos que de alguma forma contribuíram nesta pesquisa. Muito obrigado!

Resumo

A obtenção e integração de soluções para aplicações tecnológicas na área de telecomunicações têm levado pesquisadores a investigarem diversos tipos de materiais, com destaque neste trabalho para o caso dos metamateriais na construção de circuitos de micro-ondas. Por outro lado, devido à facilidade de construção, as antenas de microfita têm utilizado metamateriais que são obtidos artificialmente por possibilitar alterações nas suas propriedades eletromagnéticas. Nesse contexto, o presente trabalho propõe uma célula metamaterial para o desenvolvimento de configurações de arranjos periódicos imersos no substrato dielétrico de antenas de microfita. As antenas analisadas foram projetadas para a frequência de operação de 5,8 GHz. Simulações com o *software* HFSS[®] que utiliza Elementos Finitos como método numérico, foram realizadas para analisar as características eletromagnéticas da célula e os parâmetros das antenas, investigando assim a influência dos arranjos em dois estudos de caso. Resultados numéricos, demonstraram que a célula em estudo possui uma forte influência sobre a permeabilidade magnética na célula metamaterial para a frequência desejada. O primeiro estudo de caso apresentou maior largura de banda e melhor casamento de impedância. No segundo, apesar da obtenção de maior largura de banda, constatou-se diminuição da frequência de ressonância, e alteração no casamento de impedância quando as células foram rotacionadas. Para validar os resultados, protótipos foram construídos para o primeiro caso em análise e os resultados medidos foram comparados aos obtidos numericamente, em que ambos apresentaram boa concordância. No segundo estudo, foram obtidos apenas resultados simulados, considerando o ângulo de rotação das células, variando entre 0 à 90 graus com intervalos de 15 graus. Para todas as estruturas estudadas, os parâmetros analisados foram o coeficiente de reflexão em dB (S_{11}), largura de banda, carta de Smith polar e retangular, diagrama de radiação (2D e 3D), ganho, Polarização Cruzada e Co-Polarização, assim como a distribuição do campo elétrico e a densidade de corrente superficial.

Palavras-chave: Antenas de microfita, Células, Metamaterial, Rotação, Substrato.

Abstract

Obtaining and integrating solutions for technologies in the area of telecommunications has led researchers to investigate various materials, such as metamaterials in the construction of microwave circuits. Due to the ease of construction, microstrip antennas have used these materials that are not found in nature, as they have the possibility to manipulate their electromagnetic properties, making them interesting for the performance of antennas and various applications. In this context, the present work presents metamaterial cells and configurations in the form of periodic arrangements, immersed in the dielectric material, for the construction of the microstrip antennas. The analyzed antennas were designed for the operating frequency of 5.8 GHz. Simulations with the HFSS[®] software that uses the Finite Element method, were performed to analyze the electromagnetic characteristics of the cell and the parameters of the antennas, and thus investigating the influence of the arrangements in two case studies. Numerical results showed that the cell under study has a strong influence on the magnetic permeability in the metamaterial cell at the desired frequency. In the first case, there was a greater bandwidth and better impedance matching. In the second case, despite obtaining greater bandwidth, there was a decrease in the resonance frequency and a change in the impedance matching when the cells were rotated. To validate the results, prototypes were built for the first case under analysis and the measured results were compared to those obtained numerically, in which both showed good agreement. In the second study, only simulated results were obtained, considering the angle of rotation of the cells, ranging from 0 to 90 degrees with intervals of 15 degrees. For all the studied structures, the parameters the parameters analyzed were the reflection coefficient in dB (S_{11}), bandwidth, polar and rectangular Smith chart, radiation diagram (2D and 3D), gain, Cross Polarization and Co-Polarization, as well such as the distribution of the electric field and the density of surface current.

Keywords: Microstrip antennas, Cell, Metamaterial, Rotation and Substrate.

Sumário

Sumário	i
Lista de Figuras	iv
Lista de Tabelas	ix
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	x
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Estado da Arte.....	2
1.3 Objetivo	6
1.4 Objetivos Específicos	6
1.5 Estrutura do Trabalho	7
Capítulo 2 Teoria de Antenas de Microfita.....	8
2.1 Introdução	8
2.2 Métodos de Alimentação	10
2.2.1 Alimentação por Linha de Microfita.....	11
2.3 Métodos de Análise	13
2.3.1 Métodos da Linha de Transmissão	13
2.4 Parâmetros das Antenas	15
2.4.1 Diagrama de Radiação	15
2.4.2 Polarização	17
2.4.2.1 Polarização Cruzada e Co-Polarização.....	18
2.4.3 Diretividade.....	18
2.4.4 Eficiência	19
2.4.5 Ganho	19
2.4.6 Largura de Banda Fracionada	19

2.4.7 Impedância de Entrada.....	20
2.4.8 Coeficiente de Reflexão e Perda de Retorno	21
Capítulo 3 Metamaterial.....	23
3.1 Definições Básicas.....	23
3.2 Permissividade Elétrica (ϵ)	26
3.3 Permeabilidade Magnética (μ).....	27
3.4 Índice de Refração (n).....	27
3.5 Velocidade de Fase e Grupo	28
3.6 Células Metamateriais	29
3.6.1 <i>Split Ring Resonator</i> e <i>Complementary Split Ring Resonator</i>	30
3.6.2 <i>Multiple Split Ring Resonator</i>	31
3.6.3 CLL (<i>Capacitively Load Loop</i>).....	32
Capítulo 4 Metodologia dos Projetos.....	35
4.1 Projeto da Célula Metamaterial	35
4.2 Projetos das Antenas de Microfita Retangular	38
4.2.1 Antena Sem Metamaterial.....	38
4.2.2 Antenas Com Células Metamateriais	40
4.2.3 Antenas Com Células Metamateriais Rotacionadas.....	42
4.3 Construção de Protótipos	44
Capítulo 5 Resultados e Discussões.....	47
5.1 Antena sem Metamaterial	47
5.2 Antenas com Metamateriais	51
5.2.1 Variação de $\lambda_0 = 4$ mm.....	51
5.2.2 Variação de $\lambda_0 = 5$ mm.....	57
5.2.3 Variação de $\lambda_0 = 6$ mm.....	63
5.2.4 Considerações Gerais das Antenas com Metamateriais.....	67
5.3 Antenas com Células Metamateriais Rotacionadas	68

5.3.1 Rotação para a Variação de $\lambda_0 = 4$ mm	69
5.3.2 Rotação para a Variação de $\lambda_0 = 5$ mm	72
5.3.3 Rotação para a Variação de $\lambda_0 = 6$ mm	76
5.3.4 Comparação da Antena sem e com Metamaterial Rotacionado em 0 Graus ..	80
5.3.5 Considerações Gerais das Antenas com Metamateriais Rotacionados.....	81
5.4 Trabalhos da Literatura em Comparação aos Projetos Propostos	82
Capítulo 6 Conclusões e Trabalhos Futuros	84
Referências Bibliográficas	86

Lista de Figuras

Figura 2.1: Antena retangular padrão	9
Figura 2.2: Alimentação via conector coaxial	10
Figura 2.3: Alimentação via acoplamento por abertura	11
Figura 2.4: Alimentação via acoplamento por proximidade	11
Figura 2.5: Alimentação por linha de microfita	12
Figura 2.6: Alimentação por linha de microfita (a) uso do <i>inset-fed</i> e (b) transformador de $\lambda/4$	12
Figura 2.7: Alimentação com fenda sobre a linha de microfita.....	12
Figura 2.8: (a) Efeito de franjamento com um incremento Δl e (b) Distribuição dos campos elétricos ao longo da antena.....	14
Figura 2.9: Diagrama de radiação (a) Polar, (b) Retangular e (b) 3D	16
Figura 2.10: Polarização (a) Linear vertical, (b) Linear horizontal, (c) Circular e (d) Elíptica.	17
Figura 2.11: Polarização cruzada.....	18
Figura 2.12: Largura de banda para uma antena	20
Figura 3.1: Células metamateriais com anéis metálicos em cobre	24
Figura 3.2: Diferentes possibilidades das características dos metamateriais.....	25
Figura 3.3: Raio luminoso quando atinge um meio	26
Figura 3.4: Arranjo de condutores paralelos que pode proporcionar $\varepsilon < 0$	26
Figura 3.5: Arranjo de ressoadores metálicos para obter $\mu < 0$	27
Figura 3.6: Arranjo de condutores e ressoadores em paralelo para $\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$	28
Figura 3.7: Direções do campo elétrico, campo magnético, vetor de <i>Poynting</i> e vetor de onda: (a) RHM e (b) LHM	28
Figura 3.8: Modelos de células metamateriais	29
Figura 3.9: (a) SRR, (b) CSRR e (c) Circuito equivalente	30
Figura 3.10: (a) Modelo MSRR e (b) Circuito equivalente.....	31
Figura 3.11: (a) Anel duplo quadrado e (b) Circuito equivalente	32
Figura 3.12: Modelo da célula MTM CLL e circuito equivalente	33
Figura 3.13: Dimensões da célula.....	33
Figura 4.1: Fluxograma da metodologia utilizada.....	35

Figura 4.2: Projeto da célula.....	36
Figura 4.3: Condições de contorno da célula	37
Figura 4.4: Caracterização dos parâmetros $\epsilon < 0$, $\mu < 0$ e $n < 0$	38
Figura 4.5: Fluxograma para um projeto da antena de microfita retngrular	39
Figura 4.6: Antena de microfita sem metamaterial	40
Figura 4.7: Fluxograma para o projeto da antena com MTM.	41
Figura 4.8: Arranjo imerso no substrato da antena em visão 3D	41
Figura 4.9: Arranjo imerso no substrato em visão frontal.....	41
Figura 4.10: Arranjo em visão superior com direção $\pm\hat{x}$ em 3 mm e com Λ_0 em $\pm\hat{y}$ (a) 4 mm, (b) 5 mm e (c) 6 mm.....	42
Figura 4.11: Arranjo em visão superior em 0 graus com direção $\pm\hat{x}$ em 4 mm e com Λ_0 em $\pm\hat{y}$ (a) 4 mm, (b) 5 mm e (c) 6 mm	43
Figura 4.12: Visão lateral da antena pra as rotações entre 0 e 90 graus.....	43
Figura 4.13: Etapas da confecção das antenas de microfita	44
Figura 4.14: Placas h' e h'' da antena com arranjo de células MTM	45
Figura 4.15: Protótipos dos arranjos de células MTM com direção $\pm\hat{x}$ em 4 mm e com Λ_0 em $\pm\hat{y}$ (a) 4 mm, (b) 5 mm e (c) 6 mm	46
Figura 4.16: Montagem das placas: (a) Placas h' e h'' e (b) Placas sobrepostas.....	46
Figura 5.1: Coeficiente de reflexão da antena sem MTM	48
Figura 5.2: Impedância de entrada para a antena sem MTM	49
Figura 5.3: Diagrama retangular da carta de Smith sem MTM.....	49
Figura 5.4: Digramas para a antena sem MTM (a) 2D e (b) 3D	49
Figura 5.5: Distribuição do campo elétrico da antena sem MTM (a) 2D e (b) 3D	50
Figura 5.6: Distribuição de corrente na antena sem MTM (a) Patch e (b) Plano de Terra	50
Figura 5.7: Coeficiente de reflexão da antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm	51
Figura 5.8: Impedância de entrada para a antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm.....	52
Figura 5.9: Diagrama retangular da carta de Smith em 4 mm.....	53
Figura 5.10: Diagramas para a antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm em 5,08 GHz (a) 2D e (b) 3D.	53
Figura 5.11: Diagramas para a antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm em 5,86 GHz (a) 2D e (b) 3D	54
Figura 5.12: Diagramas para a Co-polarização e a Polarização cruzada nos planos E e H na antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm.....	54

Figura 5.13: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 5,08 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	55
Figura 5.14: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM $\lambda_0 = 4$ mm em 5,86 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra.....	55
Figura 5.15: Densidade de corrente na antena sem MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 5,08 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	56
Figura 5.16: Densidade de corrente na antena sem MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 5,86 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra Antenas	56
Figura 5.17: Densidade de corrente no arranjo de células da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm (a) 5,08 GHz e (b) 5,86 GHz.....	57
Figura 5.18: Coeficiente de reflexão da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm	58
Figura 5.19: Impedância de entrada para a antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm.....	58
Figura 5.20: Diagrama retangular da carta de Smith em 5 mm.....	59
Figura 5.21: Diagramas para a antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,6 GHz (a) 2D e (b) 3D.....	59
Figura 5.22: Diagramas para a antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,95 GHz (a) 2D e (b) 3D	60
Figura 5.23: Diagramas para a Co-polarização e a Polarização cruzada nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm	60
Figura 5.24: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,6 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	61
Figura 5.25: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,95 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	61
Figura 5.26: Densidade de corrente na antena sem MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,6 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	62
Figura 5.27: Densidade de corrente na antena sem MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,95 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	62
Figura 5.28: Densidade de corrente no arranjo de células da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm (a) 5,6 GHz e (b) 5,95 GHz.....	63
Figura 5.29: Coeficiente de reflexão da antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm	63
Figura 5.30: Impedância de entrada para a antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm.....	64
Figura 5.31: Diagrama retangular da carta de Smith em 6 mm.....	65

Figura 5.32: Diagramas para a antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm (a) 2D e (b) 3D.....	65
Figura 5.33: Diagramas para a Co-polarização e a Polarização cruzada nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm	66
Figura 5.34: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 5,7 GHz (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra.....	66
Figura 5.35: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm (a) <i>Patch</i> e (b) Arranjo de células	67
Figura 5.36: Coeficiente de reflexão do arranjo com $\lambda_0 = 4$ mm rotacionado.....	69
Figura 5.37: Diagrama retangular da carta de Smith em 4 mm em 0 graus	70
Figura 5.38: Diagramas para a antena de arranjo com $\lambda_0 = 4$ mm em 0 graus (a) 2D e (b) 3D	71
Figura 5.39: Diagramas para a Co-polarização e a Polarização cruzada nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 0 graus	71
Figura 5.40: Distribuição do campo da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 0 graus (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	72
Figura 5.41: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 0 graus (a) <i>Patch</i> e (b) Arranjo de células	72
Figura 5.42: Coeficiente de reflexão do arranjo com $\lambda_0 = 5$ mm rotacionado.....	73
Figura 5.43: Diagrama retangular da carta de Smith em 5 mm em 0 graus	74
Figura 5.44: Diagramas para a antena de arranjo com $\lambda_0 = 5$ mm em 0 graus (a) 2D e (b) 3D.....	74
Figura 5.45: Diagramas para a Co-polarização e a Polarização cruzada nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 0 graus	71
Figura 5.46: Distribuição do campo da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 0 graus (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	74
Figura 5.47: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 0 graus (a) <i>Patch</i> e (b) Arranjo de células	76
Figura 5.48: Coeficiente de reflexão do arranjo com $\lambda_0 = 6$ mm rotacionado.....	77
Figura 5.49: Diagrama retangular da carta de Smith em 6 mm em 0 graus	78
Figura 5.50: Diagramas para a antena de arranjo com $\lambda_0 = 6$ mm rotacionado em 0 graus (a) 2D e (b) 3D	78
Figura 5.51: Diagramas para a Co-polarização e a Polarização cruzada nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus	71

Figura 5.52: Distribuição do campo da antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus (a) <i>Patch</i> e (b) Plano de Terra	79
Figura 5.53: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus (a) <i>Patch</i> e (b) Arranjo de células	80
Figura 5.54: Coeficiente de reflexão dos arranjos em 0 graus para a $\lambda_0 = 4$ mm, $\lambda_0 = 5$ mm e $\lambda_0 = 6$ mm.....	81

Lista de Tabelas

Tabela 2.1: Materiais dielétricos comerciais mais utilizados	9
Tabela 2.2: Faixa de frequências em micro-ondas do IEEE.....	10
Tabela 2.3: Tipos de polarização e exemplos.....	17
Tabela 4.1: Dimensões da célula	36
Tabela 4.2: Dimensões do parâmetros da antena de microfitas	40
Tabela 5.1: Comparação dos resultados simulados para a antena com MTM e $A_0 = 4$ mm ...	70
Tabela 5.2: Comparação dos resultados simulados para a antena com MTM e $A_0 = 5$ mm ...	73
Tabela 5.3: Comparação dos resultados simulados para a antena com MTM e $A_0 = 6$ mm ...	77
Tabela 5.4: Comparação dos resultados simulados para 0 graus das antenas sem e com MTMs rotacionados.....	81
Tabela 5.5: Comparação dos parâmetros propostos da antena com outros da literatura.....	83

Lista de Símbolos e Abreviaturas

a	Largura do metal do anel
b	Comprimento do anel
C	Capacitância
C_0	Capacitância por unidade de comprimento
D	Diretividade
D_0	Diretividade máxima
E	Campo elétrico
f_{cent}	Frequência central
f_{in}	Frequência inferior
f_r	Frequência de ressonância
f_{sup}	Frequência superior
g	Fenda do anel
g_{CCL}	Abertura da célula
h	Espessura do substrato
h'	Espessura da placa do <i>patch</i>
h''	Espessura da placa do plano de terra
l	Comprimento da espira externa
l_{ang}	Comprimento médio da espira mais externa
L	Indutor
L_{CCL}	Dimensão da aresta da célula
r	Raio
p	Distância entre os fios condutores
v_p	Velocidade de fase
v_g	Velocidade de grupo
S_{CCL}	Espessura da linha
T	Espessura do anel dividido
$tg\delta$	Tangente de perda
T	Período
k	Número de onda

W_p	Largura do <i>patch</i>
W_g	Largura do plano de terra
W_0	Largura da linha de microfita
Δ_0	Variação entre os centros das células
ϕ	Ângulo do vetores campo elétrico e magnético
ΔL	Variação de comprimento da antena
e_0	Eficiência da antena
e_r	Eficiência de reflexão
e_c	Eficiência condutiva
e_d	Eficiência dielétrica
e_{cd}	Eficiência de radiação
ϵ_{eff}	Permissividade elétrica efetiva
ϵ_0	Constante dielétrica no espaço livre
ϵ_{ref}	Constante dielétrica efetiva
ϵ_r	Constante dielétrica relativa
μ	Permissividade magnética
μ_{eff}	Permissividade magnética efetiva
μ_0	Permeabilidade no espaço livre
ω	Velocidade angular
n	Índice de refração
v_0	Velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre
Γ	Coeficiente de reflexão
λ	Comprimento de onda
G	Ganho da antena
H	Campo magnético
R_{in}	Resistência de entrada de ressonância
V_o^+	Tensão de onda incidente
V_o^-	Tensão de onda refletida
U	Intensidade de radiação
$U_{m\acute{a}x}$	Máxima intensidade de radiação
U_o	Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica
Z_0	Impedância característica da linha
Z_c	Impedância da carga

Z_{in}	Impedância de entrada
Z_S	Impedância simulada
Z_M	Impedância medida
S_{11}	Coeficiente de reflexão
S_{12}	Coeficiente de transmissão
P_{in}	Potência interna total de entrada
P_{rad}	Potência radiada total
R_{in}	Resistência de entrada
X_{in}	Reatância de entrada
Z_{in}	Impedância de entrada
AEC	Condutor Elétrico Artificial
AMC	Condutor Magnético Artificial
BW	<i>Bandwidth</i>
CLL	<i>Capacitively Loaded Loop</i>
CSRR	<i>Complementary Split Ring Resonator</i>
eSRR	<i>Electric Split Ring Resonator</i>
ENG	<i>Epsilon Negative</i>
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
FR4	Fibra de Vidro
GPS	Sistema de Posicionamento Global
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
IEEE	Instituto dos Engenheiros Eletricistas
IoT	Internet das Coisas
LHM	<i>Left Handed Metamaterial</i>
LTT	Método da Linha de Transmissão Transversa
MTM	Metamaterial
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MSRR	<i>Multiple Split Ring Resonator</i>
UV	Ultravioleta
RCSRR	<i>Rectangular Complementary Split Ring Resonators</i>
RHM	<i>Right Handed Materials</i>

RL	<i>Return Loss</i>
SRR	<i>Split Ring Resonator</i>
SSRR	<i>Symmetric Split Ring Resonator</i>
UWB	<i>Ultra Wideband</i>
VANTs	<i>Veículos Aéreos Não-Tripulados</i>
VNA	<i>Analisador de Rede Vetorial</i>
VSWR	<i>Voltage Stationary Wave Ratio</i>
WBAN	<i>Wireless Body Area Networks</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

Capítulo 1

Introdução

A crescente demanda por comunicação sem fio e a transferência de informações por meio de dispositivos de telecomunicação tem ocasionado avanços em projetos de antenas para qualquer sistema de comunicação sem fio. Os aparelhos modernos que utilizam este tipo de comunicação têm adquirido tamanhos menores em diversas aplicações, passando a operar em variadas faixas de frequências. Esses aparelhos possuem antenas embarcadas obedecendo a limitações quanto ao tamanho e impondo desafios aos projetistas, tais como a antena de microfita com plaqueta (*patch*). Este tipo de estrutura possui tamanho reduzido, baixo custo, bom desempenho e de fácil integração com circuitos de micro-ondas [1]. Apesar de suas vantagens, tem como principal característica uma operação com banda estreita, o que limita a sua aplicação em sistemas de telecomunicações. Assim, as limitações quanto ao tamanho e largura de banda devem ser otimizadas e adaptadas aos diversos sistemas de transmissão e/ou recepção [1]-[3].

Neste cenário, as antenas de microfita ganham destaque em aplicações com *smartphones*, *laptops*, telemedicina, Internet das Coisas (IoT), Sistema de Posicionamento Global (GPS), Veículos Aéreos Não-Tripulados (VANTs), aeronaves, foguetes, mísseis e satélites [1]-[5]. Um cenário importante na atualidade é a *Wireless Body Area Network* (WBAN) que está aliada diretamente à rede de sensores sem fio centralizado no corpo humano. Assim, a partir de dispositivos portáteis localizados, por exemplo, em sapatos, relógios, óculos e outros torna-se possível a detecção de informações biométricas de uma pessoa. O dispositivo inteligente coleta as informações e se comunica com o centro de controle e/ou o serviço médico através da internet [6].

Portanto, com os avanços tecnológicos em sistemas de comunicação sem fio, faz-se necessário a construção de projetos de antenas mais precisos, compactos e com melhor desempenho. Destarte, a construção de projetos influencia na alteração de parâmetros essenciais, como frequência de ressonância, ganho, impedância de entrada, eficiência da radiação e largura de banda. Dessa forma, propostas com projetos desenvolvidos em materiais que não são frequentes nas antenas de microfita, são investigados com metamateriais, cujas propriedades eletromagnéticas efetivas podem ser modificadas [7]-[8].

1.1 Motivação

Apesar das vantagens das antenas, as antenas de microfita têm sido pesquisadas e projetadas com novos materiais para obterem novos fenômenos físicos na tentativa de superar dificuldades, devido as suas desvantagens. Assim, foi descoberto que muitos materiais artificiais substituem os materiais naturais encontrados na natureza, trazendo benefícios em várias áreas. Diante disso, os metamateriais (MTMs) estão sendo considerados como o próximo marco para quaisquer melhorias no desempenho das antenas de microfita [7].

Os MTMs podem trazer melhorias aos projetos, assim como levar as antenas a uma menor dimensão física e com mais eficiência em termos de energia. Ao permitir o projeto de antenas menores, os MTMs podem ser construídos com mais elementos dentro de uma área utilizável, melhorando seu desempenho em sistemas de comunicação. Em diversos trabalhos [8]-[34] são utilizadas geometrias MTMs para alterar as propriedades eletromagnéticas, afetando o desempenho das antenas de microfita.

Desta forma, o presente trabalho analisa o desempenho das antenas retangulares com o uso de células metamateriais tipo *Capacitive Loaded Loop* (CLL) imersos no substrato das antenas retangulares, para alguns arranjos e variações nas angulações das células. Estruturas nas quais o MTM utilizado não foi explorado como é apresentado nesta pesquisa.

1.2 Estado da Arte

Com o intuito de apresentar a utilização dos metamateriais (MTMs) na construção das antenas de microfita, alguns trabalhos foram coletados na literatura e divididos de acordo com a sua inserção dos MTMs no *patch*, substrato, plano de terra e outras formas. Os trabalhos tiveram vários objetivos para as antenas de microfita, como: alteração de parâmetros, modificar e melhorar o ganho, a diretividade, a eficiência na radiação, o casamento de impedância, o coeficiente de reflexão (S_{11}), a largura de banda, o VSWR (*Voltage Stationary Wave Ratio*). Também é possível reduzir o acoplamento mútuo e interferência eletromagnética entre antenas, miniaturização, assim como criar propriedades multibandas.

Inicialmente, em projetos com MTMs inserido no *patch*, foi proposto em [8], uma antena *Multiple Input Multiple Output* (MIMO) na frequência fundamental de 2,45 GHz. Para reduzir o acoplamento mútuo entre as antenas, o ressonador MTM utilizado foi um *single Capacitive Loaded Split Rectangular Loop* (CLL) entre o *patch* da antena estudada. A estrutura

MTM foi capaz de controlar a propagação das ondas eletromagnéticas alcançando alto nível de isolamento, sem prejudicar o desempenho da antena. Em [9], uma antena para *Wireless Local Area Network* (WLAN) foi desenvolvida para aplicações em 5,2 GHz e 5,8 GHz. A antena estudada apresenta um *patch* retangular modificado, sendo acoplado à quatro ressoadores, em que o MTM usado foi baseado em *Epsilon Negative* (ENG), a qual a alimentação foi feita por sonda. Os resultados mostraram que a antena obtém uma largura de banda 2,3 vezes superior ao da antena padrão, e uma maior largura da razão axial. Já em [10], uma antena para aplicações *Ultra Bandwidth* (UWB) foi proposta. A antena usou quatro células MTMs baseada em um *Split Ring Resonator* (SRR) circular com o fechamento do anel interno. Como resultado, foi obtido uma largura de banda de 146,56% e ganho médio sem MTM de 5,62 dBi e com MTM de 8,57 dBi. Em [11] foi projetada uma antena multibanda miniaturizada com cinco bandas de operação. O projeto consiste em um *patch* na forma de anel e com MTM tipo *Rectangular Complementary Split Ring Resonator* (RCSRR) dentro do anel no *patch*. Como resultado, a antena teve suas dimensões reduzidas em 46,8% em comparação com a antena convencional e apresentou maior largura de banda. No trabalho de [12] foi projetada uma antena de banda larga de 5,15 a 5,85 GHz. A antena utilizou um SRR com anéis quadrados e diodos PIN integrados nas células MTMs para controlar a direção do feixe. Dessa forma, foi possível aprimorar o ganho máximo em 7 dB para 4,9 GHz e aumento da largura de banda em cerca de 40%. Já em [13], uma antena para 2,10 GHz foi projetada. Um MTM tipo *Hexagonal Complementary Split Ring Resonators* (CSRRs) foi inserido no *patch* da antena. Como resultados, obteve-se redução de 5,7% na frequência de ressonância, enquanto a perda de retorno é aprimorada em - 34 dB para 2 GHz. O desempenho da radiação permaneceu inalterado, enquanto o ganho aumentou. Em [14] foi proposto uma antena em 3,8 THz Log – Periodic com superstrato MTM. Foi utilizado uma camada de MTM superstrato com célula tipo SRR em anéis quadrados. Como resultado, obteve-se ganho de 9,991 dB em 4,521 THz e ganho máximo em 1,11 dB em 3,846 THz, além de um considerável decréscimo na largura de feixe de meia potência (HPBW) em comparação com a antena convencional. Em [15] foi projetada uma antena para 303 GHz e utilizou células 3D tipo SRR e fios finos (SRR/TW) sobre o *patch* da antena. Como resultado, melhorou o foco do feixe, ganho, largura de banda e coeficiente de reflexão (S_{11}) com (1,1 dB, 14,73 GHz e 12,63 dB), respectivamente, além da diretividade e da radiação. Além disso, em 10 GHz melhorou em 1,5 dB, 10,15 MHz e 2 dB para o ganho, largura de banda e S_{11} .

Com relação aos projetos com MTMs imersos no substrato, [16] projetou uma antena para aplicação WLAN em 5,72 GHz. A antena usou um arranjo MTM tipo SRR em anéis quadrados e obteve duas faixas de frequência (5,47 a 5,6 GHz e 5,72 a 5,82 GHz), e um melhor

ganho. No trabalho de [17], foi desenvolvida uma antena UWB com *patch* inspirado em MTM para 4,12 GHz. O MTM utilizado foi do tipo SRR com anéis em forma de labirinto. Como resposta, obteve um aumento da largura de banda em 600%, e além disso foi possível reduzir as dimensões da antena em 400% e obter um melhor VSWR em 1,5%. Para [18], foi projetado uma antena para operação em 1 THz utilizando um MTM tipo SRR retangular colocado dentro do substrato e, como resultado obteve um alto ganho. Já em [19], antenas MIMO utilizaram um arranjo de células MTM em forma de espiral em 2,45 GHz. Observou-se uma redução significativa de tamanho, menor acoplamento mútuo, degradação da largura de banda e melhoria significativa da capacidade do canal em comparação com o substrato FR4. De acordo com [20], os mesmos autores de [19] trabalharam com outro sistema MIMO, para uma frequência de 2,48 GHz e obtiveram resultados semelhantes. Em [21], foi otimizada a geometria CSRR para uma antena de 2,45 GHz, o que possibilitou a redução do tamanho da antena, assim como reduziu a eficiência da radiação e uma perda na largura de banda. Em [22], apresenta uma antena tradicional em 5,4 GHz, que ao colocar o MTM SRR, passa a operar em 3,95 GHz. Um dos estudos apresentado nesse trabalho permitiu o cálculo dos valores da permissividade elétrica e permeabilidade magnética. Além disso, foi alterada a frequência, redução da antena e o ganho é praticamente inalterado. Por fim, [23] propôs uma combinação de uma estrutura triangular fractal com um meio dielétrico cuja estrutura tinha fios metálicos em uma antena projetada para operar em 2 GHz. Com o MTM a frequência passou de 3 GHz até 7 GHz, com uma largura de banda de 4 GHz.

No plano de terra, alguns trabalhos foram propostos, como em [24], que propôs uma antena para aplicações em *Global System for Mobile Communications* (GSM), *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), Bluetooth e WLAN, obtendo uma redução da absorção eletromagnética com MTM do tipo SRR em anéis na forma de hexágono. Como resultado, alcançou 66,47% e 66,52% da redução de absorção específica em 1,8 GHz e 2,4 GHz, respectivamente. No trabalho apresentado em [25], desenvolveu uma antena para aplicações em THz com anéis em SSR. Como resultado, foi possível reduzir o tamanho da antena, o coeficiente de reflexão para -65 dB e o ganho, cujo valor foi modificado significativamente na frequência de 1,02 THz.

Outras formas de projetos são apresentadas em [26] com uma antena dipolo em forma de F, que foi projetada para operar simultaneamente em 1,8 GHz, 2,45 GHz e 5,8 GHz. Para melhorar o desempenho, células unitárias SRR em anéis circulares divididas foram colocadas nos dois lados da antena. Os resultados apresentaram aumento da largura de banda, ganho e

diminuição no valor da coeficiente de reflexão (S_{11}). Em [27], apresentaram uma antena planar de alto ganho em THz em que foi utilizada uma célula *fishnet* MTM de baixo índice de refração em ambos os lados da antena. Como resposta, aprimorou o ganho em 4 dB, diretividade e a eficiência da radiação. Já no trabalho de [28], desenvolveram uma antena para UWB e utilizaram uma célula MTM tipo *Symmetric Split Ring Resonator* (SSRR) em anéis circulares divididos em ambos os lados da antena. Como resultado, o coeficiente de reflexão (S_{11}) mostrou ampla largura de banda de 128,3% (3,08 a 14,1 GHz). O ganho médio obtido foi de 4,54 dBi e com MTM o ganho foi de 6,12 dBi. Além disso, alcançou uma eficiência de radiação com 97%. Por fim, [29] desenvolveram uma antena para operar em 2,4 GHz utilizando uma estrutura MTM híbrida com anéis ressoadores quadrados em SRR e CSRR. A estrutura SRR foi colocada ao lado da linha de alimentação, enquanto a estrutura CSRR foi posicionada abaixo da linha de alimentação, ou seja, fixada no plano de terra. Assim, conseguiu-se aproximadamente, o dobro da largura de banda, que variou de 2,74% para 4,55%, sem afetar o acoplamento e a diretividade.

Além dos projetos apresentados, outra característica de projetos é apresentado na antena miniaturizada para 1,9 GHz e 3,2 GHz em [30], baseada no ressonador MTM ativo usado na linha de transmissão. Os resultados apontam dimensões reduzidas da antena, assim como maior ganho quando comparado com a antena tradicional. Por outro lado, no projeto de [31], uma antena MIMO inseriu as células MTM do tipo CLL retangular próximas à linha de alimentação de cada antena para reduzir a interferência eletromagnética e aumentar o isolamento entre as duas antenas. Como resultado, foi obtido um bom isolamento com menos de 25 dB e uma ampla largura de banda de 65,5%.

Alguns estudos também relatam outros tipos de projetos de ressoadores, como projetos de MTM reconfiguráveis para múltiplas frequências em THz [32], com células *Electric Split Ring Resonator* (eSRR). Como respostas, propriedades multibandas são alcançadas baseadas em sistemas microeletromecânicos nos ressoadores. Em [33] foi proposto um sensor que utilizou uma técnica de micro-ondas com antena acoplada. A célula MTM retangular de ressonador de anel dividido (SRR) foi utilizada. Obteve um alto fator Q, tamanho reduzido, boa sensibilidade e alta repetibilidade para aplicações de detecção. Finalmente, um ressonador baseado em um circuito RLC modificado para 8,84 GHz na banda X foi baseado em um SRR retangular convencional [34], obtendo uma maior largura de banda em 3,4 GHz.

De acordo com os MTMs e suas aplicações apresentados, este trabalho desenvolveu projetos de antenas de microfita composta por um substrato MTM para ressoar em 5,8 GHz. Os projetos são obtidos a partir de algumas configurações de arranjos de células unitárias tipo

Capacitive Loaded Loop (CLL) que é imerso no substrato, ficando entre os laminados de cobre que constituem o plano de terra e o elemento radiante da antena. Inicialmente são analisados arranjos com uma configuração 9 x 7 elementos ressoadores, e em seguida arranjos com 7 x 7 elementos ressoadores rotacionados entre 0 e 90 graus na direção $\pm\hat{y}$, em intervalos de 15 graus. Os arranjos sofreram variações ($\Delta\theta$) de 4 mm, 5 mm e 6 mm direção $\pm\hat{y}$. Resultados simulados foram realizados pelo *software High Frequency Structure Simulator* (HFSS[®]) que utiliza o método dos elementos finitos, e apenas comparados com resultados experimentais dos protótipos na configuração de 9 x 7 elementos ressoadores.

1.3 Objetivo

O objetivo deste trabalho consiste em analisar os efeitos na aplicação de células metamateriais CLL imersas ao substrato em projetos de antenas de microfita retangulares.

1.4 Objetivos Específicos

Para alcançar o objetivo geral, alguns objetivos específicos foram executados para melhor divisão e compreensão da subseção:

- Identificar o estado na arte para os metamateriais;
- Desenvolver uma base teórica sobre os temas: antenas de microfita e metamateriais;
- Projetar célula metamaterial;
- Projetar antena convencional, antenas com células metamateriais e rotacionadas;
- Análise dos resultados obtidos computacionalmente;
- Construção de protótipos baseados nos estudos simulados;
- Analisar o desempenho dos parâmetros das antena sem e com células metamateriais, além de antenas;
- Analisar o desempenho dos parâmetros das antenas com arranjos de células sem e com rotação;
- Analisar a influência dos arranjos de células no substrato da antena.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho foi organizado da seguinte forma:

- **Capítulo 2** apresenta os conceitos fundamentais das antenas de microfita, sua estrutura padrão, os métodos de alimentação e de análise matemática utilizada por este trabalho, bem como principais parâmetros;
- O **Capítulo 3** aborda conceitos de metamateriais, além dos conceitos de permissividade elétrica, permeabilidade magnética e índice de refração, assim como apresenta alguns modelos de células metamateriais e o modelo estudado;
- O **Capítulo 4** apresenta a metodologia para os projetos analisados com arranjos de configurações 9×7 elementos ressoadores, e em seguida arranjos com 7×7 elementos ressoadores rotacionados entre 0 e 90 graus na direção $\pm\hat{y}$, em intervalos de 15 graus;
- No **Capítulo 5** são apresentados os resultados e discussões referentes a antena sem e com metamateriais com às configurações dos arranjos utilizados. Também são apresentados os resultados para antenas sem e com arranjos de células rotacionadas;
- Por fim, no **Capítulo 6**, as conclusões e sugestões para trabalhos futuros são fornecidos.

Capítulo 2

Teoria de Antenas de Microfita

Neste capítulo é apresentada a teoria básica a respeito das antenas de microfita, suas propriedades, estrutura tradicional, assim como seus métodos de alimentação e análise matemática.

2.1 Introdução

As antenas desempenham um papel fundamental na comunicação sem fio em razão da transferência de informações, através do espectro eletromagnético. O fluxo de informações em *smartphones*, telefones, *notebooks* e outros produtos de comunicações sem fio, necessitam de dispositivos portáteis e de baixa espessura [2]. Segundo [1], a antena é definida como estruturas metálicas projetadas para radiar e receber energia eletromagnética.

As pesquisas na área de antenas foram iniciadas com as equações de Maxwell em 1870. Por volta de 1970, estudos sobre antenas planares foram desenvolvidos com os trabalhos de Byron e Howell, despertando o interesse com a miniaturização e facilidade de se adaptar a várias superfícies [1]. Entre os modelos de antenas existente, as planares do tipo antenas de microfita (do inglês *Microstrip Antennas*) se destacam em função de suas características e aplicações.

O modelo tradicional da antena de microfita é formada por uma plaqueta (do inglês *patch*) metálica, substrato ou material dielétrico e plano de terra de placa metálica. O *patch* funciona como elemento radiante, podendo assumir diversos formatos, no qual é fixado sobre um material dielétrico (substrato) em um dos seus lados. O substrato constitui a camada central que separa os elementos radiantes, podendo ser desenvolvidos com materiais dielétricos com perdas e sem perdas, semicondutores, ferritas e metamateriais [35]. Esses materiais com diferentes permissividades relativa (ϵ_r), ou seja, entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$, influenciam no desempenho da antena que está diretamente ligado à sua espessura. A espessura maior e pequenos valores de ϵ_r são mais eficientes devido ao desprendimento dos campos, porém sua fabricação tem um custo mais elevado [1], [36]. Já a espessura mais fina e com ϵ_r maior são mais convenientes para faixas de micro-ondas, porém menos eficientes e com largura de banda menor [37]. No outro lado do material dielétrico é fixado uma plaqueta metálica (plano de terra), que possui

valores de largura e comprimento diferente do *patch*, que dependem diretamente da frequência de ressonância e a aplicação da antena. A função do plano terra é refletora, impedindo a propagação das ondas na direção oposta à projetada [38]. Por fim, a alimentação da antena é proporcionada por uma linha de transmissão que interliga o *patch* a um conector SMA.

A Figura 2.1 mostra uma antena retangular padrão. Já a Tabela 2.1 apresenta os materiais comercialmente mais utilizados como substrato em antenas de microfita.

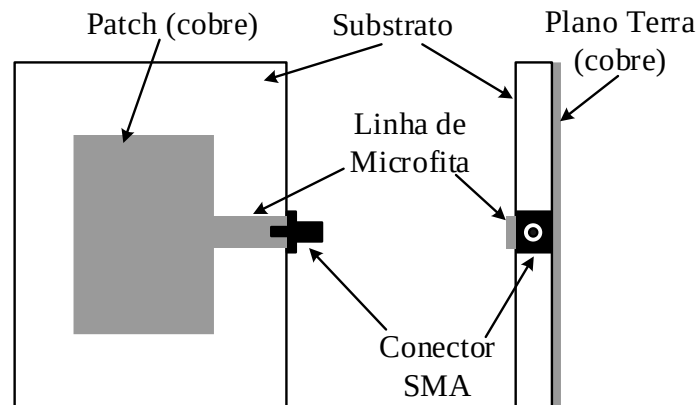


Figura 2.1: Antena retangular padrão.

Fonte: (Adaptado de [1], 2020)

Tabela 2.1: Materiais dielétricos comerciais mais utilizados.

Materiais	Constante Dielétrica (ϵ_r)	Tangente de Perdas ($\tan \delta$)
Alumina	9,2	0,008
RT duroide 5880	2,2	0,0009
Ferrita	12	0
FR4-Epóxi	4,4	0,02
PTFE	2,5	0,002

Fonte: (Adaptado de [39], 2011)

As antenas de microfita são utilizadas na faixa de frequência de micro-ondas (300 MHz – 300 GHz) conforme Tabela 2.2 do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE). De acordo com [40], a faixa de 1 GHz a 40 GHz detém a maior concentração de aplicações da engenharia de micro-ondas. Já a faixa de 900 MHz a 5 GHz, são reservadas para o desenvolvimento industrial, científico e médico, assim como a comunicação entre os dispositivos de *bluetooth* e *Wi-Fi*, e podem ser usadas sem licenças, mas estão sujeitas a um conjunto de normas [41].

Tabela 2.2: Faixas de frequências em micro-ondas do IEEE.

Banda	Faixa de Frequência (GHz)	Aplicações
L	1 – 2	Comunicação pessoal e GPS
S	2 – 4	Comunicação pessoal (<i>Wi-Fi</i> , <i>bluetooth</i> , etc), forno de micro-ondas
C	4 – 8	Comunicação via satélite
X	8 – 12	Radar terrestre para navegação aérea
Ku	12 – 18	Radar e rádio ponto a ponto
K	18 – 26,5	Radar e rádio ponto a ponto
Ka	26,5 – 40	Radar e rádio ponto a ponto

Fonte: (Adaptado de [41], 2004)

2.2 Métodos de Alimentação

A alimentação da antena de microfita é realizada de diversas formas, dentre elas se destacam quatro modelos, conhecidas como [1]:

- a) **Cabo coaxial:** é conhecido como ponta de prova coaxial em que a alimentação consiste em acoplar o condutor central de um cabo coaxial ao *patch* e o condutor externo ao plano terra (Figura 2.2);

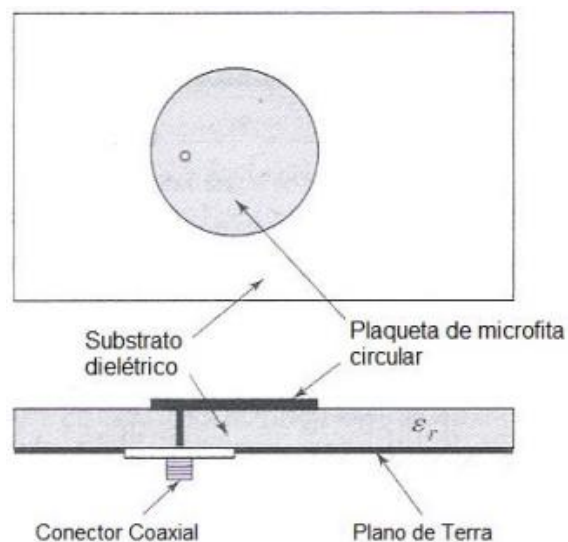


Figura 2.2: Alimentação via conector coaxial.

Fonte: (Adaptado de [35])

- b) **Acoplamento por abertura:** consiste em dois substratos separados por um plano de terra, em que abaixo do primeiro substrato existe uma linha de microfita que transfere a energia ao *patch* por meio de uma fenda no plano de terra (Figura 2.3);

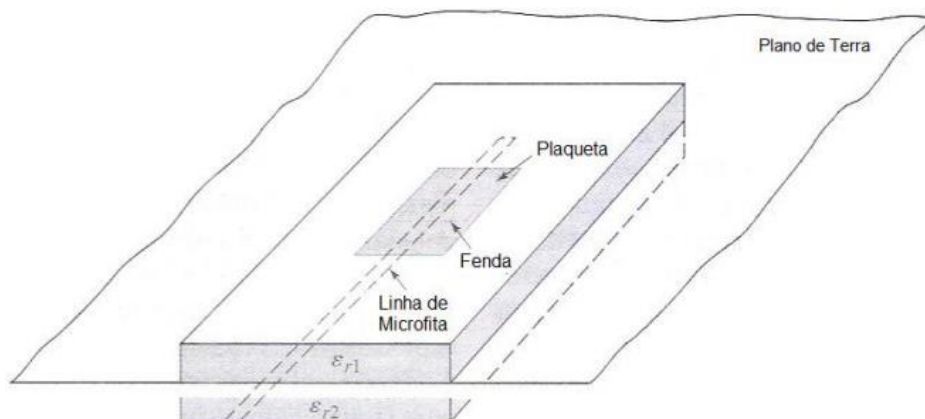


Figura 2.3: Alimentação via acoplamento por abertura.

Fonte: (Adaptado de [35])

- c) **Acoplamento por proximidade:** uma linha de microfita está situada entre dois substratos, sendo que o *patch* é colocado na camada superior do substrato e o plano de terra na camada inferior do substrato (Figura 2.4);

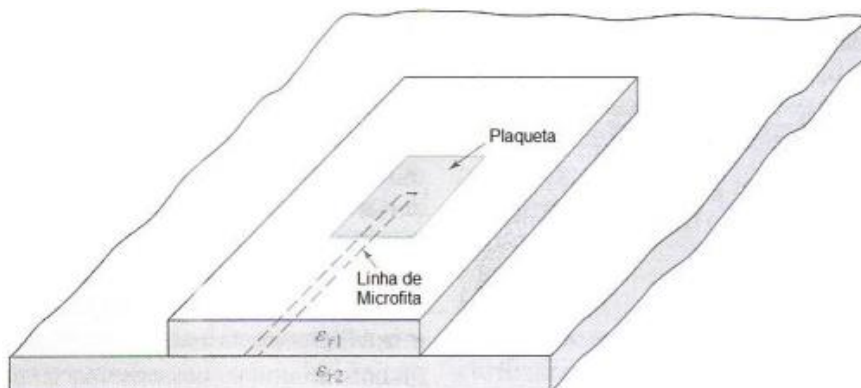


Figura 2.4: Alimentação via acoplamento por proximidade.

Fonte: (Adaptado de [35])

- d) **Linha de microfita:** foi utilizado neste trabalho e detalhado na Seção 2.2.1.

2.2.1 Alimentação por Linha de Microfita

Este foi o método de alimentação utilizado para as antenas estudadas na aplicação do presente trabalho. Nele, o elemento radiante é alimentado por meio de uma linha de microfita que, em geral, possui largura bem menor do que a do *patch*. A linha condutora metálica é de fácil fabricação, sendo afixada no substrato, resultando em estrutura plana como apresentada na Figura 2.5 [1].

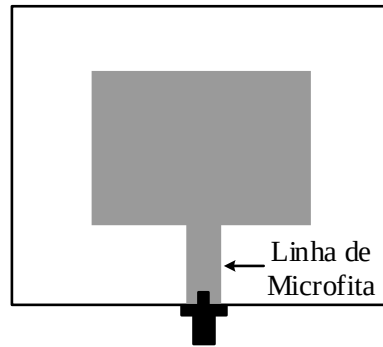


Figura 2.5: Alimentação por linha de microfita.

Fonte: (Adaptado de [1])

Para se obter o casamento de impedância nesse tipo de alimentação e melhorar o desempenho da antena, algumas alterações na estrutura podem ser feitas, como a inserção de fendas (*inset-fed*) ou por meio do transformador de $\lambda/4$, de acordo com a Figura 2.6 [37], [42]. Além disso, outra forma é inserir uma fenda na linha de microfita, otimizando a largura e seu comprimento, conforme a Figura 2.7 [43].

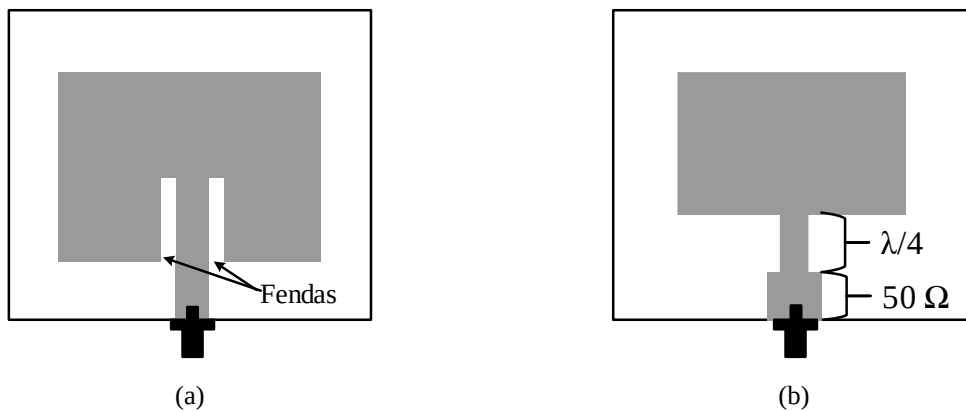


Figura 2.6: Alimentação por linha de microfita: (a) uso do *inset-fed* e (b) transformador de $\lambda/4$.

Fonte: (Adaptado de [1])

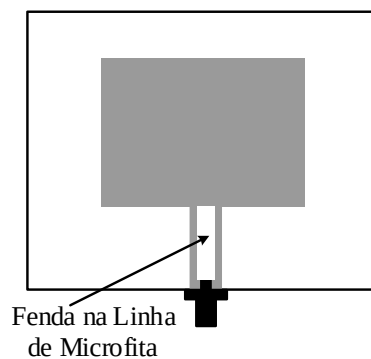


Figura 2.7: Alimentação com fenda sobre a linha de microfita.

Fonte: (Adaptado de [43])

2.3 Métodos de Análise

Na literatura existem diversos modelos matemáticos para análise das antenas de microfita. Dentre eles, os mais comuns são:

- a) **Linha de transmissão:** proposto por [44], é utilizado neste trabalho e detalhado na Seção 2.3.1;
- b) **Método da cavidade:** foi proposto por [45] em 1979. Modela antena como uma cavidade circundada por paredes elétricas, de forma que na base e no topo há paredes elétricas e nas laterais paredes magnéticas, permitindo ser utilizado para diversas geometrias de *patch* [1], [46] e [47]. Além disso, o método pode manipular várias geometrias de *patch*, sendo que os campos na antena, serão expandidos em termos de modos ressonantes na cavidade, em que cada modo tem a sua frequência de ressonância [35].
- c) **Métodos de onda:** São métodos precisos e apresentam formulações matemáticas com um maior esforço computacional para elementos simples, assim como para arranjos. Destacam-se o Método dos Momentos, Método dos Elementos Finitos, Método de Transmissão Equivalente e o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz [1], [48].

2.3.1 Métodos da Linha de Transmissão

É o método de modelagem mais simples e com menor exatidão, mas que produz resultados satisfatórios e possibilita obter o casamento de impedância da antena [1]. O método proporciona a obtenção de vários parâmetros da antena, como a frequência de ressonância, o diagrama de radiação e a impedância de entrada [46]-[47], sendo recomendado para antenas com *patch* quadrado e retangular.

Como ilustrado na Figura 2.7, o *patch* possui dimensões finitas em largura e comprimento, dessa forma efeitos de bordas são causados devido a essas dimensões, o que leva a um efeito chamado de franjamento. O franjamento depende do comprimento do *patch* (L), a espessura do substrato (h) e de sua permissividade relativa (ϵ_r), de acordo com a Figura 2.8 [1], [46]. De fato, isso deve ser levado em consideração, pois influencia na frequência de ressonância da antena.

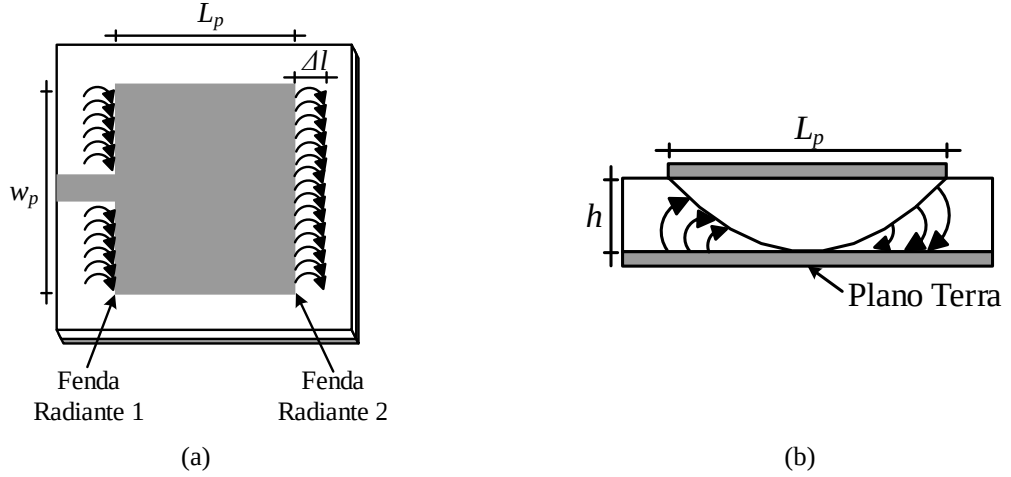


Figura 2.8: (a) Efeito de franjamento com um incremento Δl e (b) Distribuição dos campos elétricos ao longo da antena.

Fonte: (Adaptado de [1])

De acordo com a Figura 2.8, o franjamento dos campos pelas bordas faz as linhas de campo passarem tanto no ar assim como no substrato [1]. O franjamento ainda permite que a antena de microfita tenha dimensões maiores do que as físicas, sendo necessário uma modelagem para a permissividade efetiva que considere esse efeito, levando em consideração a permissividade do ar e do substrato (ϵ_r). Segundo [1], a permissividade efetiva (ϵ_{ref}) representa a constante dielétrica de um material uniforme, de tal forma que a linha de transmissão da antena sob efeito de franjamento mantenha as características elétricas de uma antena ideal que não sofre com esse efeito. Assim, a formulação matemática para determinar os parâmetros de projeto de uma antena de microfita, utiliza-se das seguintes Equações [1]:

- Calcula-se a largura do *patch* através da Equação 2.1.

$$W_p = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.1)$$

- Calcula-se a constante dielétrica efetiva pela Equação 2.2.

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W_p} \right)^{-1/2} \quad (2.2)$$

- Com W_p e ϵ_{ref} , determina-se a extensão de comprimento gerada pelos campos de borda a partir da Equação 2.3.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\varepsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{Wp}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{Wp}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.3)$$

- O verdadeiro comprimento L_p da antena é obtido por meio da Equação 2.4.

$$L_p = \frac{1}{2 f_r \sqrt{\varepsilon_{ref}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

- A Equação 2.5 determina o comprimento efetivo da antena.

$$L_{ef} = L_p + 2\Delta L \quad (2.5)$$

- Por fim, a frequência de ressonância para o modo dominante TM_{010} é obtida através da Equação 2.6.

$$(f_r)_{010} = \frac{v_0}{2L_p \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.6)$$

Em que W_p é a largura do *patch*, L_p é o comprimento do *patch*, L_{ef} é o comprimento efetivo da antena, ΔL é a variação de comprimento da antena, ε_0 é a constante dielétrica no espaço livre, ε_{ref} é a constante dielétrica efetiva, μ_0 é a permeabilidade no espaço livre, v_0 é a velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre, h a espessura do substrato, e f_r a frequência de ressonância.

2.4 Parâmetros das Antenas

O desempenho de uma antena é descrito de uma forma geral, por meio de alguns parâmetros para analisar as características eletromagnéticas, fornecendo informações sobre seu funcionamento e com requisitos básicos que são definidos.

2.4.1 Diagrama de Radiação

É um dos principais parâmetros de análise, pois representa a distribuição de energia em torno da antena, sendo representado na forma polar e retangular em 2D [1], como mostra a Figura 2.9 (a) e (b). Também pode ser representado em função das coordenadas espaciais através da distribuição tridimensional (3D), cuja intensidade do campo é apresentada através

de uma escala de cores, como apresenta a Figura 2.9 (c) [49]. Além disso, é constituído pelos planos E e H , sendo o plano E (plano x - z) caracterizado como vetor campo elétrico na direção de máxima radiação e o plano H (plano y - z) como vetor campo magnético na máxima direção [1].

No diagrama bidimensional (2D), observa-se as partes classificadas como lóbulos principal e traseiro. O lóbulo principal informa a direção de máxima potência radiada, enquanto o lóbulo traseiro apresenta alguns lóbulos de radiação que são indesejados, devendo ser minimizados para que haja um aumento na eficiência da antena [1].

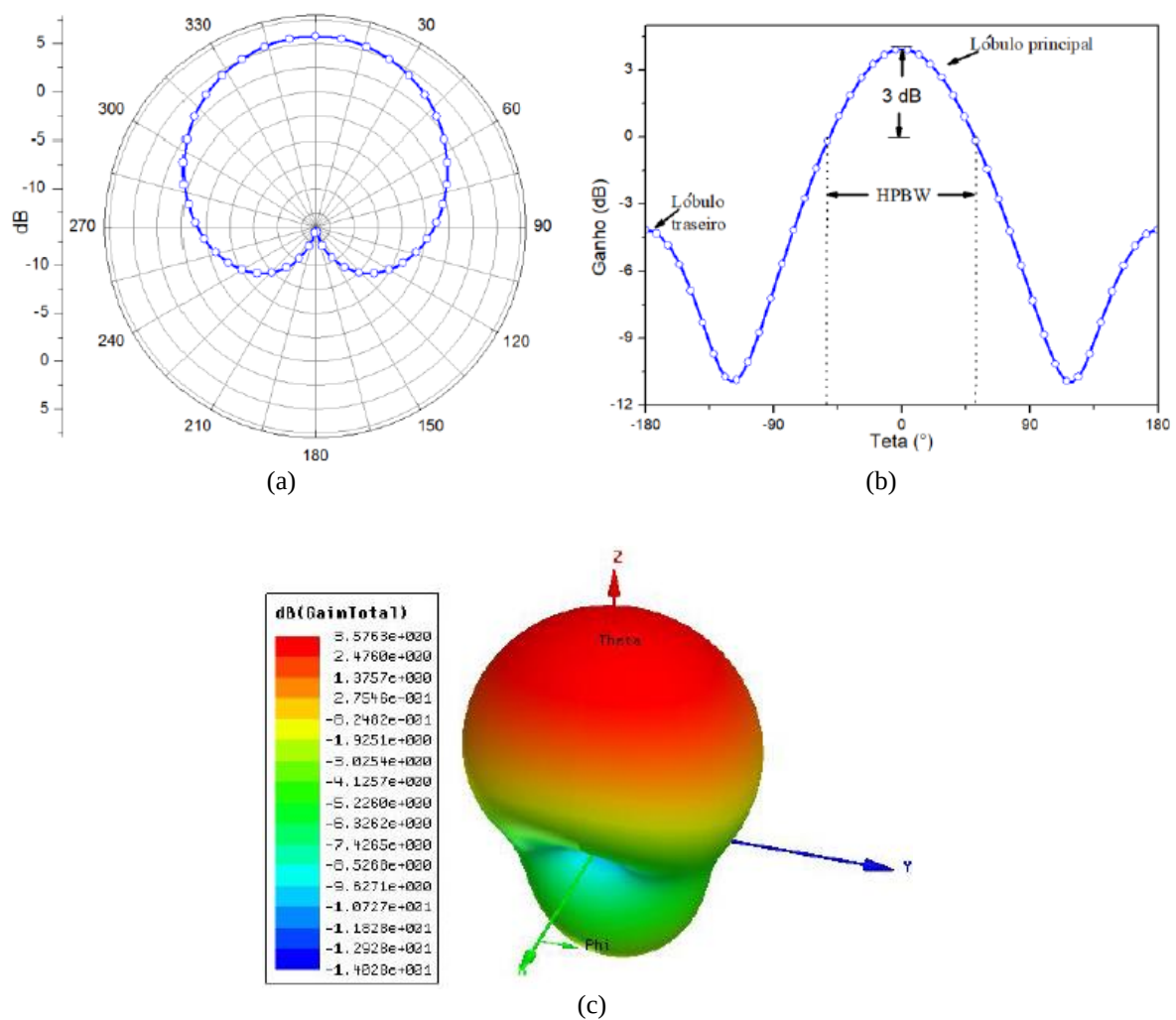


Figura 2.9: Diagramas de radiação (a) Polar, (b) Retangular e (c) 3D.

Fonte: (Adaptado de [49])

2.4.2 Polarização

Para a polarização de uma antena em uma dada direção, é dito como polarização de onda eletromagnética àquela que é radiada ou transmitida pela antena [48]. Ainda é definida como sendo o plano no qual se encontra a componente elétrica ou magnética [48]. Pode ser classificada como linear, circular e elíptica, conforme a Tabela 2.2. As Figuras 2.10 ilustram a polarização de uma onda [50].

Tabela 2.2: Tipos de polarização e exemplos.

Polarização	Definição	Exemplo
Linear	Quando o vetor campo elétrico ou magnético é orientado ao longo da mesma linha reta ou constante em qualquer instante.	Os patches retangulares normalmente apresentam essa característica
Circular	Quando o vetor campo elétrico ou magnético em qualquer ponto do espaço traçar um círculo ou giro em função do tempo.	Tipos de patches capazes de gerar: quadrado, circular, pentagonal, triangular e entre outras.
Elíptica	Quando a extremidade do vetor de campo elétrico ou magnético traçar uma elipse no espaço, em função do tempo. Sendo capaz de ser polarizada a direita ou a esquerda.	O campo deve ter duas componentes lineares ortogonais; as duas componentes podem ou não ter a mesma magnitude.

Fonte: (Adaptado de [1], [48], [51])

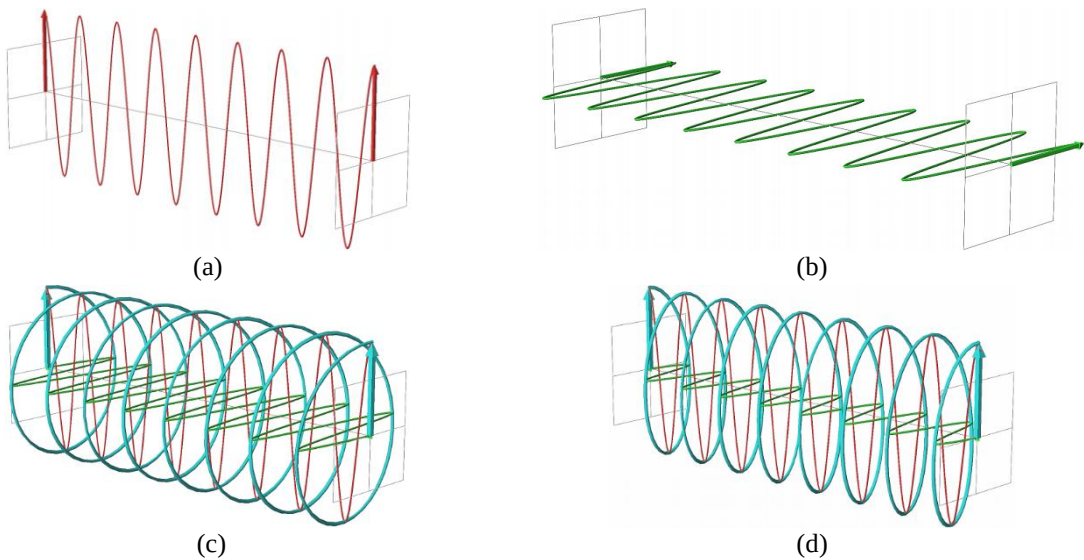


Figura 2.10: Polarização (a) Linear Vertical, (b) Linear Horizontal, (c) Circular e (d) Elíptica.

Fonte: (Adaptado de [50])

2.4.2.1 Polarização Cruzada e Co-Polarização

Como apresentado na Tabela 2.3, as diversas formas de polarização proporcionam muitos pares ortogonais. A partir disso, a polarização cruzada pode ser definida como uma decomposição de dois campos ortogonais. A co-polarização é a polarização que a antena deveria irradiar. Uma antena puramente polarizada terá baixa radiação de polarização cruzada. Para medir o nível de polarização cruzada, é determinado como a diferença em decibéis entre a máxima intensidade de radiação das polarizações co e cruzada, respectivamente [52].

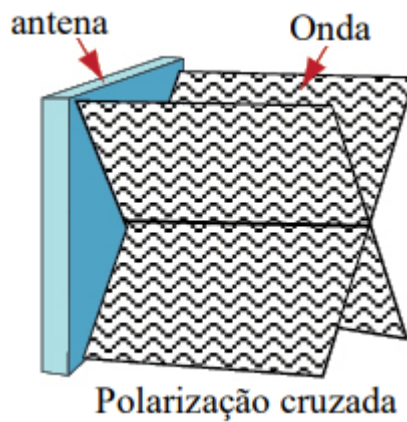


Figura 2.11: Polarização cruzada.

Fonte: (Adaptado de [53])

2.4.3 Diretividade

É a razão entre a intensidade da radiação em uma determinada direção da antena e a intensidade da radiação média em todas as direções. Matematicamente, a diretividade D pode ser representada pela Equação 2.7, sendo uma grandeza de natureza adimensional [1].

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.7)$$

Se a direção não for especificada, fica subentendido que a direção de máxima intensidade de radiação ou máxima diretividade $D_{máx}$, é dada pela Equação 2.8 [1].

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.8)$$

Sendo que D_0 é a diretividade máxima, U é a intensidade de radiação, $U_{máx}$ é a máxima intensidade de radiação, U_0 é a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica e P_{rad} é a potência radiada total [1].

2.4.4 Eficiência

Outro parâmetro que avalia a qualidade das antenas é a eficiência total (e_0), pois quando uma onda eletromagnética é transmitida, apenas uma parte é transformada em energia irradiante, ficando a parte restante retida nos terminais de entrada e no interior da antena, causando perdas [1]. As perdas estão relacionadas com as reflexões causadas por descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena, e dissipação de energia em condutores e dielétricos. A Equação 2.9 descreve a eficiência total [1].

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.9)$$

Sendo que e_r , e_c e e_d representam, respectivamente, a eficiência de reflexão, condutiva e dielétrica.

2.4.5 Ganho

Descreve o desempenho da antena e está totalmente relacionado à diretividade e à eficiência, ou seja, é a potência efetivamente radiada pela antena [1]. Pode ser definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente (radiação omnidirecional) [1]. O ganho G é expresso em dB, através da Equação 2.10.

$$G = \frac{4\pi U}{P_{in}} \quad (2.10)$$

Em que G é o ganho da antena e P_{in} é a potência total de entrada.

2.4.6 Largura de Banda Fracionada

A largura de banda fracionada, do inglês *Bandwidth (BW)*, significa a faixa de frequências que a antena pode operar em função da frequência central [46], [49]. É definida como a faixa de frequência nos dois lados de uma frequência central, na qual as características da antena (como impedância de entrada, ganho, eficiência) têm valores dentro de limites

aceitáveis definidos a partir dos correspondentes valores na frequência central [1]. Além disso, o coeficiente de reflexão (S_{11}) deve estar abaixo de um valor, que é normalmente adotado como -10 dB de acordo com a *Federal Communication Commission* (FCC). Neste caso, pelo menos 90% da potência fornecida pela alimentação é entregue à antena [49].

Na prática, BW possui as seguintes classificações [46], [54]-[55]:

- Banda Estreita para $BW < 10\%$ da frequência nominal;
- Banda Larga pode ter um BW de 10% a 50% da frequência nominal;
- Banda Ultra Larga a BW deve ocupar pelo menos 500 MHz.

Em antenas de microfita, a forma usual de se calcular a largura de banda é por meio da Equação 2.5. A Figura 2.12 ilustra um exemplo típico de largura de banda em função das frequências, a partir de -10 dB para fins comerciais [38], [46].

$$BW = \frac{f_{\text{sup}} - f_{\text{inf}}}{f_{\text{cent}}} \times 100\% \quad (2.11)$$

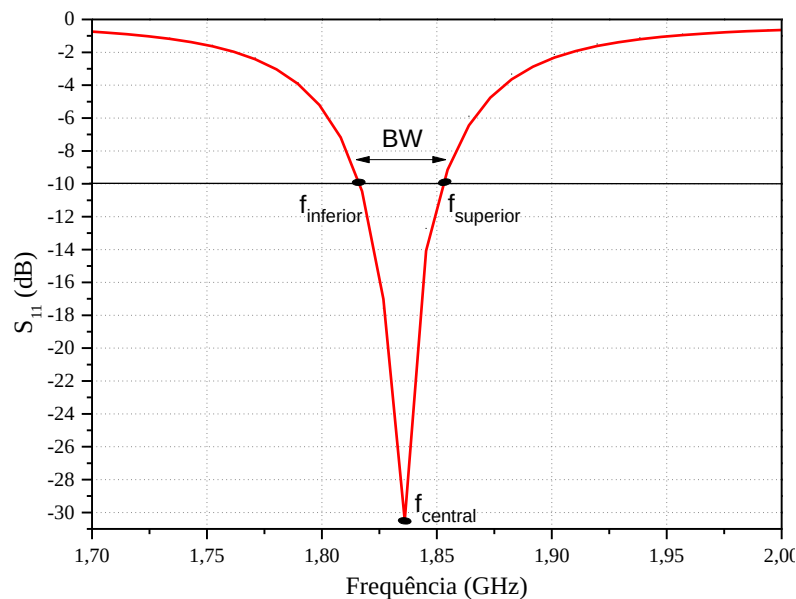


Figura 2.12: Largura de banda para uma antena.

Fonte: (Autor, 2020)

2.4.7 Impedância de Entrada

Uma antena, como qualquer dispositivo elétrico, possui uma impedância de entrada cujo valor depende da sua configuração estrutural, dimensões físicas e do material da estrutura. Este parâmetro é medido de acordo com alguma linha de transmissão ou impedância característica

do dispositivo, possuindo a parte resistiva e reativa que atuam juntas como uma espécie de filtro para a frequência especificada conforme a Equação 2.12 [56]-[57].

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \quad (2.12)$$

Sendo Z_{in} a impedância de entrada nos terminais da antena, R_{in} a resistência e X_{in} a reatância.

Quando a impedância da linha e do elemento radiante são diferentes, parte da onda é incidente e refletida, voltando para a fonte geradora, proporcionando uma onda estacionária ao longo da linha de transmissão e influenciando na perda de retorno na antena [56]-[57]. O casamento de impedâncias, ou seja, impedância de linha de transmissão igual a impedância do elemento radiante variam de acordo com a frequência de ressonância [56]-[57].

2.4.8 Coeficiente de Reflexão e Perda de Retorno

O coeficiente de reflexão (Γ) é a razão entre a amplitude em volts da onda refletida (V_o^-) e a amplitude em volts da onda incidente (V_o^+) na carga conforme a Equação 2.13. Também pode ser descrito em função da impedância da carga (Z_c) e a impedância característica da linha de alimentação (Z_o) de acordo com a Equação 2.14 [49].

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} \quad (2.13)$$

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o} \quad (2.14)$$

Além disso, o coeficiente de reflexão pode ser representado pela Equação 2.15 como sendo igual ao parâmetro de espalhamento S_{11} , cujo valor é em decibel (dB) [49].

$$S_{11} = 20 \log|\Gamma| \quad (2.15)$$

Já a perda de retorno (do inglês *Return Loss*) é outro importante parâmetro que pode ser expresso em função do coeficiente de reflexão. Esse termo refere-se a eficiência da linha de transmissão em entregar certa quantidade de potência a uma carga [49]. Em termos práticos, a perda ocorre quando há um descasamento de impedâncias entre a linha de transmissão e o elemento radiador, de modo que parte da potência fornecida pelo gerador é refletida e não entregue a carga [49]. A perda de retorno pode ser expressa pela Equação 2.16 [49].

$$S_{11} = 20 \log\left(\frac{1}{|\Gamma|}\right) \quad (2.16)$$

Ainda, a RL pode ser obtida considerando a potência incidente (P_{in}) e a potência refletida (P_{ref}), conforme a equação 2.17 [49].

$$RL = 10 \log \left(\frac{P_{in}}{P_{ref}} \right) \quad (2.17)$$

Por fim, RL significa a redução em amplitude da onda refletida em comparação com a onda incidente, em que para dispositivos passivos o RL é positivo, já em dispositivos ativos o RL é negativo [49].

Capítulo 3

Metamaterial

Neste capítulo é feita uma apresentação dos metamateriais, abordando suas principais propriedades e comportamento eletromagnético singular. Por fim, são abordadas algumas células de metamateriais, incluindo aquela que é objeto de estudo no presente trabalho.

3.1 Definições Básicas

Nas últimas décadas, muitos esforços para pesquisar novos materiais e fenômenos físicos têm sido importante para atender à vida moderna. Assim, os Metamateriais (MTMs) são considerados como o próximo marco, sendo compostos de arranjo de estruturas metálicas em substratos dielétricos [58]-[59].

A palavra metamaterial é uma derivação da palavra grega, que combina meta e material, em que “meta” significa além de, alterado, e “material”, matéria, substância [59]. O termo metamaterial foi criado por Rodger M. Walser, na Universidade do Texas em Austin, em 1999. Muitas definições são sugeridas para os MTMs, assim como estruturas obtidas artificialmente, geralmente periódicas e que podem apresentar permissividade elétrica (ϵ), permeabilidade magnética (μ) e índice de refração (n), simultaneamente negativos [59]. Devido a essas propriedades, diversas aplicações são utilizadas como antenas, filtros, superlentes, sensoriamento, absorvedores e dispositivos de invisibilidade eletromagnética que podem melhorar alguns dos parâmetros de equipamentos nos diferentes campos da Ciência e Tecnologia [59].

Os MTMs são compostos por estruturas macroscópicas periódicas ou não, e construídos a partir de materiais comuns, como metais e dielétricos, como pode ser visto na Figura 3.1. O arranjo das estruturas metamateriais é, geralmente periódico, com um tamanho muito menor que o comprimento de onda (λ), ou seja, em torno de $1/10$ do comprimento de onda (λ) [59]. As estruturas são chamadas de células MTMs, cuja construção e composição química definem sua resposta eletromagnética, de forma que uma onda eletromagnética propagante interaja com o meio discreto, como se estivesse em um meio homogêneo. Assim, o material pode ser descrito e estudado para as suas propriedades efetivas como ϵ , μ e n . Sendo assim, se torna possível criar

novos materiais, obtendo respostas incomuns ou reproduzindo propriedades de materiais pouco disponíveis na natureza. A fim de que entrem em ressonância com o campo eletromagnético, as dimensões dos ressoadores precisam ter ordem de grandeza de frações do comprimento de onda da frequência de operação [60]-[61].



Figura 3.1: Células metamateriais com anéis metálicos em cobre.

Fonte: (Adaptado de [61])

Como contribuição e vantagem para a faixa de micro-ondas (GHz), destaca-se sua fácil construção, já que suas células metálicas podem ser fabricadas por meio de técnicas simples em placas de circuito impresso. Outro aspecto, é que ao variar os parâmetros do ressonador, pode-se obter uma variação de frequência de ressonância. No entanto, uma estreita faixa de frequência de ressonância e alta atenuação se torna uma desvantagem [60]-[61].

Historicamente, o teórico russo Victor Veselago (1968) desenvolveu os metamateriais, que foi chamado como mão esquerda (*LHM*, *Left-Handed Metamaterial*) por possuírem permeabilidade magnética e permissividade elétricas negativas [48]. De acordo com suas teorias, uma onda plana monocromática propagando-se uniformemente em tal meio teria a direção do vetor de *Poynting* em antiparalelo à direção da velocidade de fase da onda, ao contrário da propagação de uma onda plana em um meio convencional [48]-[51]. Após vários anos (1999), Pendry *et al.* apresentaram estruturas separadas para alcançar permeabilidade magnética e permissividade elétricas negativas, cujo princípio é baseado na combinação de um material por inclusões discretas menores que o comprimento de onda. Em seguida (2000), Smith *et al.* inspirados nas ideias de Veselago e Pendry *et al.* [59], combinaram as propostas em uma única estrutura e efetuaram ensaios experimentais, comprovando o *LHM* [59], [61]-[62].

Conforme apresenta a Equação 3.1 e a Figura 3.2, existem quatro possibilidades de sinais nos termos do índice de refração, em que nas situações (Plasma, Caso Geral e Ferrimagnético) são considerados os materiais convencionais. Já no caso da Mão Esquerda,

trata-se de material com índice de refração negativo. Neste caso, quando um raio luminoso encontra um meio 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 negativo do índice de refração [48]-[51]. Além disso, a geometria da célula influenciará em ter uma predominância à resposta mais sensível, ou seja, ao campo elétrico ou campo magnético.

$$n = \pm\sqrt{\varepsilon\mu} \quad (3.1)$$

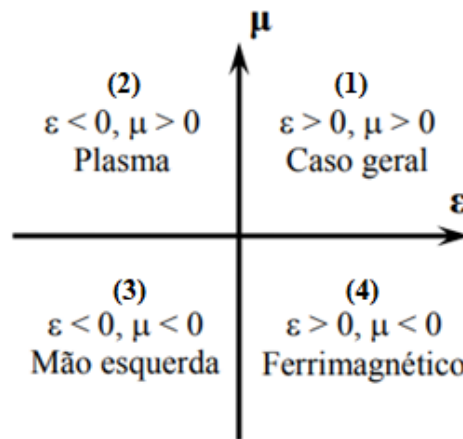


Figura 3.2: Diferentes possibilidades das características dos materiais.

Fonte: (Adaptado de [62])

Na Figura 3.2, o quadrante 1 representa os materiais com valor simultaneamente positivo de permissividade e permeabilidade. Abrange principalmente materiais dielétricos, nos quais as ondas eletromagnéticas podem se propagar. O quadrante 2, representa os materiais com permissividade negativa abaixo da frequência plasmática e permeabilidade positiva. Atende metais, materiais ferroelétricos e semicondutores. O quadrante 3, representa os materiais com valor simultaneamente negativo de permissividade e permeabilidade. Essa região é chamada de duplo negativo (DNG) ou o LHM, em que nenhum material desse tipo é encontrado na natureza. O quadrante 4, representa os materiais com permeabilidade negativa abaixo da frequência plasmática e permissividade positiva, representado pela ferrita.

A Figura 3.3 ilustra quando um raio luminoso se depara com um meio material. No quadrante 1, o raio é refratado de forma que se aproxima ou se afasta da normal. Já no quadrante 2, o raio é refletido integralmente, apenas ondas evanescentes conseguem penetrar neles. No quadrante 3, o raio volta a refratar e segue para o mesmo lado da normal em que se encontra o raio incidente, devido ao valor negativo do índice de refração. Por fim, no quadrante 4, o raio refletido também não permite a propagação de ondas [48], [51].

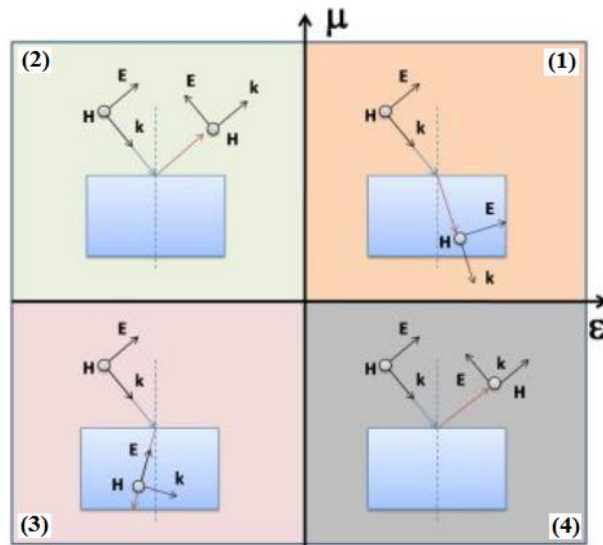


Figura 3.3: Raio luminoso quando atinge um meio.

Fonte: (Adaptado de [63])

3.2 Permissividade Elétrica (ϵ)

É uma constante física que descreve como um campo elétrico afeta o meio e vice-versa [48]. É representada como uma grandeza complexa, sendo que a parte real está relacionada à formação de dipolos elétricos na matéria na presença de um campo eletromagnético e a parte imaginária às perdas de energia desse campo por dissipação no material [60]-[61]. Como exemplo na Figura 3.4, Pendry *et al.* [59] sugeriram que em materiais compostos por arranjos periódicos tridimensionais de fios bem finos e metálicos, é possível obter $\epsilon < 0$, e que variando o raio (r) e a distância (p) entre esses fios é possível determinar a faixa de frequência de ressonância desejada.

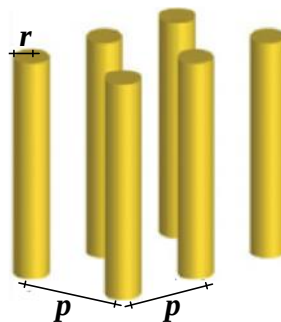


Figura 3.4: Arranjo de condutores paralelos que pode proporcionar $\epsilon < 0$.

Fonte: (Adaptado de [59])

No momento que a estrutura é submetida a um campo elétrico paralelo ao eixo dos condutores, verificou-se que, se a polarização do campo elétrico for orientada na mesma direção

dos condutores, então o metamaterial apresenta uma permissividade plasmônica em função da frequência [59].

3.3 Permeabilidade Magnética (μ)

A permeabilidade de um meio mede a sua magnetização quando um campo magnético é aplicado sobre o mesmo, ou pode ser considerado como a facilidade que o meio suporta a formação de um campo magnético [60]. A permeabilidade negativa ($\mu < 0$) pode ser obtida com uma estrutura de arranjos periódicos que possuem ressoadores divididos em tamanhos muito menores com relação ao comprimento de onda conforme Figura 3.5. Devido às capacitâncias e indutâncias na estrutura dos anéis concêntricos, essa geometria permite que na frequência de ressonância o metamaterial demonstre valores de permeabilidade magnética variados, de modo a obter um valor negativo de μ [60]-[61].



Figura 3.5: Arranjo de ressoadores metálicos para obter $\mu < 0$.

Fonte: (Adaptado de [60])

3.4 Índice de Refração (n)

É uma grandeza complexa que pode ser calculada a partir da permissividade elétrica e permeabilidade magnética. A parte real está ligada à velocidade de propagação de onda no meio e a parte imaginária é referente à atenuação da amplitude do campo propagante. Em outras palavras, o índice de refração determina o modo que um feixe será refratado na interface entre dois meios diferentes [60]-[61]. Com $\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$, pode-se obter um valor negativo de índice de refração, que é determinado por meio da combinação dos arranjos paralelos de fios finos e anéis concêntricos, conforme a Figura 3.6 [59]. Atualmente é possível obter o mesmo resultado com outras geometrias, conforme apresentado no Capítulo 1.



Figura 3.6: Arranjo de condutores e ressoadores em paralelo para $\varepsilon < 0$ e $\mu < 0$.

Fonte: (Adaptado de [59])

Além disso, o índice de refração negativo nos meios LHM apresentado por Veselago provoca uma velocidade de grupo antiparalela à velocidade de fase, provocando efeitos, como a inversão da direção do efeito *Doppler* ou uma inversão do raio refratado na lei de *Snell* [48], [51]. Ademais, a velocidade de grupo que define o fluxo de energia e a velocidade de fase que define o movimento das frentes de onda, aponta em direções opostas, como mostra a Figura 3.7 para os materiais convencionais (RHM, *Right-Handed Materials*) que estão no quadrante 1 e os metamateriais (LHM) que estão no quadrante 3 [48], [51].

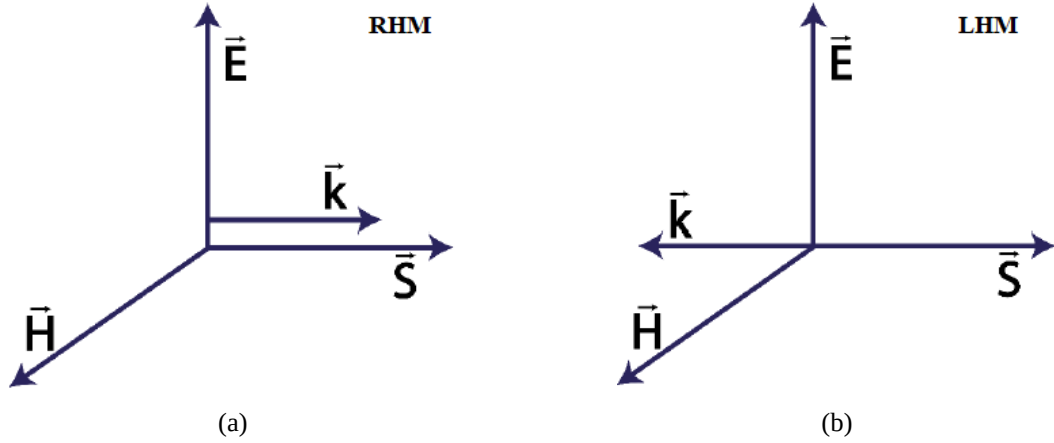


Figura 3.7: Direções do campo elétrico, campo magnético, vetor de *Poynting* e vetor de onda (a) RHM e (b) LHM.

Fonte: (Adaptado de [61])

3.5 Velocidade de Fase e Grupo

As velocidades apresentam aspectos diferentes da onda propagante, sendo de interesse no entendimento dos metamateriais. A velocidade de fase é a taxa com a qual a fase de uma onda se propaga no espaço [48]. Dessa forma, a velocidade de fase v_p é dada conforme a Equação 3.2 [48], [62].

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (3.2)$$

Sendo T o período e λ o comprimento de onda.

No campo da teoria eletromagnética, a velocidade de fase pode ser determinada pela relação entre a frequência angular (ω) e o número de onda (k), conforme a Equação 3.3. Ou seja, é a velocidade na qual o campo transporta energia convertendo a energia armazenada em energia do campo e vice versa [48], [62]-[63].

$$V_p = \frac{\omega}{k} \quad (3.3)$$

A velocidade de grupo de uma onda é a velocidade com a qual mudanças das amplitudes se propagam na onda [48], [61], [64]. A velocidade de grupo é definida pela Equação 3.4 [48], [61], [64].

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (3.4)$$

3.6 Células Metamateriais

As pesquisas apresentadas no Capítulo 1 mostram que a aplicação de MTMs no projeto da antena pode melhorar o seu desempenho. Os MTMs podem estar na forma de uma célula unitária ou múltiplas células configurando uma matriz. Para aplicações em micro-ondas e ondas milimétricas, a sua forma, geometria, orientação e campo elétrico/magnético devidamente excitado, determinam seu comportamento.

De forma geral, a complexidade das estruturas MTMs normalmente necessitam de métodos matemáticos avançados, comumente realizados através de análise computacional, que determina as suas dimensões, dependendo de parâmetros como frequência de ressonância, permissividade elétrica, permeabilidade magnética dos materiais que foram inseridos. A Figura 3.8 ilustra algumas dessas estruturas.



Figura 3.8: Modelos de células metamateriais.

Fonte: (Adaptado de [65])

3.6.1 Split Ring Resonator e Complementary Split Ring Resonator

O *Split Ring Resonator* (SRR) apresentado por Pendry e o *Complementary Split Ring Resonators* (CSRR) são as duas topologias de metamateriais mais investigadas, isso porque possuem elementos ressonantes e fornecem um fator de alta qualidade nas frequências de micro-ondas e ondas milimétricas [66]. Com o avanço da SRR e a CSRR, outras formas de geometrias foram surgindo, ao longo dos anos, como por exemplo, geometrias quadradas e triangulares. As geometrias SRR e CSRR são formadas por dois anéis concêntricos com uma divisão entre o anel interno e externo, possuindo características de comportamento como: filtro, sensores, dipolo elétrico e permeabilidade efetiva negativa [66].

A estrutura de SRR consiste em dois anéis condutores cortados de metal impresso em um substrato dielétrico. Quando as ondas eletromagnéticas incidem na estrutura SRR, as cargas na superfície de cada anel são excitadas e a corrente elétrica flui na superfície de cada anel, bem como de um anel para outro [67]. Portanto, o espaço entre os anéis se comporta como capacitores, uma vez que, o espaço entre os anéis é geralmente estreito, a estrutura SRR tem um comprimento de onda em sua frequência ressonante maior do que o diâmetro do anel. Além disso, a lacuna estreita também produz um grande valor de capacitância que afeta a redução da frequência de ressonância. Mesmo que a geometria SRR não seja constituída de material magnético, em função da presença de um momento de dipolo magnético artificial formado nos anéis ressoadores, ela obtém uma resposta magnética [48], [51], [63], [68].

A estrutura CSRR é produzida gravando ranhuras em forma de anel na parte metálica da superfície superior ou inferior do substrato da antena de microfita, e suas propriedades elétricas e magnéticas são trocadas em relação ao SRR. A Figura 3.9 mostra a comparação entre uma geometria SRR e CSSR e o circuito equivalente [66].

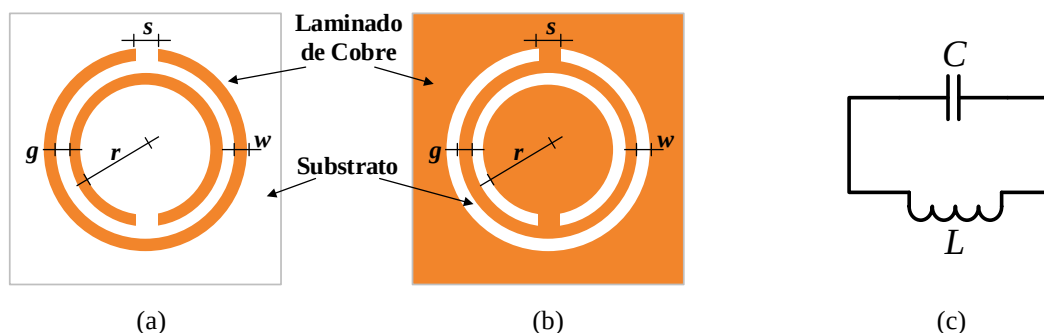


Figura 3.9: (a) SRR, (b) CSRR e (c) Circuito equivalente.

Fonte: (Adaptado de [66])

Como a geometria funciona de acordo com um circuito equivalente, a frequência de ressonância pode ser determinada por (3.5) [66], [69].

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi LC}} \quad (3.5)$$

Sendo ω_0 é a frequência de ressonância, r o raio médio, L a indutância e C a capacitância.

3.6.2 Multiple Split Ring Resonator

Outra topologia de célula é o *Multiple Split Ring Resonator* (MSRR), que é constituída de N anéis divididos, centralizados e com fendas em lados opostos a cada dois anéis. Assim como as SRR circulares, a MSRR em anéis quadrados também se comporta como um circuito LC, e suas dimensões variam entre 1/30 e 1/40. Na Figura 3.10 é apresentado um modelo de MSRR para $N = 4$ e seu circuito equivalente [48], [70]-[71].

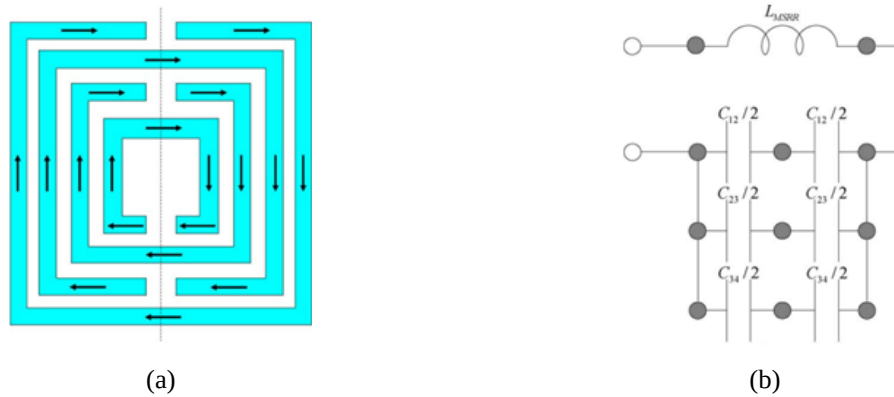


Figura 3.10: (a) Modelo MSRR e (b) Circuito equivalente.

Fonte: (Adaptado de [71])

Em que $C_{12}, C_{13}, \dots, C_{(N-1)N}$, representam a capacitância entre os anéis. C_{12} é a capacitância entre o anel interno e o próximo anel e L_{MSRR} é a indutância distribuída.

Para determinar a indutância L_{MSRR} e capacitância C_{MSRR} do circuito equivalente, pode-se utilizar as Equações 3.6 a 3.8 [48], [70]-[71].

$$C_{MSRR} = \frac{N-1}{2} [2l - (2N-1)(w+s)] C_0 \quad (3.6)$$

$$C_{MSRR} = \frac{\mu_0}{2} \frac{l_{avg}}{4} 4.86 \left[\ln \left(\frac{0.98}{\rho} \right) + 1.84\rho \right] \quad (3.7)$$

$$l_{avg} = 4[l - (N-1)(s+w)] \quad (3.8)$$

Sendo N o número de voltas, w a largura da trilha de condutor, s a separação entre as espiras, l o comprimento da espira mais externa, μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo, l_{avg} é o

comprimento médio de todas as trilhas sobre todas as espiras N e C_0 é a capacitância por unidade de comprimento entre as duas espiras, determinada pela Equação 3.9 e 3.10 [48], [70]-[71].

$$C_0 = \varepsilon_0 \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)} \quad (3.9)$$

$$\rho = \frac{(N-1)(w+s)}{l-(N-1)(w+s)} \quad (3.10)$$

Em que ρ é um parâmetro que leva em consideração a profundidade do MSRR e $K(\cdot)$ uma integral elíptica de primeira ordem k , conforme a Equação 3.11 [48], [70]-[71].

$$k = \frac{s/2}{w+s/2} \quad (3.11)$$

Quando se trata de uma estrutura convencional com $N = 2$, como apresenta a Figura 3.11, ela também se comporta como um ressonador LC e resumidamente pode ser determinada pelas Equações 3.12 e 3.13 [72].

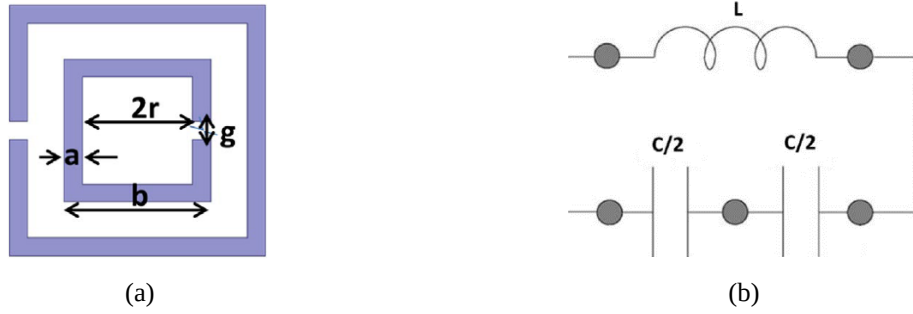


Figura 3.11: (a) Anel duplo quadrado e (b) Circuito equivalente.

Fonte: (Adaptado de [72])

$$L = \frac{\mu_0 b}{\sqrt{\pi}} \left[\log \left(\frac{32b}{a\sqrt{\pi}} \right) - 2 \right] \quad (3.12)$$

$$C_s = \varepsilon \frac{at}{2g} \quad (3.13)$$

Em que μ_0 é a permeabilidade no espaço livre ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^{-2}$), a é a largura do metal do anel, g é a fenda no anel, b é o comprimento do anel, ε é a permissividade do material, t é a espessura do anel dividido [72].

3.6.3 CLL (*Capacitively Load Loop*)

A partir de uma simplificação do SRR, a estrutura MTM CLL foi criada por Erentok *et al.* [73]-[74] para a manipulação de propriedades eletromagnéticas. O CLL é semelhante em função ao ressonador SRR, pois atua na permeabilidade do material por meio do acoplamento ao campo magnético. Além disso, a estrutura CLL pode apresentar a criação e as características tanto de um *artificial magnetic conductors* (AMC), quanto um *artificial electrical conductors* (AEC) [58], [73]-[78]. De acordo com a direção de polarização da onda, esta geometria pode funcionar de duas formas: Se a onda incide sobre a região em que contém a abertura (*gap* capacitivo), a geometria comporta-se como um AMC. Se a onda é polarizada no lado oposto, a geometria comporta-se como um AEC [75]-[78]. Na Figura 3.12 pode-se observar o comportamento AMC e AEC, assim como o circuito equivalente da célula para a geometria utilizada neste trabalho.

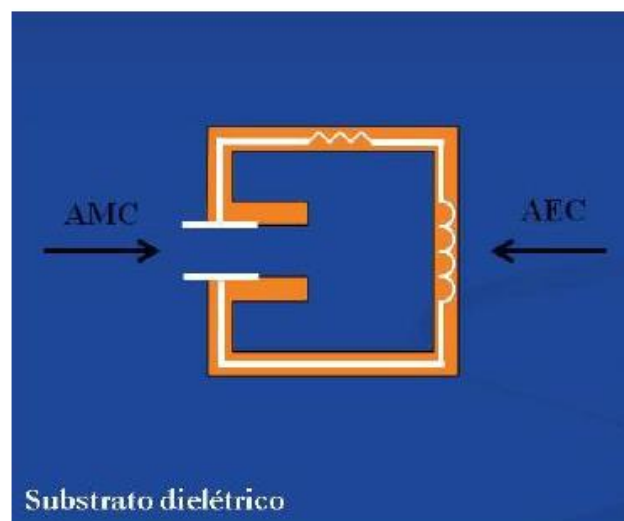


Figura 3.12: Modelo da célula MTM CLL e circuito equivalente.

Fonte: (Adaptado de [75])

Para determinar as dimensões da célula [65], [75], [77], equações empíricas foram apresentadas para a Figura 3.13, em que L_{CLL} é a dimensão da aresta da célula, λ é o comprimento de onda da frequência, S_{CLL} é a espessura da linha e g_{CLL} é a abertura da célula. As dimensões podem ser determinadas a partir da frequência de atuação da antena, conforme as Equações 3.16, 3.17 e 3.18 [75]-[76].

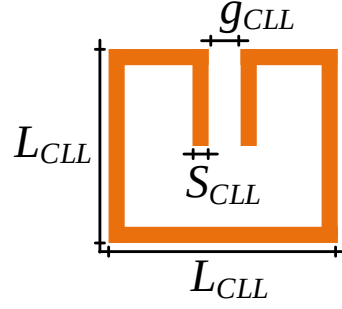


Figura 3.13: Dimensões da célula.

Fonte: (Adaptado de [75])

$$L_{CLL} = \frac{\lambda}{10} \quad (3.16)$$

$$g_{CLL} = \frac{L_{CLL}}{6} \quad (3.17)$$

$$S_{CLL} = \frac{g_{CLL}}{2} \quad (3.18)$$

Além deste método empírico, os trabalhos de [12], [77], [79]-[80], apresentam formas de determinar a melhor dimensão da célula CLL computacionalmente usando um *software* baseado em elementos finitos com condições de contorno periódicas, a fim de definir as melhores dimensões do projeto de acordo com a ressonância próxima à frequência desejada. O uso de simulação, têm duas motivações: facilita o projeto de anéis que ressoam perto da frequência desejada, mas também permitirá a caracterização do metamaterial por meio do cálculo dos parâmetros S, ou seja, coeficiente de reflexão (S_{11}) e coeficiente de transmissão (S_{12}), permitindo a detecção exata das propriedades do MTM e, em particular, a permissividade elétrica, a permeabilidade magnética [12], [28], [5954], [77]-[80] como é descrito em metodologia dos projetos no Capítulo 4.

Capítulo 4

Metodologia dos Projetos

Neste capítulo é apresentado o projeto da célula metamaterial para ressoar na frequência desejada. Em seguida, é realizado o projeto da antena de microfita retangular para a frequência da célula metamaterial. Por fim, são construídos os protótipos das antenas de microfita sem e com metamaterial. Na Figura 4.1 é apresentado um fluxograma da metodologia adotada para os projetos deste trabalho.

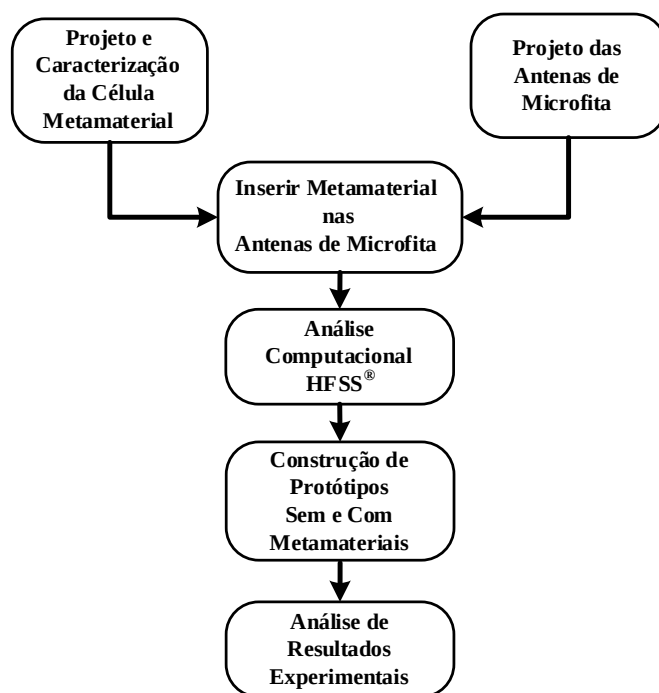


Figura 4.1: Fluxograma da metodologia utilizada.

Fonte: (Autor, 2020)

4.1 Projeto da Célula Metamaterial

Considerando que os MTMs apresentam estruturas complexas, as simulações computacionais são imensamente importantes para minimizar o tempo para a elaboração e caracterização da célula MTM, pois fornece a resposta eletromagnética da estrutura. Assim, o projeto da célula unitária MTM, usada nas antenas de microfita para aplicações em 5,8 GHz é do tipo *Capacitively Loaded Loop* (CLL) como é mostrado na Figura 4.2 [8], [77], [81]-[82]. A

estrutura foi modelada no *software* HFSS utilizando fibra de vidro (FR4) com permissividade relativa ($\epsilon_r = 4,4$), tangente de perda ($\text{tg}\delta = 0,02$) como um substrato dielétrico e laminados de trilhas de cobre, de espessura de 0,03 mm como elemento metálico. A Tabela 4.1 mostra os parâmetros com dimensões para a célula.

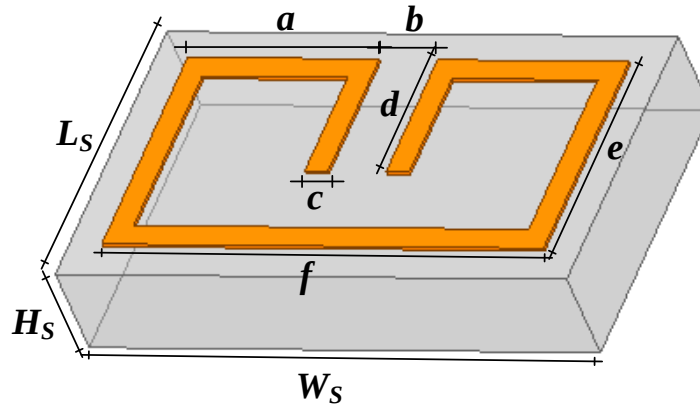


Figura 4.2: Projeto da célula.

Fonte: (Adaptado de [77])

Tabela 4.1: Dimensões da célula MTM.

Dimensões em mm								
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>e</i>	<i>f</i>	<i>Hs</i>	<i>Ls</i>	<i>Ws</i>
1,65	0,5	0,2	1,2	2,0	3,8	1,58	2,6	4,4

Fonte: (Adaptado de [77])

Inicialmente, a célula unitária apresentada em [8], [77], [81]-[82], foi modificada estruturalmente para operar na frequência de interesse do projeto (5,8 GHz). Também foi delimitado o seu tamanho em uma caixa retangular de vácuo, contendo um substrato dielétrico e trilhas de cobre com a geometria desenhada. É importante destacar que, para uma célula unitária ter um bom desempenho como metamaterial, sua geometria deve ser muito menor que o comprimento de onda operacional. Essa característica é essencial que ϵ , μ e n assumam valores negativos [11]-[12], [82]-[83].

Em alguns casos, as dimensões das células não produzem os resultados desejados, tornando-se necessário ajustar gradualmente sua dimensão de modo que a estrutura proposta se comporte como metamaterial. Para simular a incidência e a propagação da onda eletromagnética, foram utilizadas portas de excitação do tipo *Floquet*. As condições de contorno eletromagnéticas, baseiam-se em uma arquitetura *Master/Slave* e são aplicadas em lados opostos da caixa de ar, nos eixos x e y , de acordo com a Figura 4.3 [82].

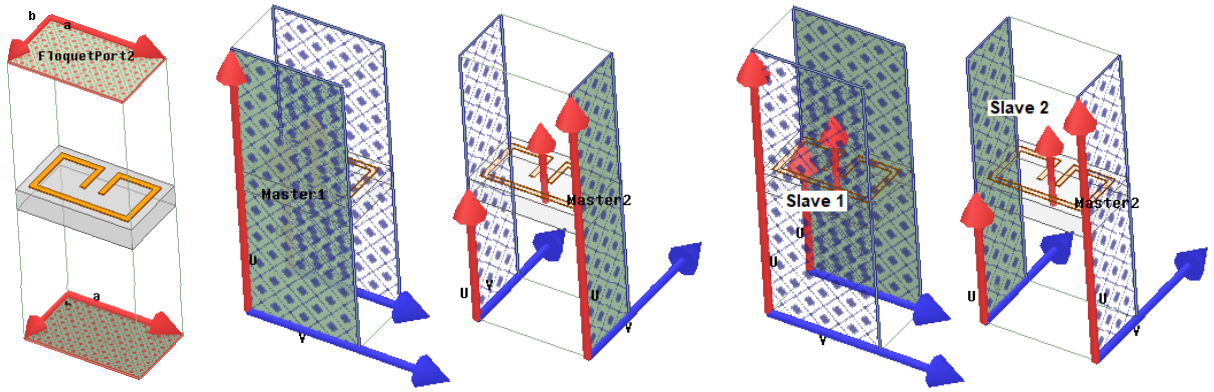


Figura 4.3: Condições de contorno da célula.

Fonte: (Autor, 2020)

A excitação da célula unitária, para a simulação, requer a incidência oblíqua de uma onda eletromagnética plana, além da aplicação de condições de contorno periódicas adequadas, para obter os parâmetros da matriz de dispersão (S) corretamente, ou seja, o coeficiente de reflexão (S_{11}) e o coeficiente de transmissão (S_{12}) [82]-[84]. Esses parâmetros são calculados de acordo com (4.1) e (4.2) [12], [83]-[84]. Assim, uma vez que os parâmetros S_{11} e S_{12} são obtidos por simulação usando o *software* ANSYS HFSS®, eles são exportados e manipulados matematicamente por meio de um algoritmo que implementa as equações 4.1, 4.2 e 4.3 para obter os valores relativos efetivos de ϵ_{eff} , μ_{eff} e n [12], [83]-[84].

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{2}{jk_0 l_1} \right) \left(\frac{1 - S_{11} - S_{12}}{1 + S_{11} + S_{12}} \right) \quad (4.1)$$

$$\mu_{eff} = \left(\frac{2}{jk_0 l_1} \right) \left(\frac{1 + S_{11} - S_{12}}{1 - S_{11} + S_{12}} \right) \quad (4.2)$$

$$n = \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}} \quad (4.3)$$

Sendo l_1 o comprimento máximo da célula unitária e k_0 o número da onda no espaço livre.

A Figura 4.4 ilustra a parte real da ϵ_{eff} , μ_{eff} e n da célula, verificando que na frequência de ressonância (f_r) desejada da célula para a mesma frequência da antena, as partes reais da célula CLL apresentam pontos com valores negativos, que resulta em uma parte real no índice de refração negativo, além de apresentar característica magnética, diferente da elétrica. Essas características induzem que a μ_{eff} do substrato da antena aumentou, o que leva as frequências de ressonância a diminuírem, possibilitando miniaturização das células. Esse efeito pode ser avaliado com o uso da Equação 4.4 [1], a partir do formato retangular da antena.

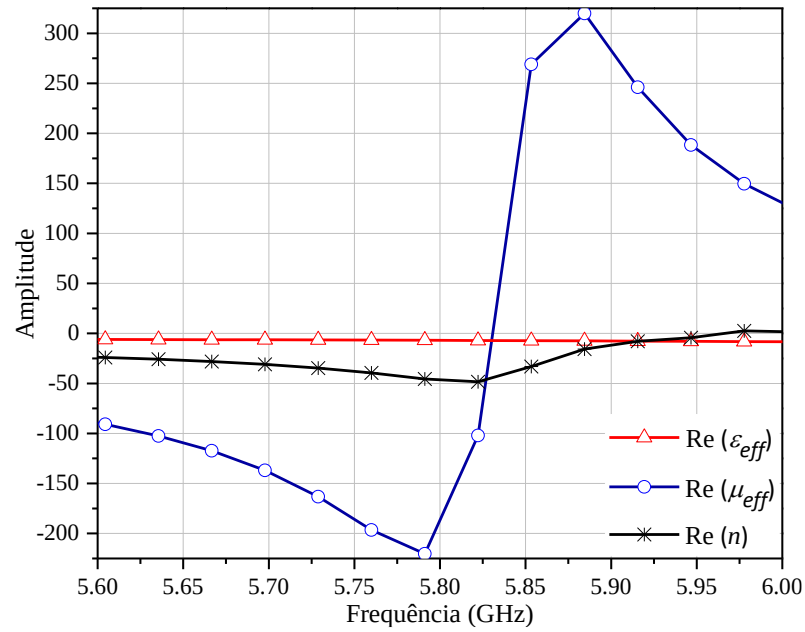


Figura 4.4: Caracterização dos parâmetros ϵ_{eff} , μ_{eff} e n .

Fonte: (Adaptado de [77])

$$(f_r)_{nm} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_{eff}\cdot\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m\cdot\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\cdot\pi}{Lp}\right)^2 + \left(\frac{p\cdot\pi}{Wp}\right)^2} \quad (4.4)$$

Sendo m, n, p os índices modais, h espessura do material dielétrico, Lp o comprimento do *patch* e Wp a largura do *patch*.

4.2 Projetos das Antenas de Microfita Retangular

Neste trabalho, foram desenvolvidas antenas para aplicações na frequência de ressonância de 5,8 GHz. Foram excitadas a partir de uma linha de alimentação integrada ao *patch* para se ter um máximo casamento de impedância entre a linha de 50 Ω e o elemento radiante [1], [85]. Além disso, os protótipos foram simulados considerando substratos de FR4 com $\epsilon_r = 4,4$, $\text{tg}\delta = 0,02$, laminados de cobre com 0,03 mm.

4.2.1 Antena Sem Metamaterial

Para projetar de uma antena de microfita são necessários três parâmetros essenciais: a frequência de ressonância (f_r), a constante dielétrica do substrato (ϵ_r) e a espessura (h) do material utilizado como substrato, conforme metodologia descrita em [1], [86]-[87].

A Figura 4.5 apresenta um fluxograma do projeto de uma antena de microfita retangular sem metamaterial (padrão). O projeto inicia-se definindo a aplicação e utilização da antena retangular, determinação das especificações técnicas (ϵ_r , h , f_r) e cálculo dos parâmetros físicos a partir das Equações (2.11 à 2.16) do Capítulo 2. Além disso, a partir de L_p e W_p , para obter o comprimento (L_g) e largura (W_g) do plano de terra, podem utilizar modelos aproximados pelas Equações 4.5 e 4.6 [88].

$$L_g = 6h + L_p \quad (4.5)$$

$$W_g = 8h + W_p \quad (4.6)$$

Obtido os parâmetros físicos da estrutura, se dá a etapa de análise da mesma através do *software* comercial HFSS®. Caso a antena obedeça às especificações técnicas esperadas, como coeficiente de reflexão (S_{11}) < -10 dB e f_r , o protótipo é implementado e analisado experimentalmente para comparação e análise dos resultados simulados e medidos. Caso não obedeça, os parâmetros físicos precisam ser recalculados e a antena submetida a uma nova análise. Essa sequência prossegue até que as especificações técnicas sejam desejadas. Entretanto, essa sequência muitas vezes é realizada com equações empíricas pelo projetista [1] no processo de tentativa e erro.

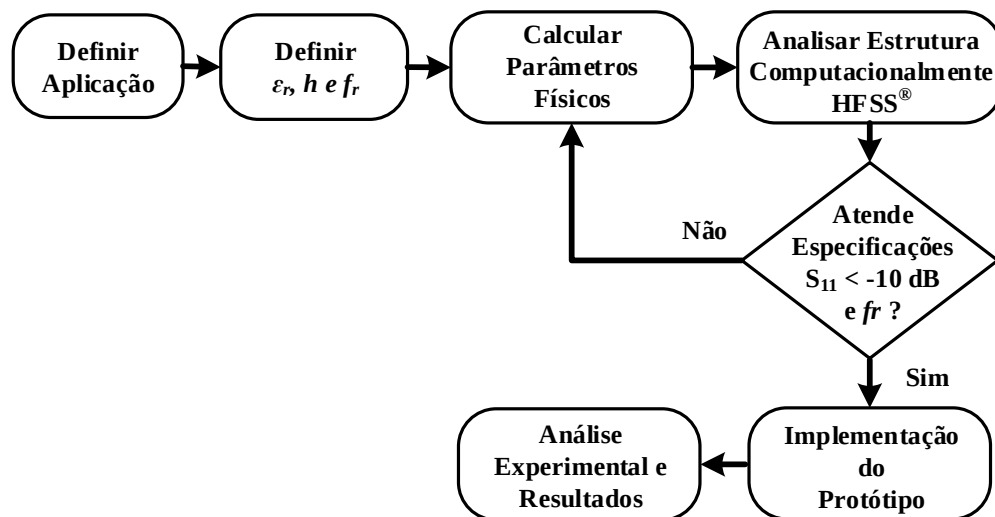


Figura 4.5: Fluxograma para um projeto da antena de microfita retangular.

Fonte: (Autor, 2020)

A partir do fluxograma, o projeto da antena sem MTM é apresentado na Figura 4.6. Os valores das dimensões física da antena, são apresentados na Tabela 4.2.

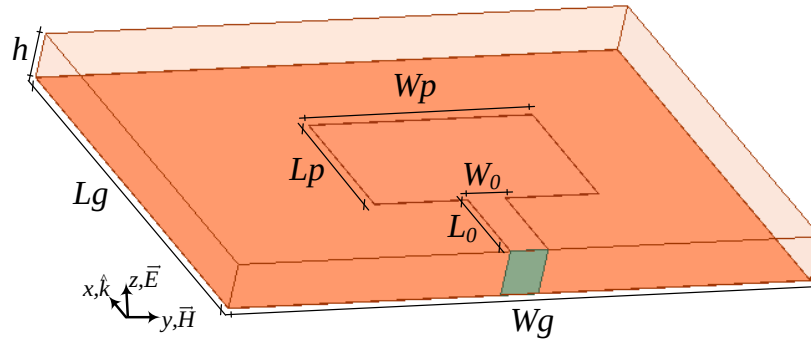


Figura 4.6: Antena de microfita sem metamaterial.

Fonte: (Autor, 2020)

Tabela 4.2: Dimensões dos parâmetros da antena de microfita.

Parâmetros	Dimensão (mm)
Comprimento de <i>Patch</i> (L_p)	10
Comprimento do Plano de Terra (L_g)	29,2
Espessura do Substrato (h)	3,1
Largura do <i>Patch</i> (W_p)	16
Largura do Plano de Terra (W_g)	41,6
Largura da Linha de Alimentação (W_0)	2,7
Linha de Alimentação (L_0)	6,5

Fonte: (Adaptado de [77])

4.2.2 Antenas com Células Metamateriais

Para a construção das antenas com metamateriais, o fluxograma da Figura 4.7 é apresentado. Logo, a partir dos projetos da célula e da antena sem MTM, ambos os componentes foram combinados de tal forma que as células ficaram imersas no substrato da antena, conforme a Figura 4.8. Após isso, a estrutura obtida foi analisada computacionalmente no *software* HFSS®. Caso a antena obedeça às especificações técnicas esperadas, como $S_{11} < -10$ dB e f_r , o protótipo é implementado e analisado experimentalmente para comparação entre os resultados simulados e medidos. Caso não obedeça, as células MTMs e o protótipo da antena precisam ser revisados computacionalmente, até que a antena consiga obter resultados satisfatórios.

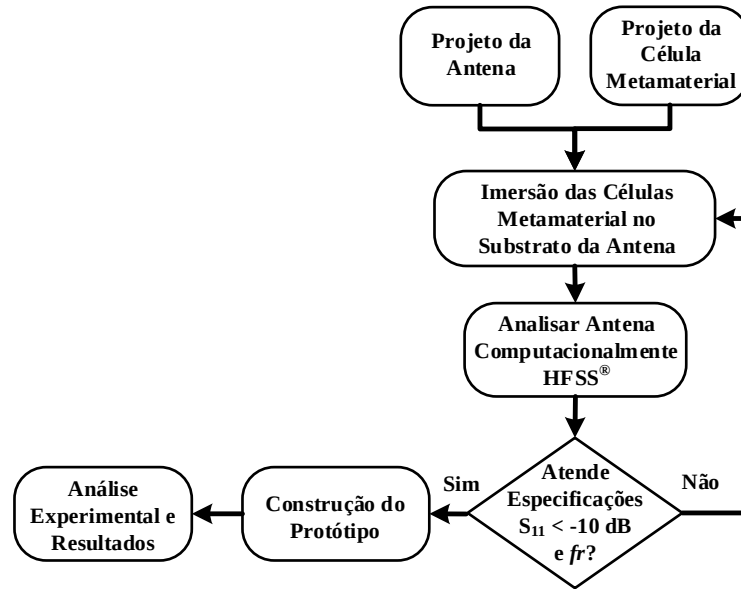


Figura 4.7: Fluxograma para o projeto da antena com MTM.

Fonte: (Autor, 2020)

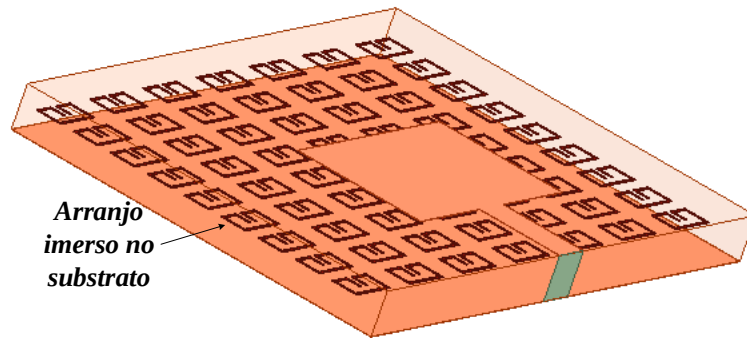


Figura 4.8: Arranjo imerso no substrato da antena em visão 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

Para as simulações das antenas, três arranjos foram propostos baseados em MTMs que foram composto com arranjos de 9×7 elementos ressoadores imersos no substrato, obedecendo uma distância fixa na direção $\pm\hat{x}$ de 3 mm e na direção $\pm\hat{y}$ obedeceu uma variação (Δ_0) de 4 mm, 5 mm e 6 mm entre o centro das células, como mostra a Figura 4.9 com visão lateral e 4.10 com visão superior. O número de células foi determinado de acordo com o tamanho do substrato da antena e os arranjos foram analisados empiricamente, para verificar o efeito do acoplamento mútuo [89]-[91].

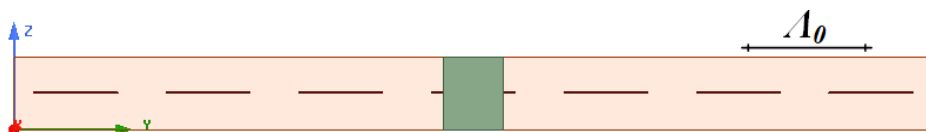


Figura 4.9: Arranjo imerso no substrato em visão frontal.

Fonte: (Autor, 2020)

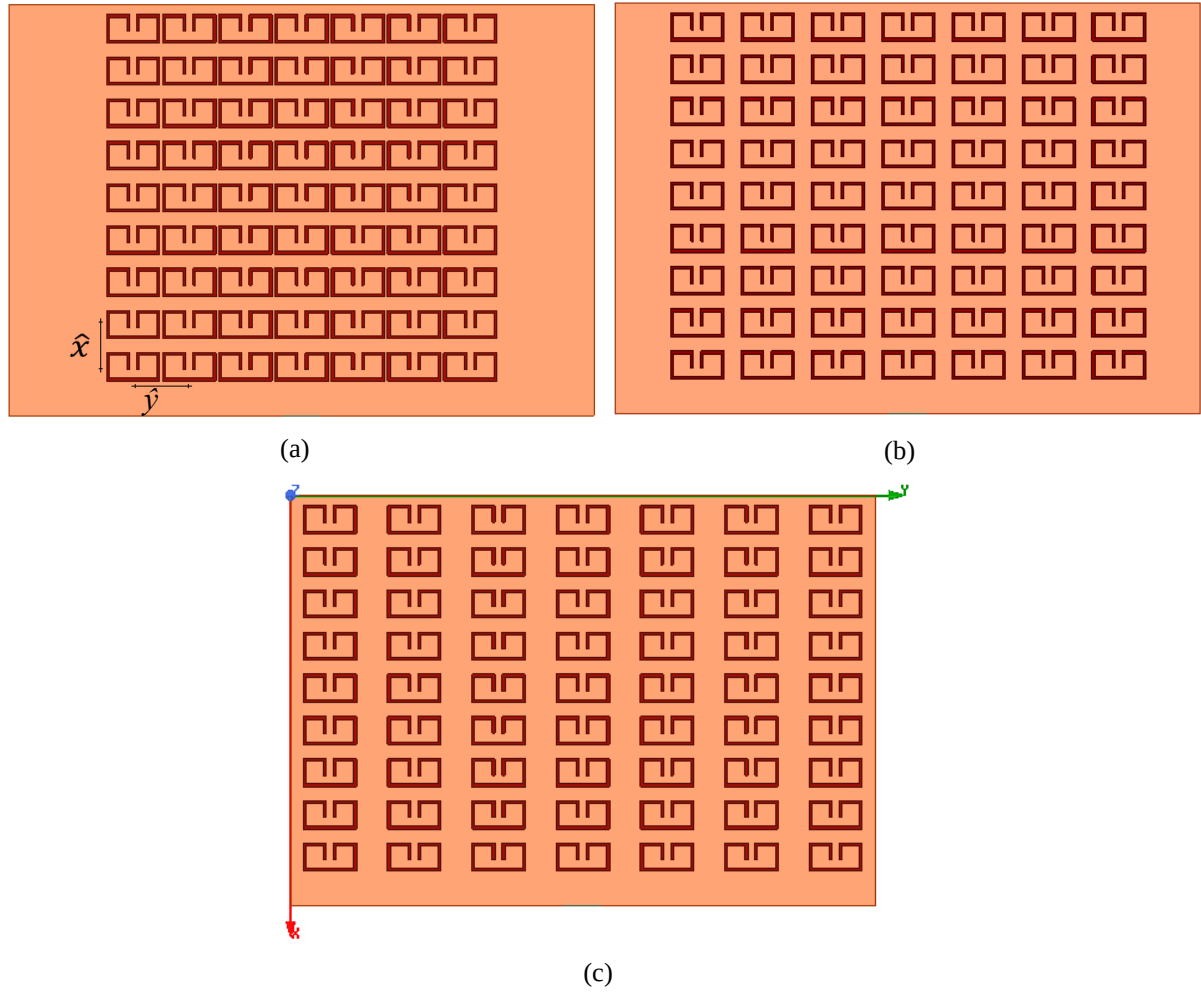


Figura 4.10: Arranjo em visão superior com direção $\pm \hat{x}$ em 3 mm e com λ_0 em $\pm \hat{y}$ (a) 4 mm, (b) 5 mm e (c) 6 mm.

Fonte: (Adaptado de [77])

Cada célula unitária tipo CLL foi distribuída e organizada periodicamente na direção $\pm \hat{x}$ e $\pm \hat{y}$ para se comportar como um circuito ressonante RLC de micro-ondas, conforme mostrou a Figura 3.12, em que o *gap* do CLL representa a capacitância (C), enquanto o laminado de metálico representa a indutância (L) e a resistência (R). Além disso, a distância entre as células cria uma capacitância, bem como uma indutância mútua, que determinará a força do acoplamento [77].

4.2.3 Antenas com Células Metamateriais Rotacionadas

A partir dos projetos das seções 4.2.1 e 4.2.2, novos arranjos foram redistribuídos e imersos no substrato. Para as simulações das antenas, três configurações foram propostas com arranjos de 7 x 7 elementos ressoadores centralizados no substrato, obedecendo uma distância

fixa na direção $\pm\hat{x}$ de 4 mm e na direção $\pm\hat{y}$ obedeceu uma variação (Λ_0) de 4 mm, 5 mm e 6 mm entre o centro das células, como mostra a Figura 4.11. Em seguida, as células foram rotacionadas dentro do substrato entre 0 e 90 graus, em intervalos de 15 graus, em torno da direção $\pm\hat{y}$, conforme a Figura 4.12.



Figura 4.11: Arranjo em visão superior em 0 graus com direção $\pm\hat{x}$ em 4 mm e com Λ_0 em $\pm\hat{y}$ (a) 4 mm, (b) 5 mm e (c) 6 mm.

Fonte: (Autor, 2020)

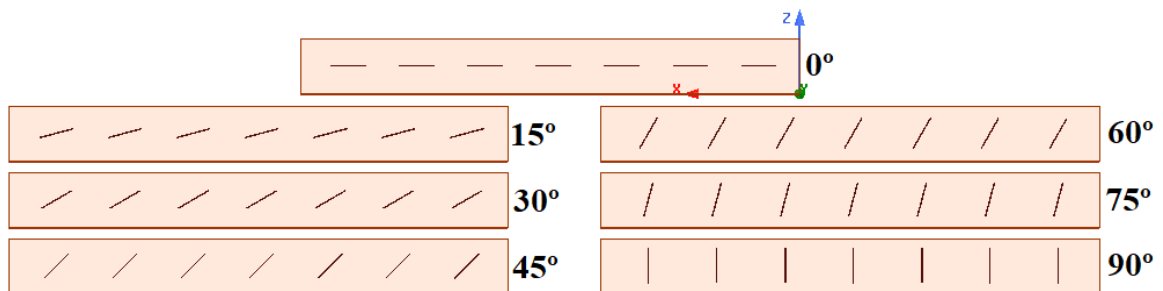


Figura 4.12: Visão lateral da antena para as rotações entre 0 e 90 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

4.3 Construção dos Protótipos

Para a análise experimental a partir dos projetos em *softwares*, as antenas planares foram construídas por meio de um processo (impressão, corrosão, corte, união das placas, e por fim encaixe do conector), utilizando alguns materiais (placa de circuito impresso em FR4, percloroeto de ferro, cola e solda de estanho), conforme o fluxograma na Figura 4.13.

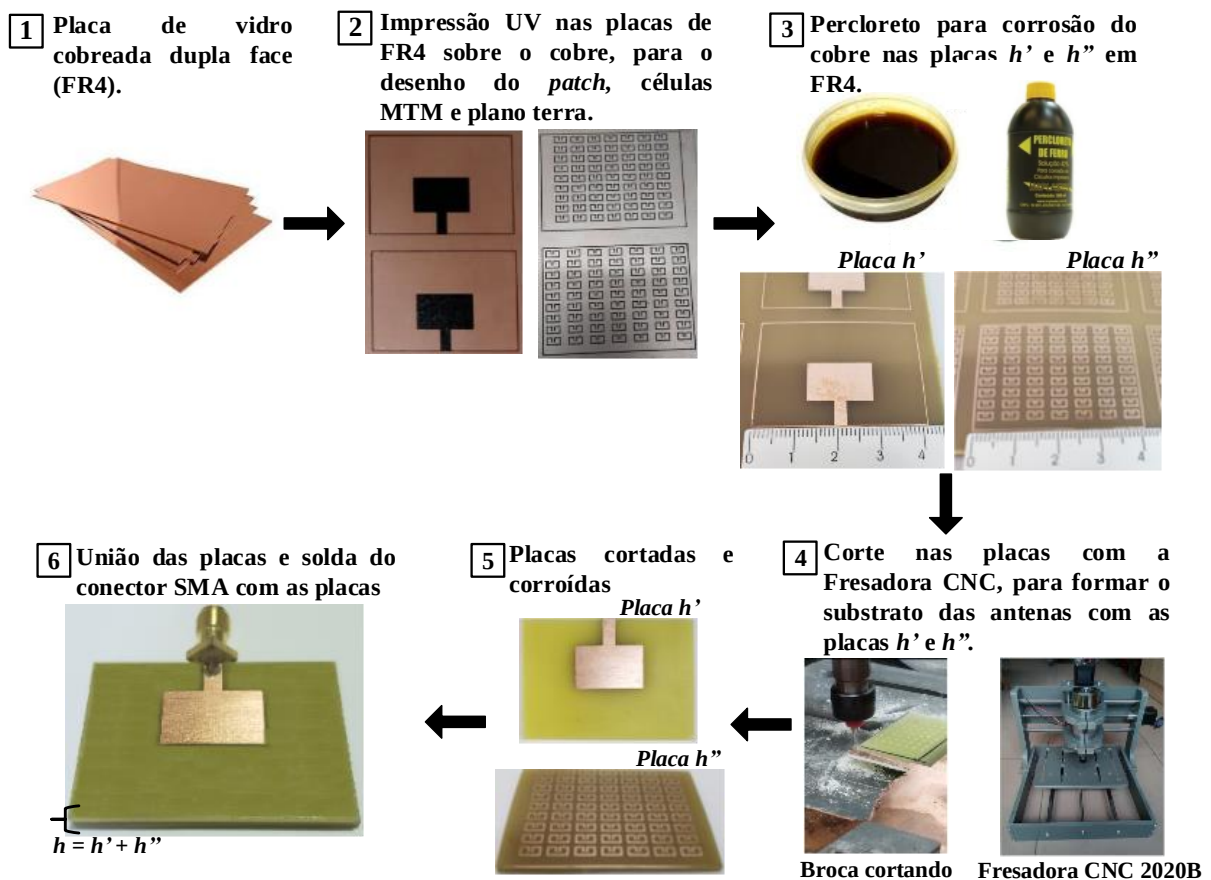


Figura 4.13: Etapas da confecção das antenas de microfita.

Fonte: (Autor, 2020)

Inicialmente, as placas com espessura $h' = h'' = 1,55$ mm de FR4 cobreada de finas camadas em dupla face, são limpas para receber a impressão ultravioleta (UV) de secagem rápida, sendo desenhados o *patch*, o arranjo de células MTM e o plano de terra com auxílio de um *software* de CAD, para manter a parte de cobre necessária no funcionamento da antena [77].

Em seguida, as placas foram imersas em uma solução química de Percloroeto de Ferro (FeCl_3), na qual passaram por um processo de corrosão, retirando o excesso de laminados de cobre, que tem 0,03 mm de espessura. Para a antena sem MTM, na placa h' foi desenhado o

patch em um lado e retirado o laminado de cobre do outro lado. Na placa h'' , em um lado foi retirado o laminado de cobre e do outro lado foi mantido o laminado de cobre para o plano de terra. Para as antenas com MTM, a placa h' seguiu-se o processo anterior. Na placa h'' , um arranjo de células MTM foi desenhado em um lado, e do outro lado foi mantido o plano de terra com o laminado de cobre [77].

Após isso, as placas sofreram cortes com uma fresadora CNC2020B obedecendo as dimensões Lg e Wg , com o objetivo de separar as placas (h' e h'') da antena sem e com MTM. Posteriormente, todas as construções tiveram as placas sobrepostas utilizando cola a base de cianoacrilato [38], de tal forma que as antenas ficaram com um substrato de espessura total de $h = 3,1$ mm. Para o caso do arranjo MTM (Figura 4.14), as células unitárias ficaram entre as placas h' e h'' . A construção dos protótipos dos arranjos de células estão mostrados na Figura 4.15 e 4.16 apenas para as antenas sem rotações das células. Além disso, a fixação de conectores de alimentação para cada antena de microfita, ou seja, na placa do *patch* e plano de terra, se deu por solda de estanho no conector SMA fêmea reto de 4 pinos. Por fim, para os protótipos construídos, foi possível analisar experimentalmente o seu desempenho através de um analisador de rede vetorial (VNA) *Agilent E5071C*, com varredura de frequência de 300 kHz até 20 GHz do IFPB/João Pessoa.

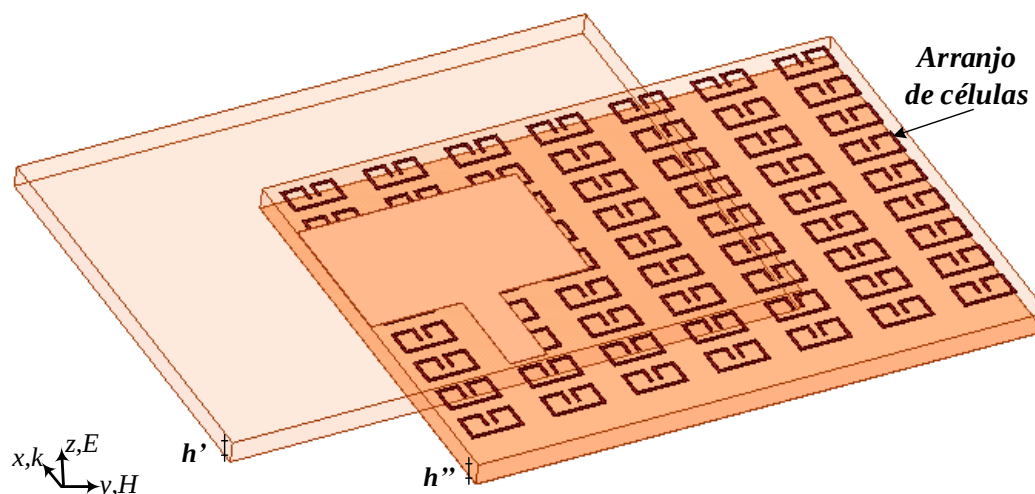


Figura 4.14: Placas h' e h'' da antena com arranjo de células MTM.

Fonte: (Autor, 2020)

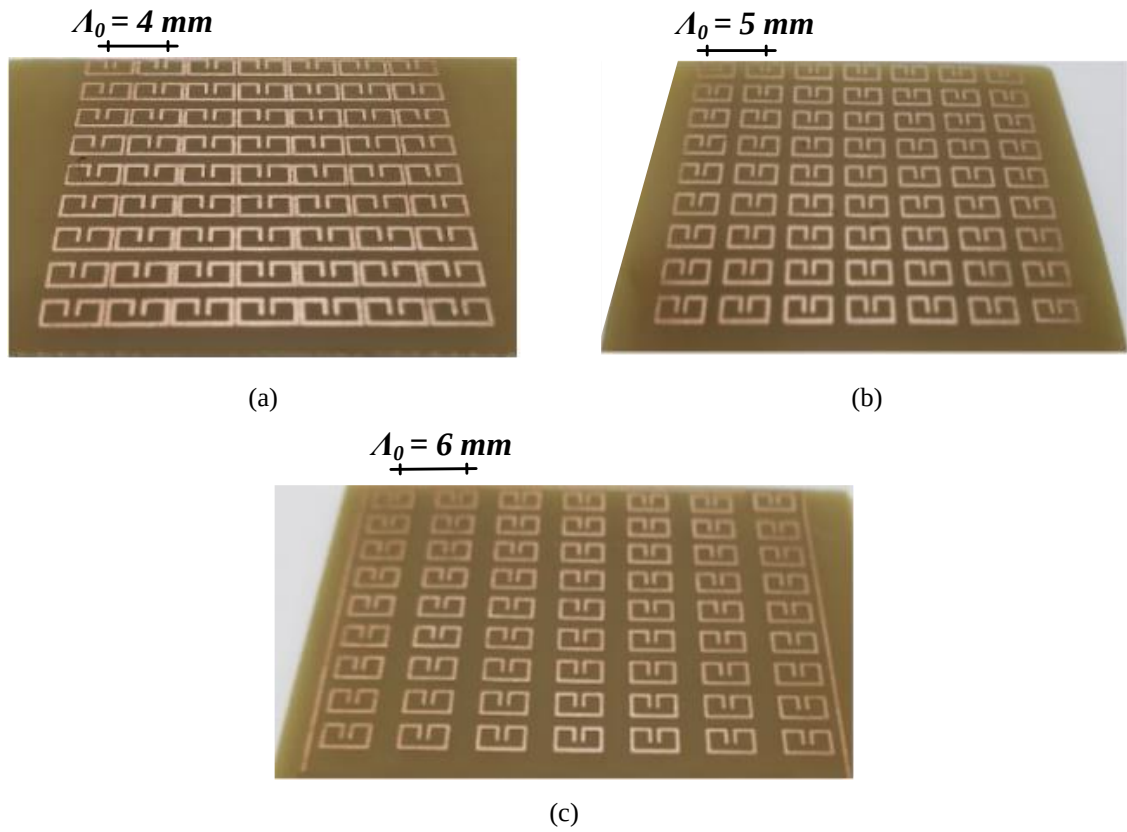


Figura 4.15: Protótipos dos arranjos de células MTM com direção $\pm\hat{x}$ em 3 mm A_0 em $\pm\hat{y}$ (a) 4 mm, (b) 5 mm e (c) 6 mm.

Fonte: (Adaptado de [77])

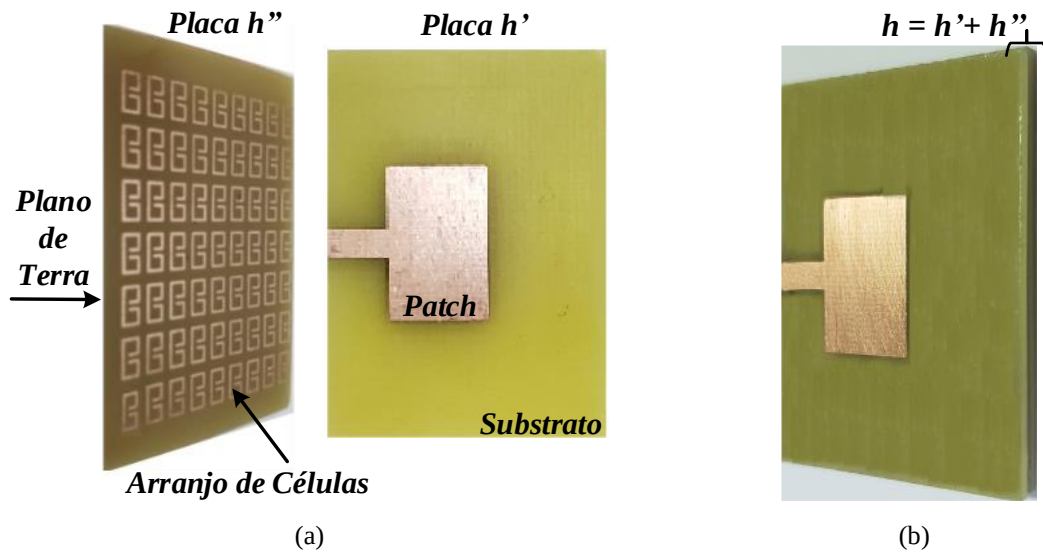


Figura 4.16: Montagem das placas (a) Placas h' e h'' e (b) Placas sobrepostas.

Fonte: (Adaptado de [77])

Capítulo 5

Resultados e Discussões

Neste capítulo são apresentados os estudos de casos, em que é analisada a antena de microfita retangular sem e com metamateriais para ponderar a influência dos elementos ressoadores imersos no substrato, devido a algumas configurações aplicadas e variações na rotação das células para alguns ângulos.

Para validar e verificar os desempenhos das antenas, simulações foram realizadas por meio do *software* ANSYS HFSS®, e protótipos foram fabricados para medições experimentais a partir de valores mostrados abaixo de -10 dB.

5.1 Antena Sem Metamaterial

Inicialmente, foi estudado o projeto da antena sem metamaterial (MTM), que foi analisada para a frequência de 5,8 GHz, e servindo como referência e comparação para as antenas com metamateriais. Para isso, os seguintes parâmetros da antena de *patch* retangular foram analisados: Coeficiente de reflexão (S_{11}), impedância de entrada através da carta de Smith para Z_S (simulado) e Z_M (medido), carta de Smith na forma retangular, diagrama de radiação (2D e 3D), ganho, distribuição do campo elétrico, e a densidade de corrente superficial.

A Figura 5.1 mostra o comparativo entre os coeficientes de reflexão. Observa-se que os valores simulados e medidos, ocorrem nas frequências de 5,8 GHz e 5,77 GHz, com S_{11} de aproximadamente -20,47 dB e -28,52 dB, largura de banda de 440 MHz e 380 MHz, respectivamente.

De acordo com a Figura 5.2, observa-se na Carta de Smith para o modo fundamental, os valores simulados e medidos de impedância iguais a $Z_S = (41,5 + j1) \Omega$ e $Z_M = (56,12 - j4,3) \Omega$, respectivamente. Além disso, nota-se no resultado medido que a antena possui impedância capacitiva.

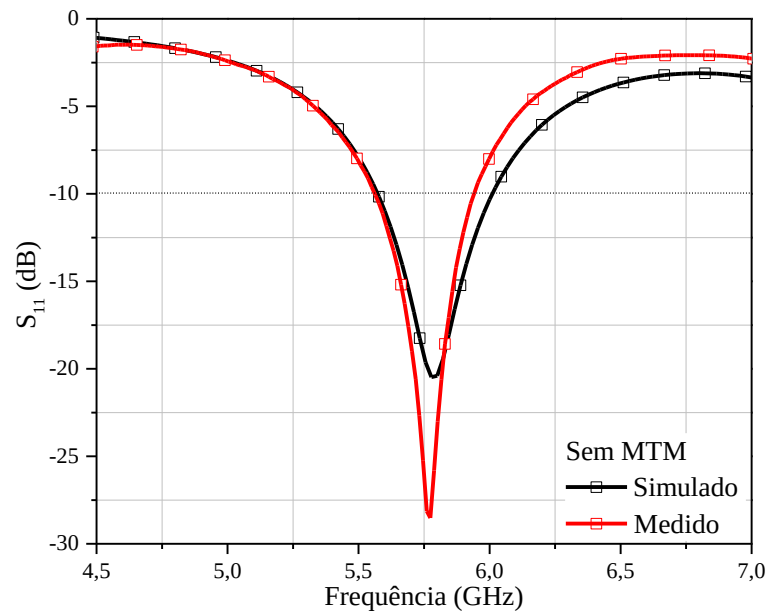


Figura 5.1: Coeficiente de reflexão da antena sem MTM.

Fonte: (Autor, 2020)

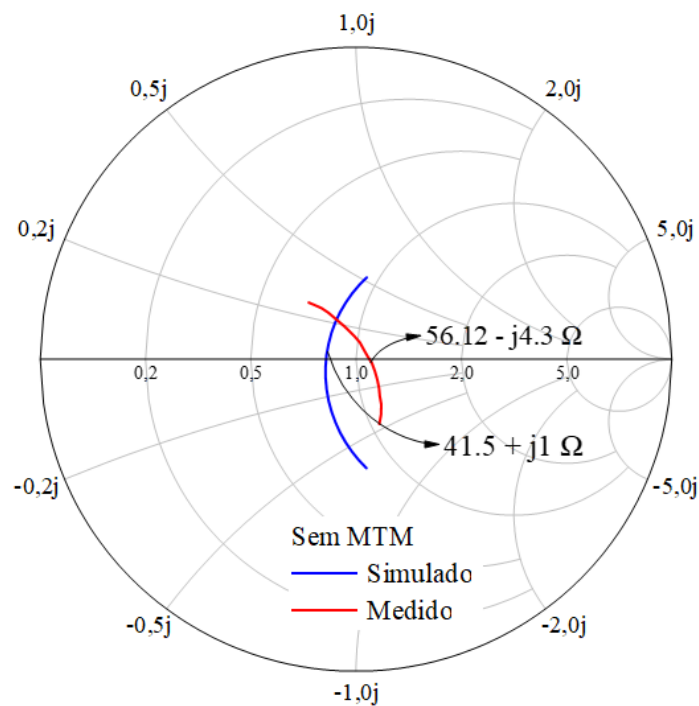


Figura 5.2: Impedância de entrada para a antena sem MTM.

Fonte: (Autor, 2020)

A partir da Carta de Smith, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.3 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e impedâncias próximas de 50Ω , na faixa de 5 GHz à 6 GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena sem metamaterial.

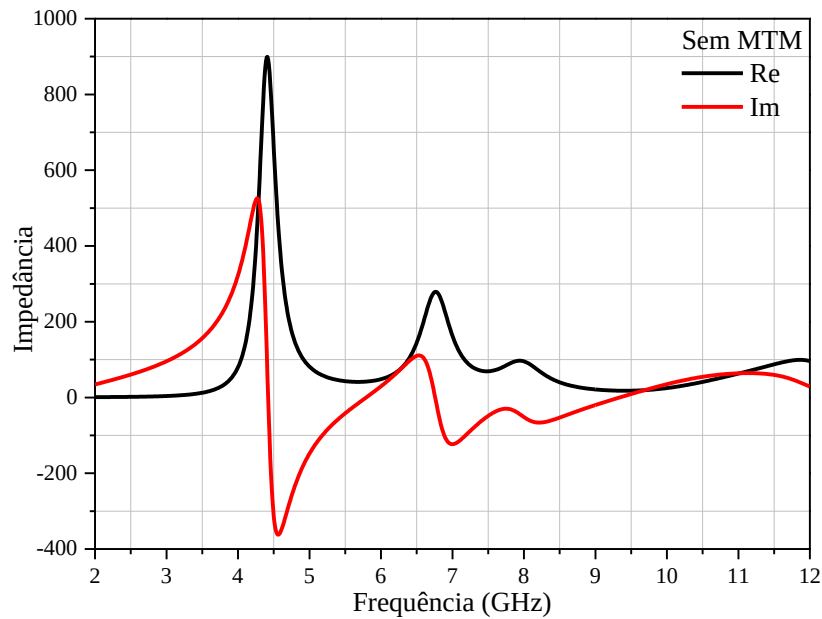


Figura 5.3: Diagrama retangular da Carta de Smith sem MTM.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.4 mostra os diagramas de radiação e ganho em 2D e 3D, em que nota-se uma radiação com ganho máximo de 6,429 dB da antena direcionada ao eixo normal, ou seja, na direção perpendicular ao plano de terra, sendo caracterizada como *broadside* devido ao plano de terra ter as mesmas dimensões do substrato, favorecendo na irradiação de toda a potência da antena [1]. Além disso, o maior ganho é alcançado quando θ é aproximadamente -15 graus.

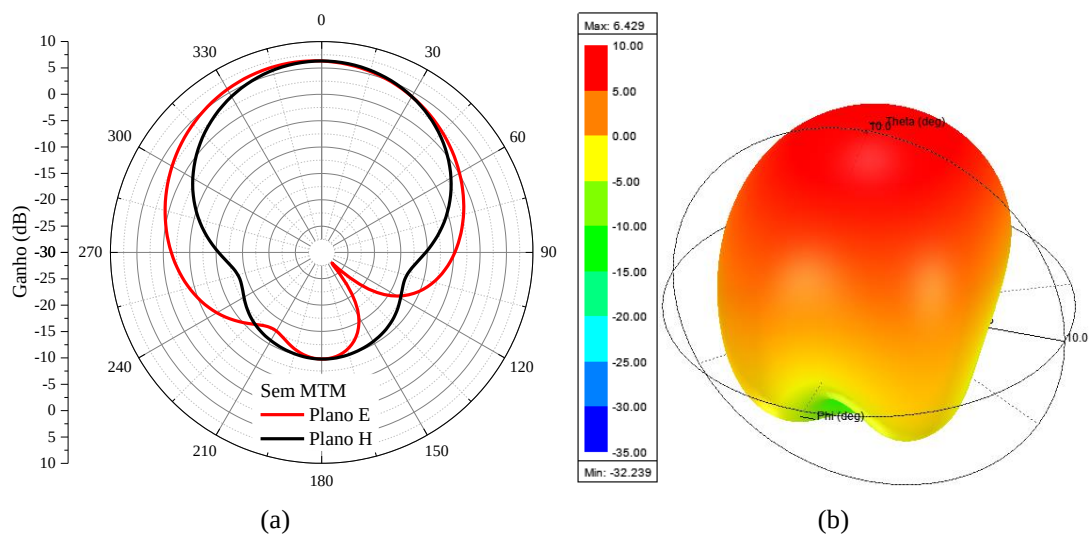


Figura 5.4: Diagramas para a antena sem MTM (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.5 ilustra o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra, para o modo fundamental (TM_{10}). Além disso, observa a

distribuição típica do modo TM_{10} na estrutura da antena, comportamento atribuído a uniformidade na estrutura antena.

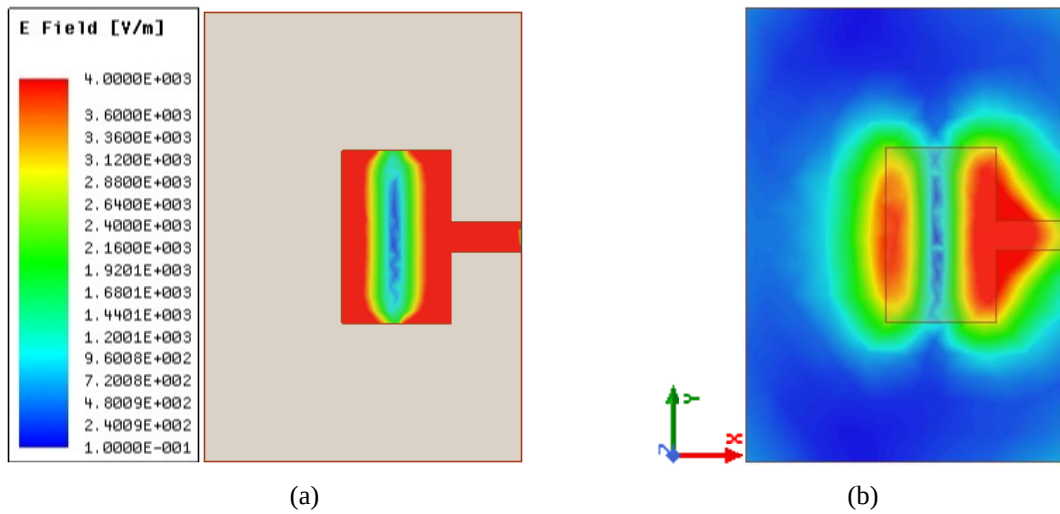


Figura 5.5: Distribuição do campo elétrico da antena sem MTM (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.6 mostra o comportamento simulado da distribuição de corrente superficial no elemento radiante e no plano de terra, para o modo fundamental (TM_{10}), em que apresenta a sua magnitude (A/m) na antena com mais intensidade na linha de transmissão e nas bordas, região cujo efeito de franjamento é mais intenso [46], [91]. Além disso, o descasamento de impedância gera as reflexões que concentram uma maior densidade na linha de alimentação da antena. No plano de terra, a densidade de corrente se torna muito baixa, como mostrado a Figura 5.6 (b).

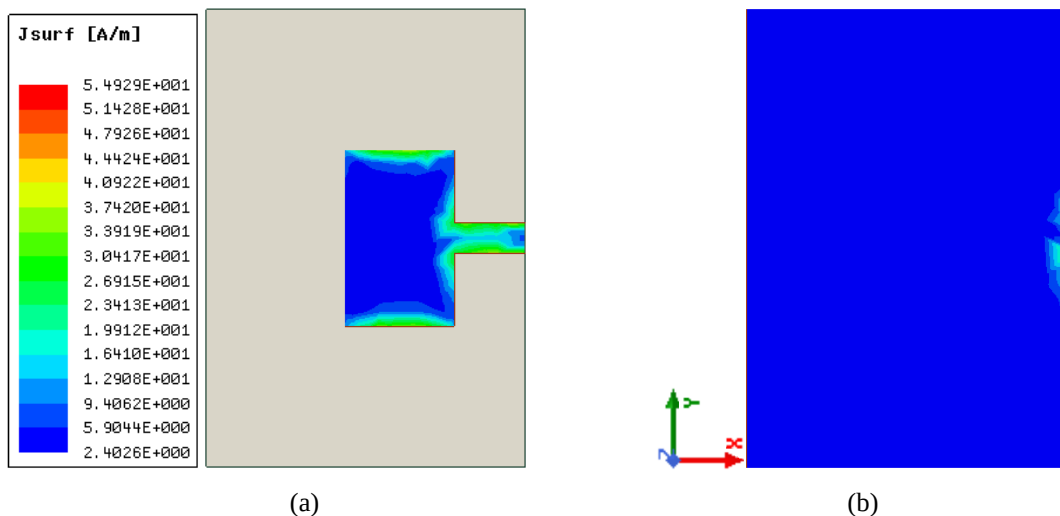


Figura 5.6: Densidade de corrente na antena sem MTM (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

5.2 Antenas com Metamateriais

No primeiro estudo de caso, as antenas com metamateriais foram analisadas considerando três arranjos imersos no substrato, e obedecendo uma distância fixa na direção $\pm\hat{x}$ de 3 mm, mas variando na direção $\pm\hat{y}$ em $\Lambda_0 = 4$ mm, $\Lambda_0 = 5$ mm e $\Lambda_0 = 6$ mm, entre o centro das células. Neste estudo, os seguintes parâmetros foram analisados: Coeficiente de reflexão (S_{11}), impedância de entrada através da carta de Smith para Z_S (simulado) e Z_M (medido), carta de Smith na forma retangular, diagrama de radiação (2D e 3D), ganho, diagramas de co-polarização e polarização cruzada, distribuição do campo elétrico e a distribuição de corrente na antena e células.

5.2.1 Variação de $\Lambda_0 = 4$ mm

A antena tem um arranjo imerso no substrato com espaçamento na direção $\pm\hat{x}$ de 3 mm e $\pm\hat{y}$ de $\Lambda_0 = 4$ mm, entre o centro das células. A Figura 5.7 apresenta, no resultado simulado, as frequências de 5,08 GHz e 5,86 GHz, S_{11} de -30,30 dB e -42,15 dB, assim como uma largura de banda de 140 MHz e 439 MHz, respectivamente. Para o resultado medido, obteve-se as frequências de 5,56 GHz e 5,75 GHz, um S_{11} de -17,07 dB e -26,50 dB, além de uma largura de banda de 460 MHz, respectivamente. Além disso, observa-se o aumento da largura de banda devido ao surgimento de um modo artificial (f_1), gerado pela presença do arranjo de células unitárias imersas no substrato.

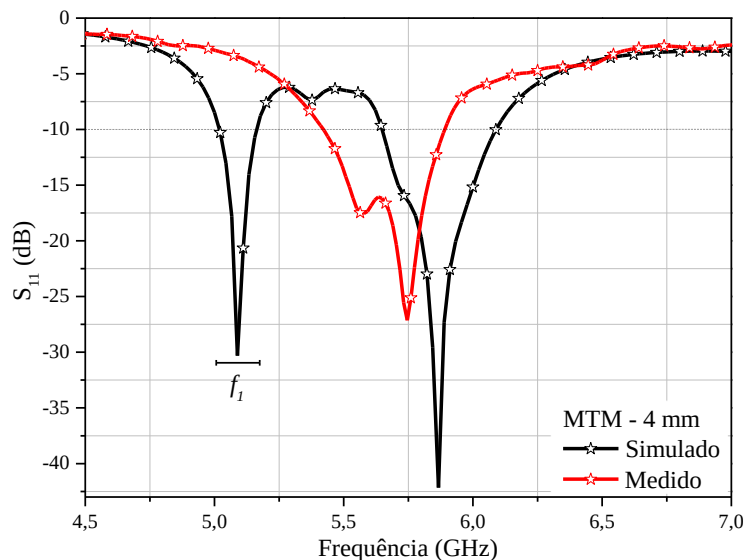


Figura 5.7: Coeficiente de reflexão da antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

De acordo com a Figura 5.8, observa-se na Carta de Smith para os valores simulados e medidos de impedância iguais a $Z_{S1} = (51,9 - j2,445) \Omega$ 5.86 e $Z_{S2} = (52,375 + j0,28) \Omega$, $Z_{M1} = (46,15 - j0,02) \Omega$ e $Z_{M2} = (37,81 + j1,68) \Omega$, respectivamente. Ainda com base nos resultados simulados, é observado um *loop* adicional para a curva da antena com MTM em comparação com a antena sem MTM. A razão para esse *loop* inesperado é o aparecimento de um modo artificial, em frequências próximas à frequência de ressonância, causado pelo uso do substrato MTM, levando a um aumento na largura de banda e influenciando o casamento de impedância.

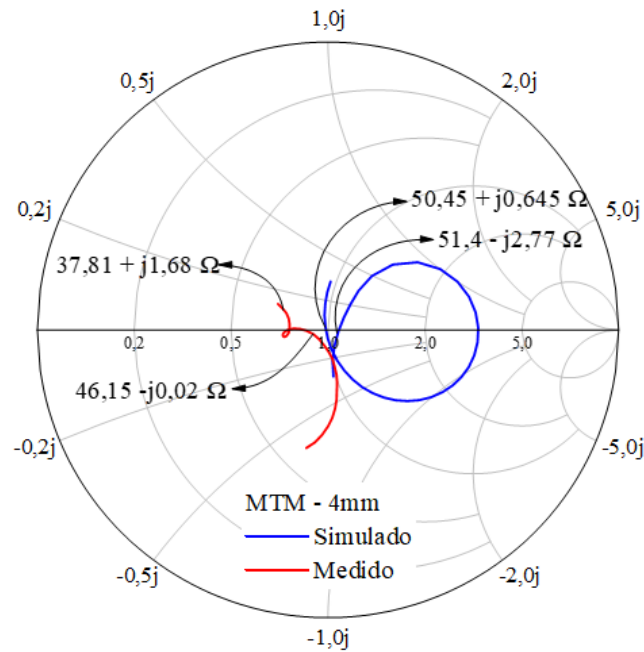


Figura 5.8: Impedância de entrada para a antena com MTM e $A_0 = 4$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

A partir da Carta de Smith, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.9 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e impedâncias próximas de 50Ω em: 4,93 GHz, 5,08 GHz, 5,8 GHz, 5,95 GHz, 6,13 GHz, 10,77 GHz, 11 GHz e 11,2GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena com metamaterial quando comparados com resultados da antena sem metamaterial.

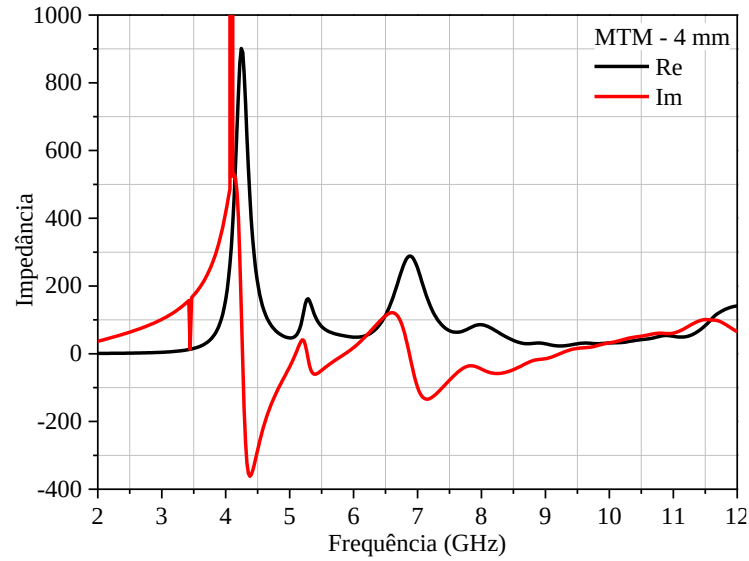


Figura 5.9: Diagrama retangular da Carta de Smith em 4 mm.

Fonte: (Autor, 2020)

As Figuras 5.10 e 5.11 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D para 5,08 GHz e 5,86 GHz, e a Figura 5.12 a Co-Polarização e Polarização cruzada para o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) em 5,86 GHz, respectivamente. Logo, em que a antena apresenta ganho máximo na direção *broadside* de 2,249 dB e 5,259 dB, assim como o maior ganho é alcançado quando teta é aproximadamente -5 e -10 graus.

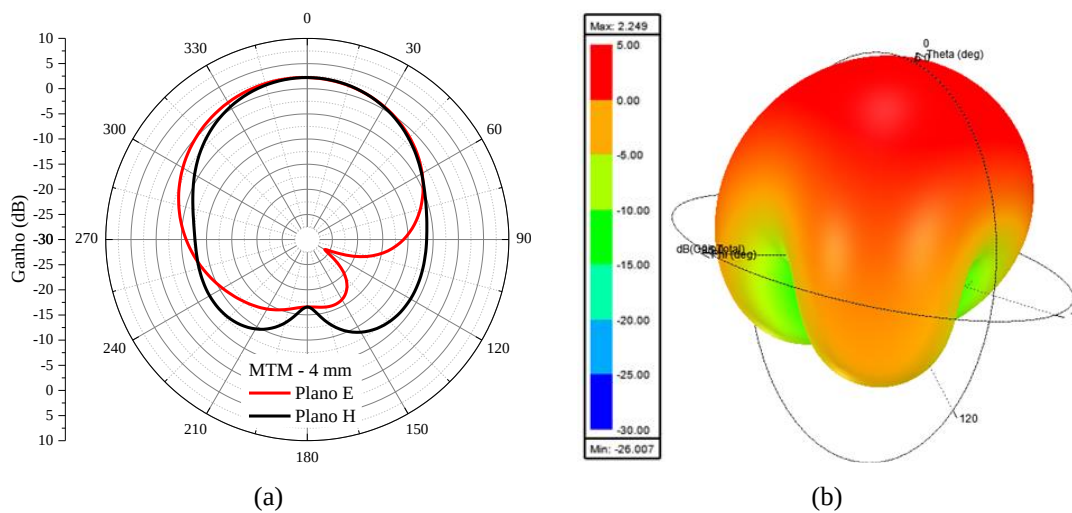


Figura 5.10: Diagramas para a antena com MTM e $A_0 = 4$ mm em 5,08 GHz (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

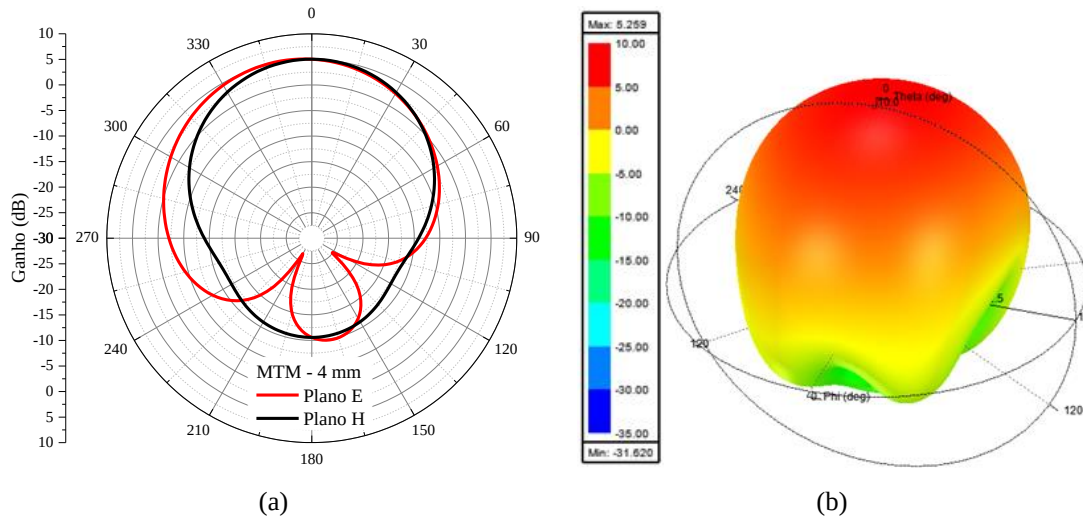


Figura 5.11: Diagramas para a antena com MTM e $A_0 = 4$ mm para 5,86 GHz (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

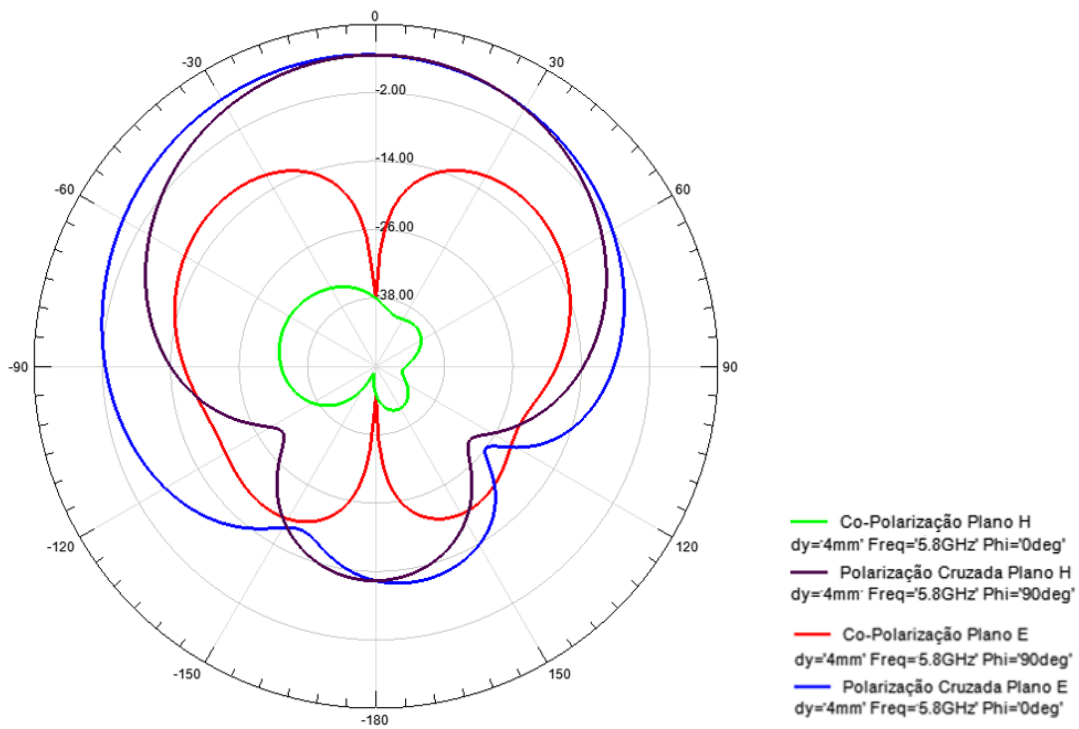


Figura 5.12: Diagramas para a Co-Polarização e a Polarização cruzadas nos planos E e H na antena

com MTM e $A_0 = 4$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

As Figuras 5.13 e 5.14 ilustram o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra para as frequências de 5,08 GHz e 5,86 GHz (fundamental). É observado que a inserção das células MTM no substrato causa uma expansão no alargamento elétrico da estrutura física. No plano de terra, é observado o aparecimento de

campos elétricos na direção $\pm\hat{y}$, dando origem ao surgimento de modos artificiais (MA). Como as dimensões físicas são inversamente proporcionais à frequência [1], pode-se identificar os modos artificiais e natural nas curvas de S_{11} . Portanto, fica evidenciado que o modo ressonante artificial previsto nas simulações foi validado nas medições através do parâmetro S_{11} .

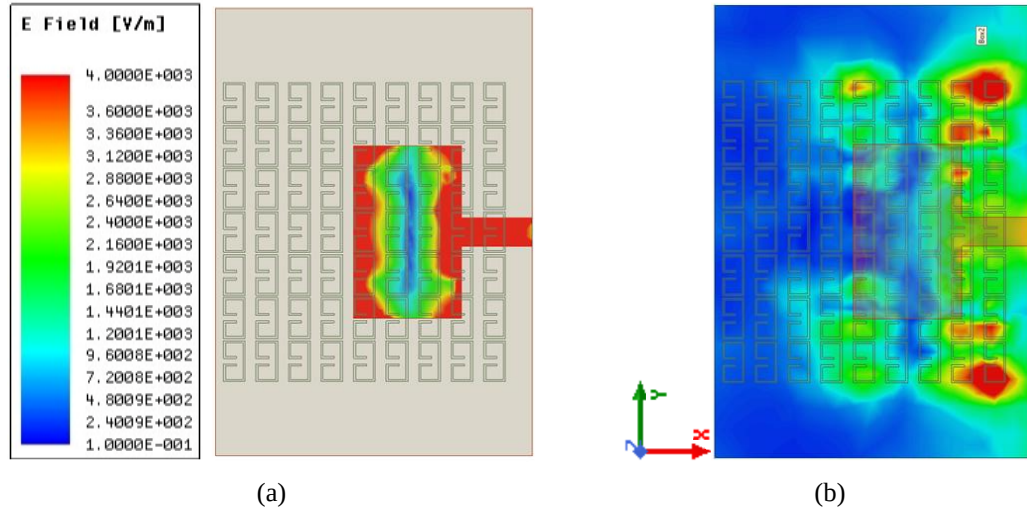


Figura 5.13: Distribuição do campo elétrico da antenna com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 5,08 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

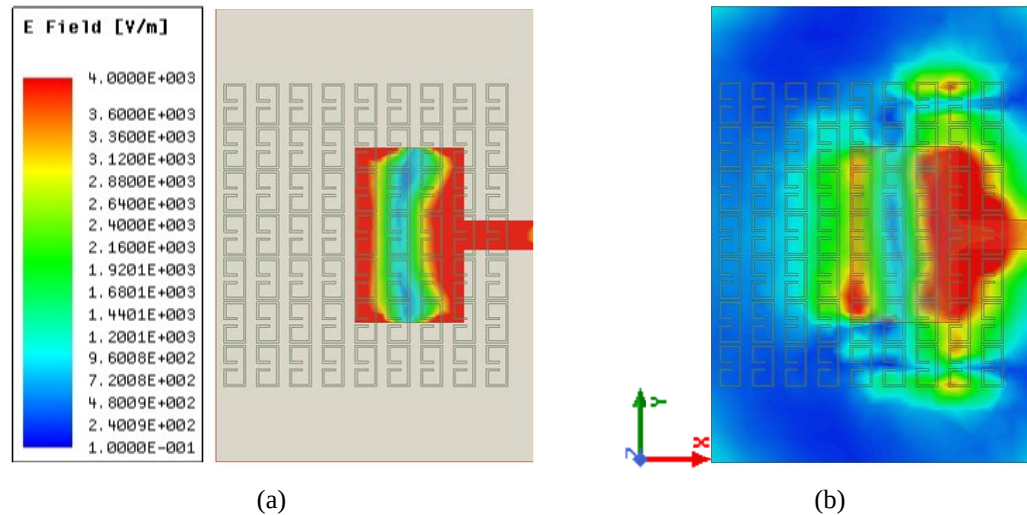


Figura 5.14: Distribuição do campo elétrico da antenna com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm para 5,86 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

As Figuras 5.15 e 5.16 mostram a densidade de corrente na superfície do *patch* e plano de terra, em que se observa maior concentração na linha de transmissão e nas extremidades do *patch* devido ao efeito do franjamento.

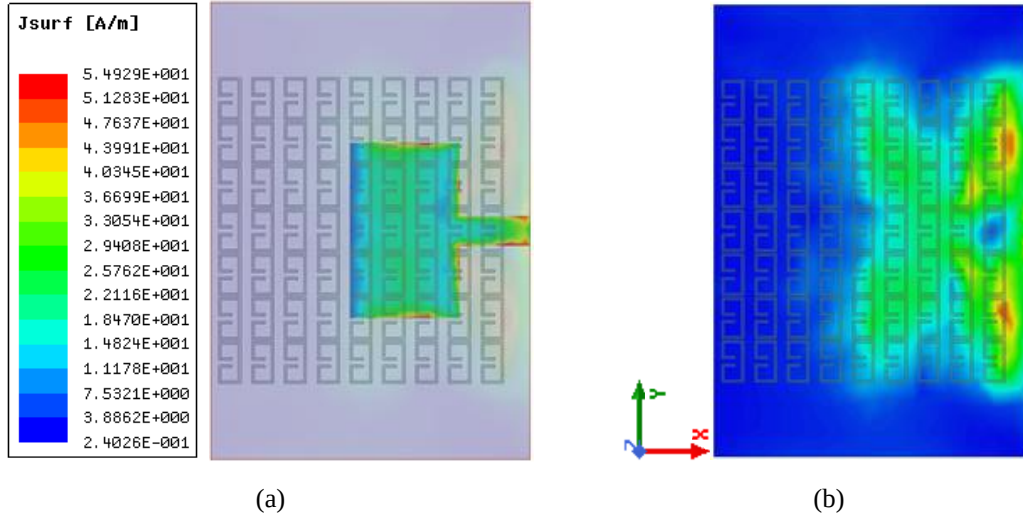


Figura 5.15: Densidade de corrente da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm para 5,08 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

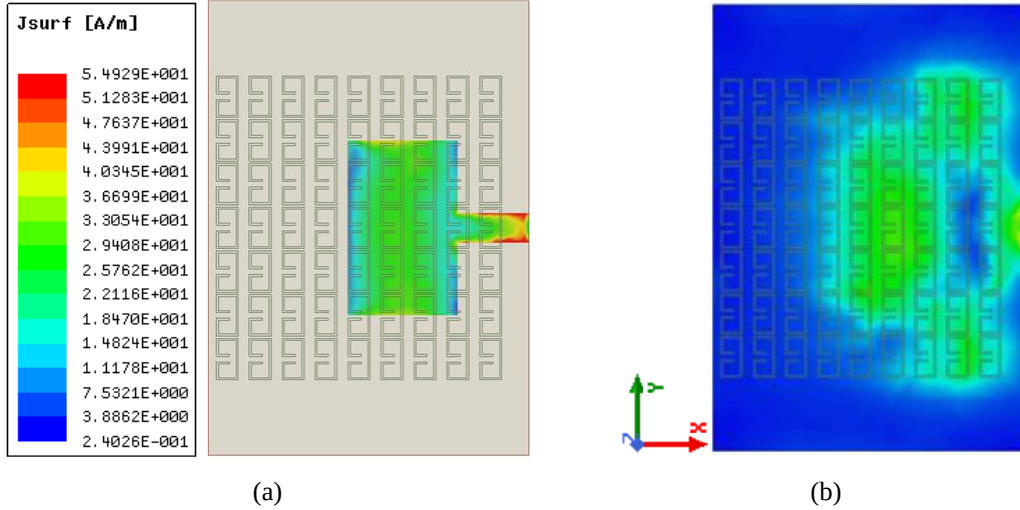


Figura 5.16: Densidade de corrente da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm para 5.86 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.17 mostra a densidade de corrente nas células ressoadoras, em que esta configuração com células retangulares apresenta maior concentração devido ao acoplamento mútuo entre as células [93]. Isso significa maior indutância, com isso ocorre uma redução na frequência [17].

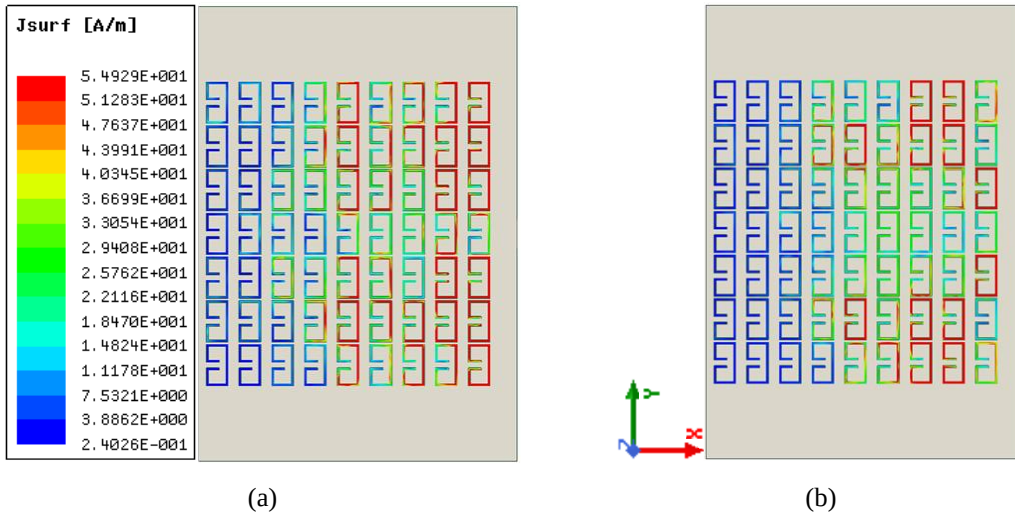


Figura 5.17: Densidade de corrente no arranjo de células da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm (a) 5,08 GHz e (b) 5.86 GHz.

Fonte: (Autor, 2020)

5.2.2 Variação de $\lambda_0 = 5$ mm

A antena tem um arranjo imerso no substrato com espaçamentos na direção $\pm\hat{x}$ de 3 mm e na direção $\pm\hat{y}$ de $\lambda_0 = 5$ mm. A Figura 5.18 apresenta, para o resultado simulado, as frequências de 5,6 GHz e 5,95 GHz, um S_{11} de -23,71 dB e -16,64 dB, assim como uma largura de banda de 800 MHz. Para o resultado medido, obteve-se a frequência de 5,68 GHz, S_{11} de -22 dB e largura de banda de 490 MHz. Além disso, verifica-se no simulado, o aumento da largura de banda devido ao surgimento de um modo artificial, gerado pela presença do arranjo de células imersas no substrato.

De acordo com a Figura 5.19, observa-se na Carta de Smith para o modo fundamental dos valores simulados (Z_S) e medidos (Z_M) de impedância, $Z_{S1} = (56,41 - j2,5) \Omega$, 5,95 $Z_{S2} = (66,5 + j4,7) \Omega$, $Z_M = (42,36 - j1,13) \Omega$, respectivamente. Ainda com base nos resultados simulados, é observado um *loop* adicional para a curva da antena com MTM em comparação com a antena sem MTM em função do aparecimento de um modo artificial, em frequências próximas à frequência de ressonância, pelo uso do substrato MTM, levando a um aumento na largura de banda e influenciando nos casamento de impedância.

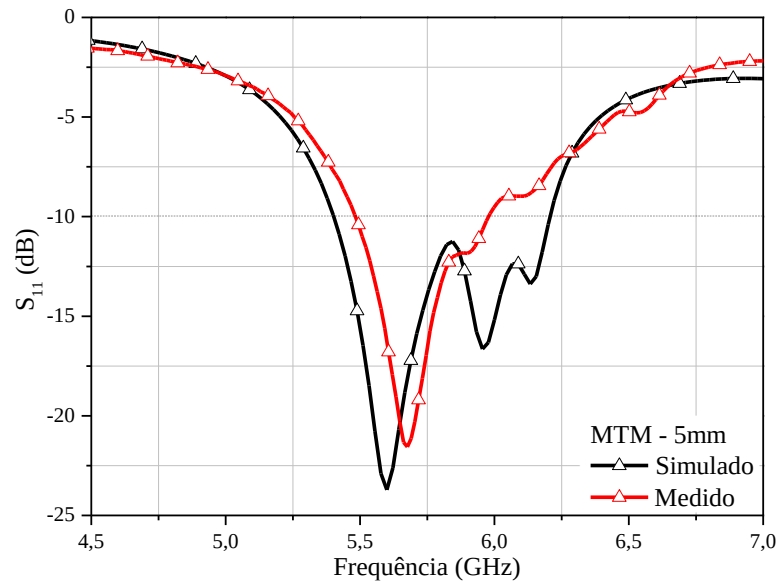


Figura 5.18: Coeficiente de reflexão da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

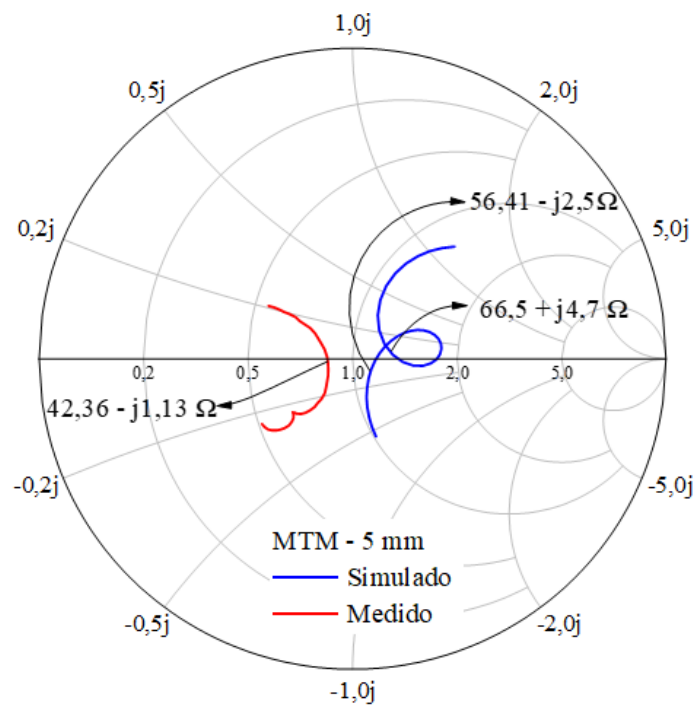


Figura 5.19: Impedância de entrada para a antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

A partir da Carta de Smith, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.20 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e impedâncias próximas de

50 Ω em: 5,24 GHz, 5,28 GHz, 5,42 GHz, 5,44 GHz, 8,37 GHz e 10,82 GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena com metamaterial.

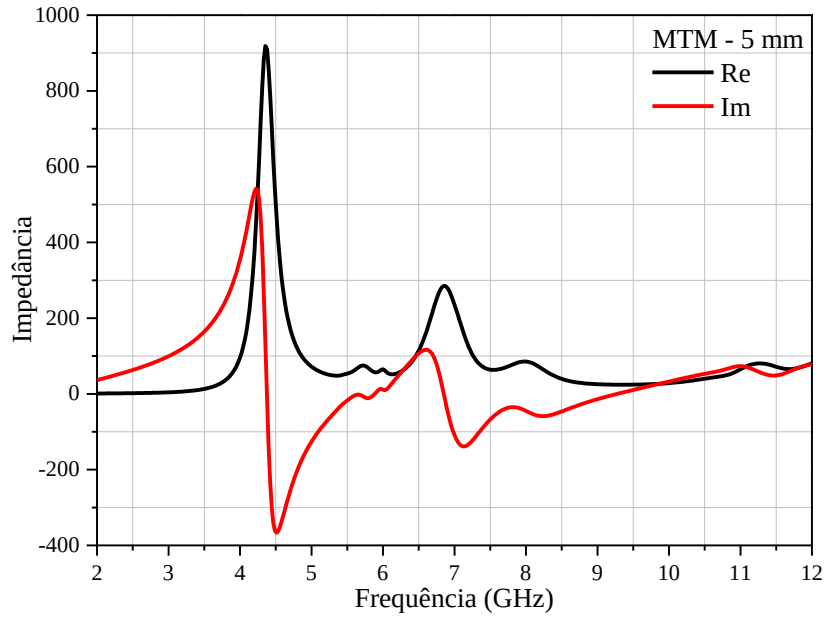


Figura 5.20: Diagrama retangular da Carta de Smith em 5 mm.

Fonte: (Autor, 2020)

As Figuras 5.21 e 5.22 mostram os diagramas de radiação em 2D e 3D, em que a antena apresenta um ganho máximo de 5,401 dB e 3,48 dB, assim como o maior ganho é alcançado quando theta é aproximadamente -10 e -12 graus. A Figura 5.23 apresenta a Co-Polarização e Polarização cruzada para o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) em 5,86 GHz, respectivamente.

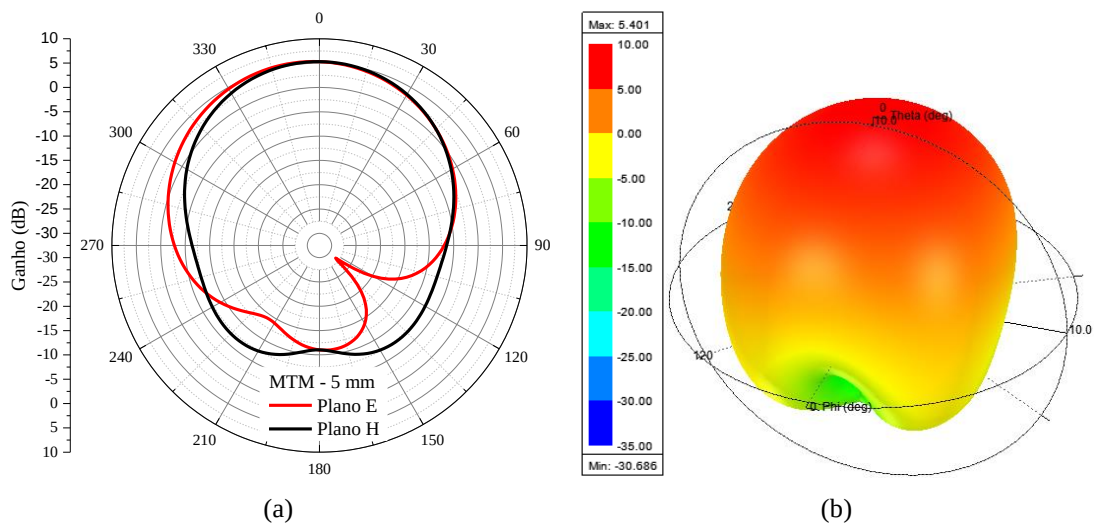


Figura 5.21: Diagramas para a antena com MTM e $A_0 = 5$ mm em 5,6 GHz (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

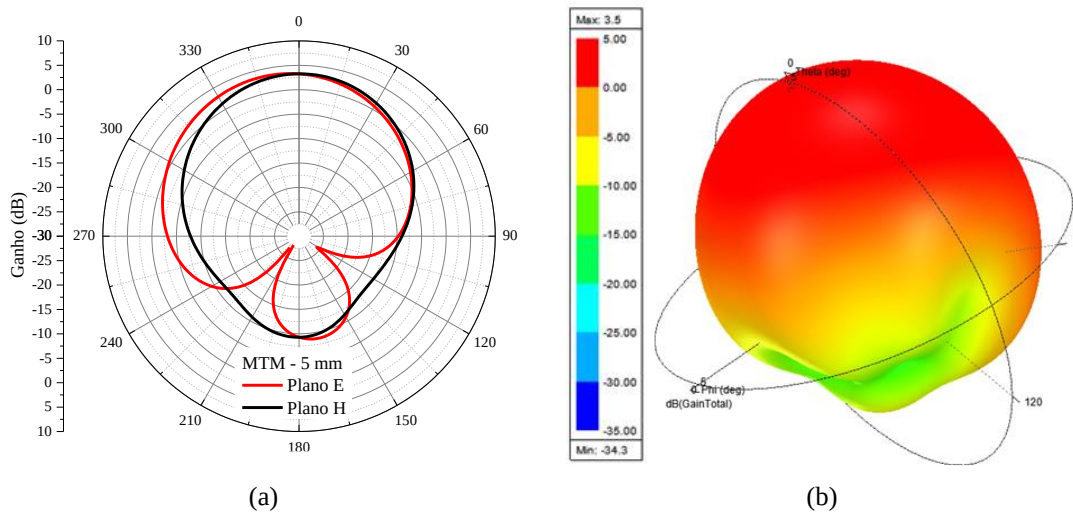


Figura 5.22: Diagramas para a antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,95 GHz (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

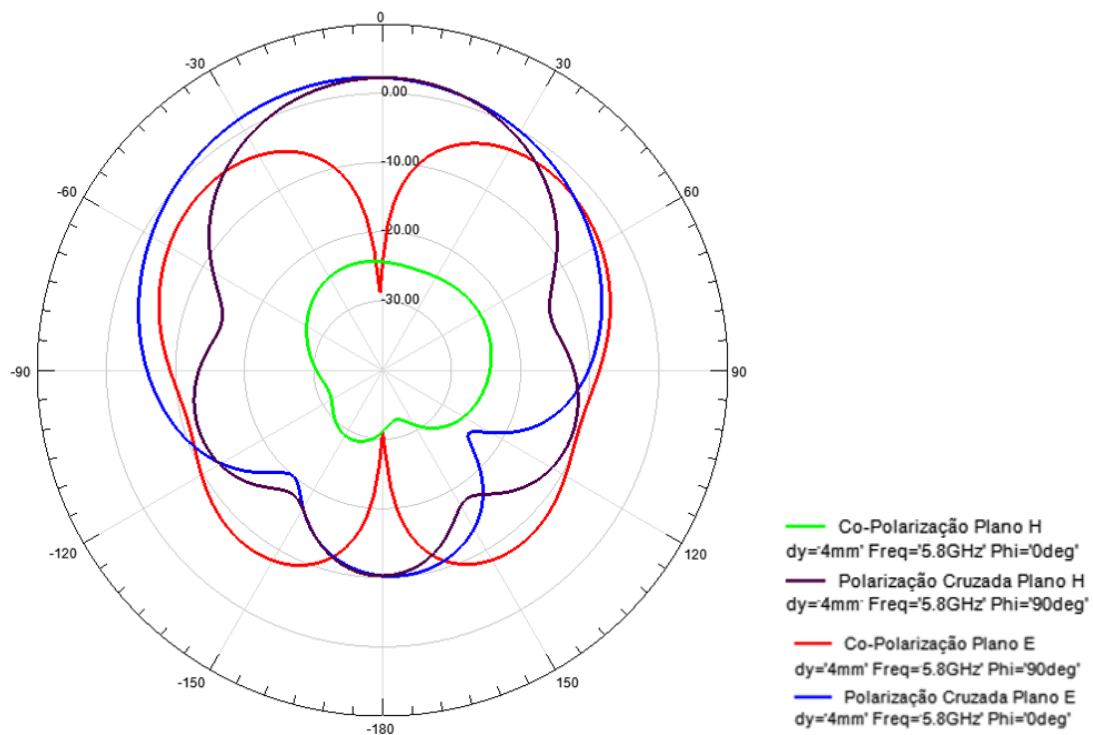


Figura 5.23: Diagramas para a Co-Polarização e a Polarização cruzadas nos planos E e H na antena

com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.24 e 5.25 ilustram o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra para a frequência de 5,6 GHz. Além disso, continua perceptível a expansão na dimensão elétrica da antena em relação a da estrutura física do *patch*, dando origem ao surgimento de modos artificiais (MA).

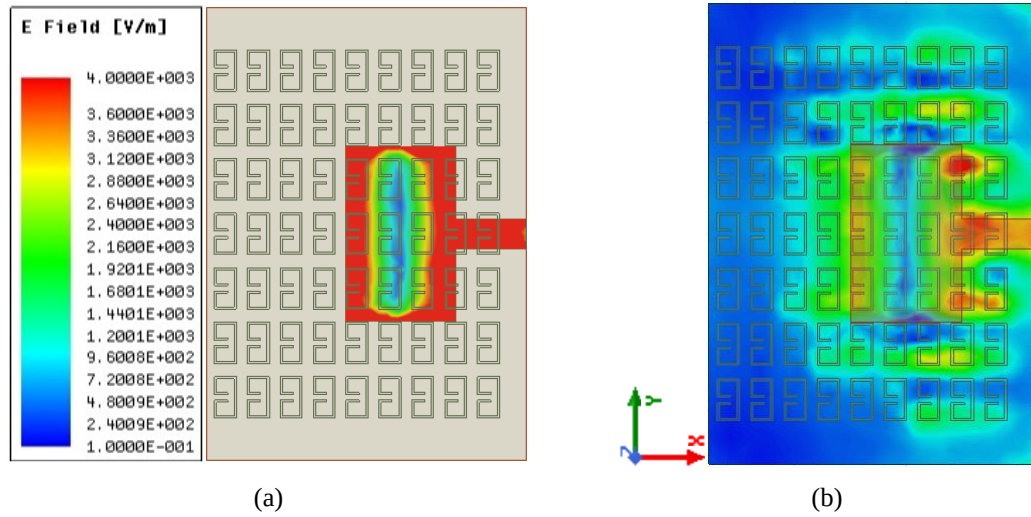


Figura 5.24: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,6 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

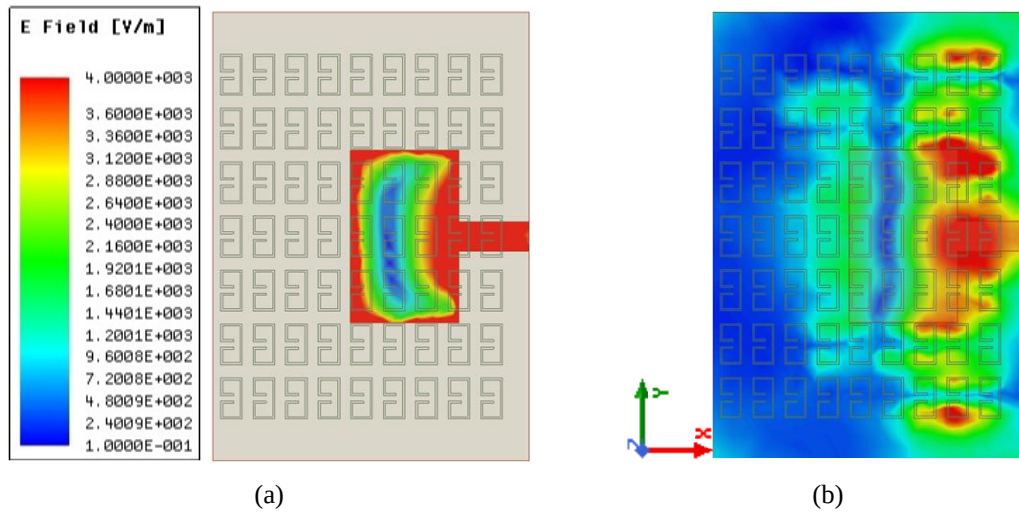


Figura 5.25: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,95 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.26 e 5.27 mostram a densidade de corrente na superfície do *patch* e plano de terra e na Figura 5.28 a densidade de corrente nas células ressoadoras.

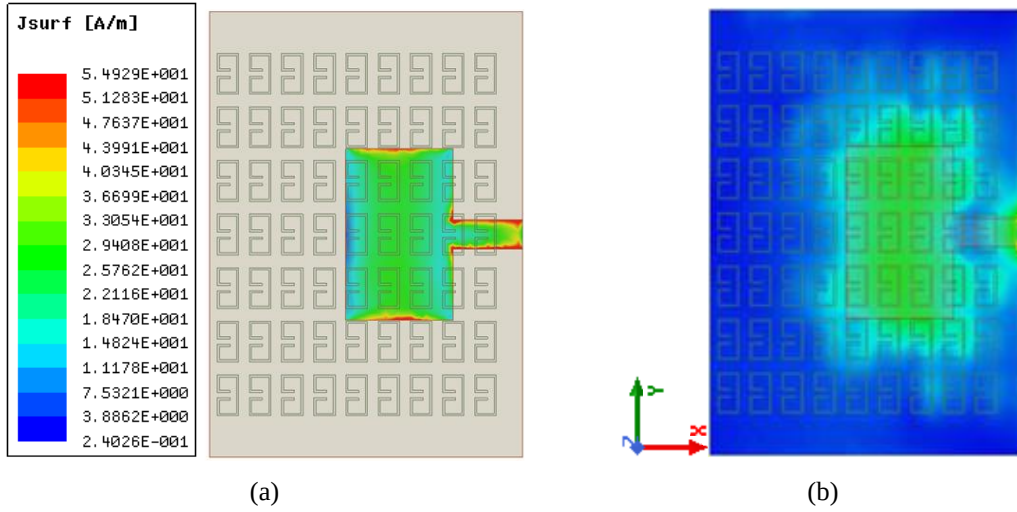


Figura 5.26: Densidade de corrente da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,6 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

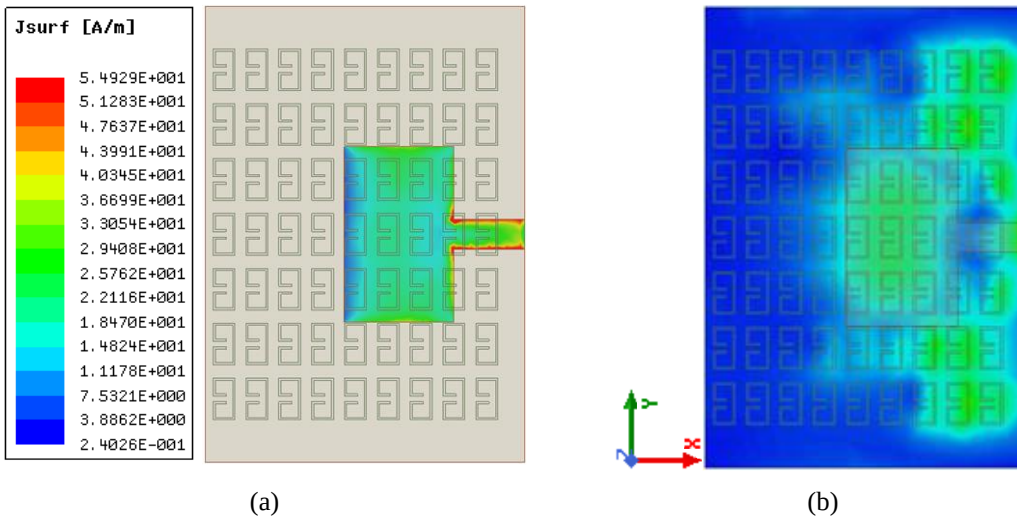


Figura 5.27: Densidade de corrente da antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 5,95 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

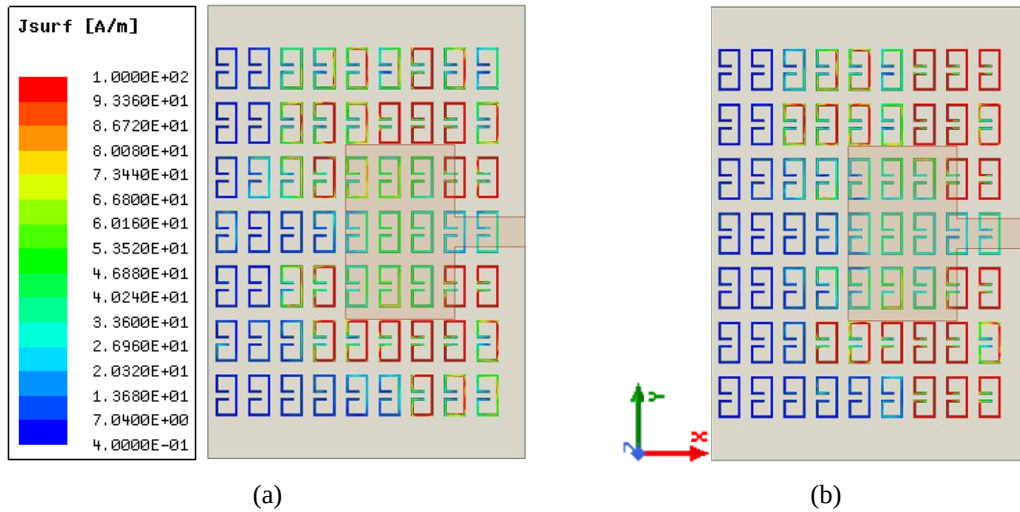


Figura 5.28: Densidade de corrente no arranjo de células da antena com MTM e $\Lambda_0 = 5$ mm (a) 5,6 GHz e (b) 5,95 GHz.

Fonte: (Autor, 2020)

5.2.3 Variação de $\Lambda_0 = 6$ mm

A antena tem o arranjo com espaçamentos na direção $\pm\hat{x}$ de 4 mm e na direção $\pm\hat{y}$ em $\Lambda_0 = 6$ mm. A Figura 5.29 apresenta, para o resultado simulado, as frequências de 5,74 GHz e 6,02 GHz, S_{11} de -42,11 dB e -13,16 dB, e uma largura de banda de 620 MHz. Para o resultado medido, apresenta a frequência de 5,64 GHz, S_{11} de -37 dB, além de uma largura de banda de 390 MHz.

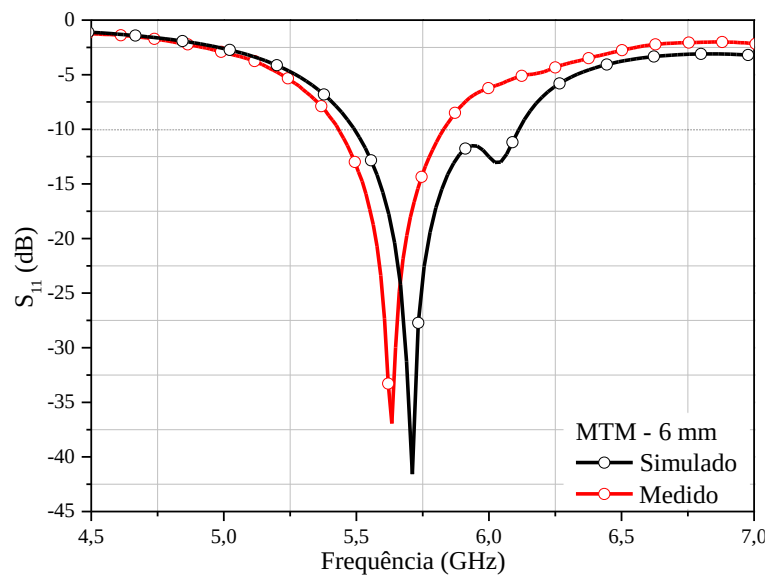


Figura 5.29: Coeficiente de reflexão da antena com MTM e $\Lambda_0 = 6$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

De acordo com a Figura 5.30, observa-se na Carta de Smith dos valores simulados (Z_S) e medidos (Z_M) de impedância, $Z_{S1} = (49,5 - j2,5) \Omega$, $Z_{S2} = (70,5 + j18) \Omega$, $Z_M = (49 - j1) \Omega$, respectivamente.

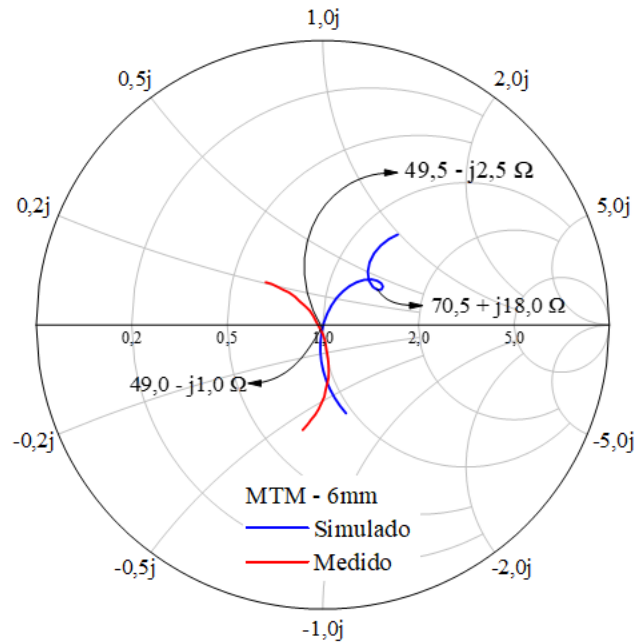


Figura 5.30: Impedância de entrada para a antena com MTM e $A_0 = 6$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

A partir da Carta de Smith, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.31 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e impedâncias próximas de 50Ω em: 5,37, GHz, 5,4 GHz, 5,71 GHz, 5,44 GHz, 8,35 GHz e 10,71 GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena com metamaterial.

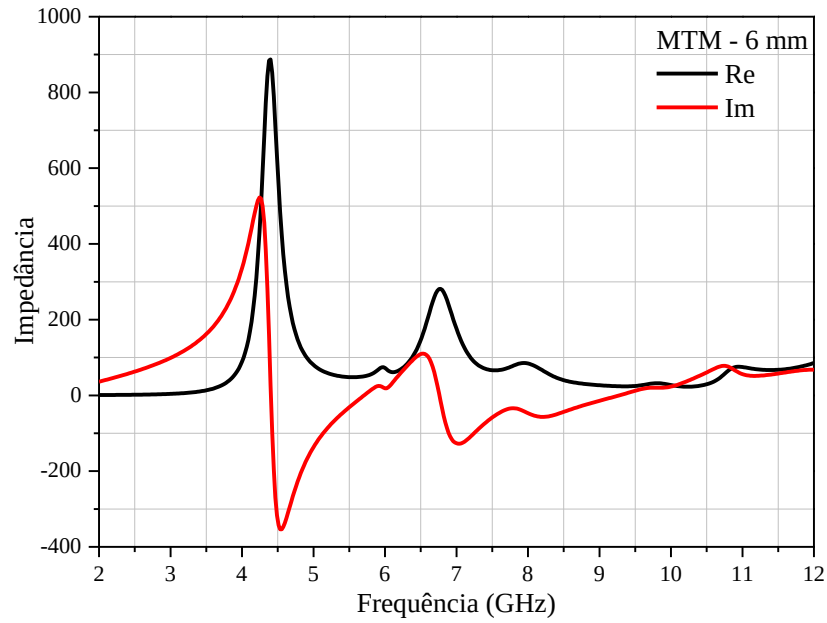


Figura 5.31: Diagrama retangular da Carta de Smith em 6 mm.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.32 mostra os diagramas em 2D e 3D, em que a antena apresenta um ganho máximo de 6 dB, assim como o maior ganho é alcançado quando theta é aproximadamente -15 graus. A Figura 5.33 apresenta a Co-Polarização e Polarização cruzada para o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) em 5,8 GHz.

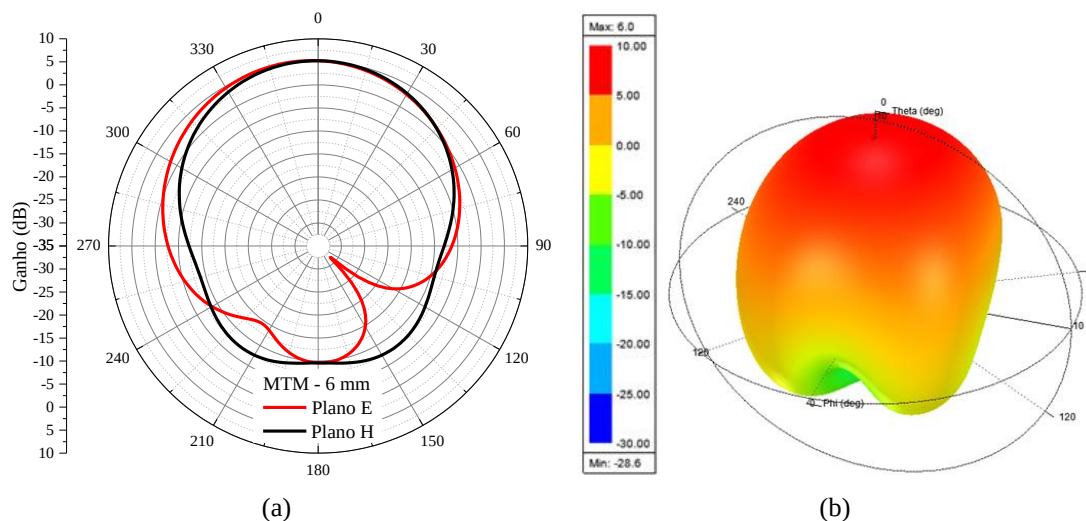


Figura 5.3226: Diagramas para a antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

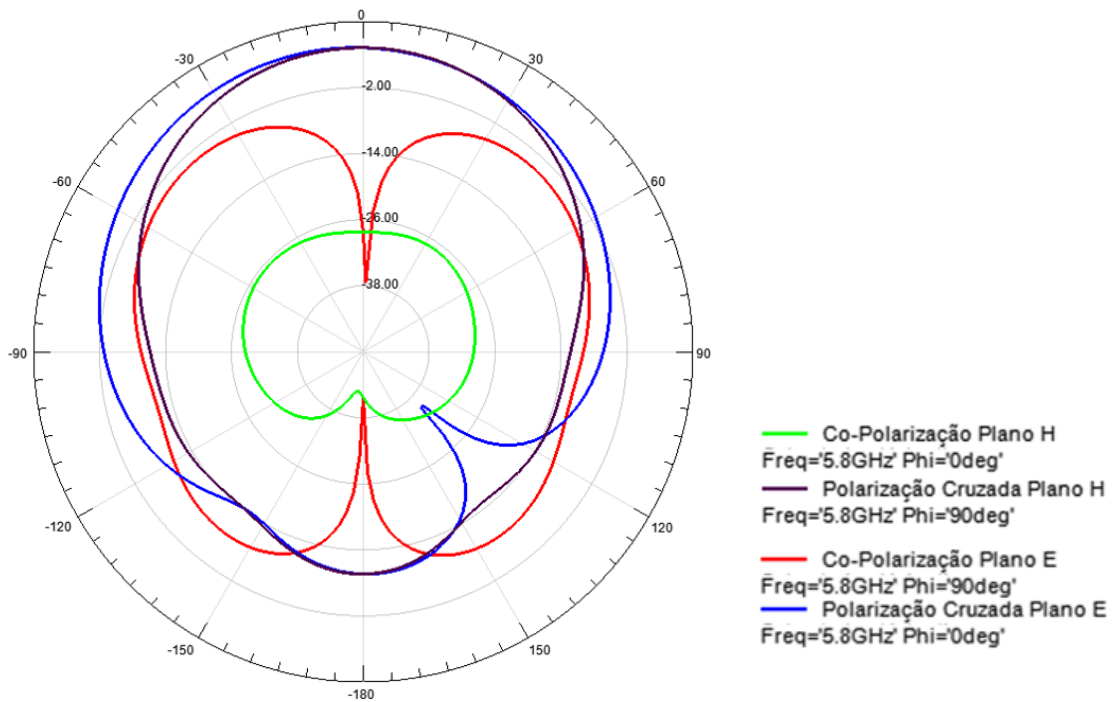


Figura 5.33: Diagramas para a Co-Polarização e a Polarização cruzadas nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.34 ilustra o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra, para a frequência de 5,7 GHz. Além disso, continua perceptível a expansão no alargamento elétrico da estrutura física, dando origem ao surgimento de modos artificiais (MA). A Figura 5.35 mostra a densidade de corrente nas superfícies das células ressoadoras, em que se observa os locais com maior concentração, próximo às dimensões do *patch*.

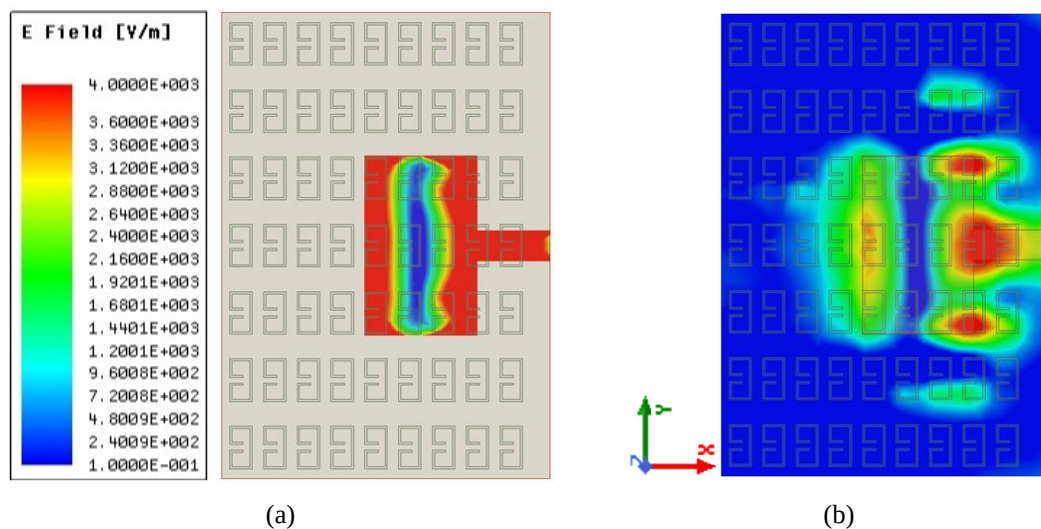


Figura 5.3427: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 5,7 GHz (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

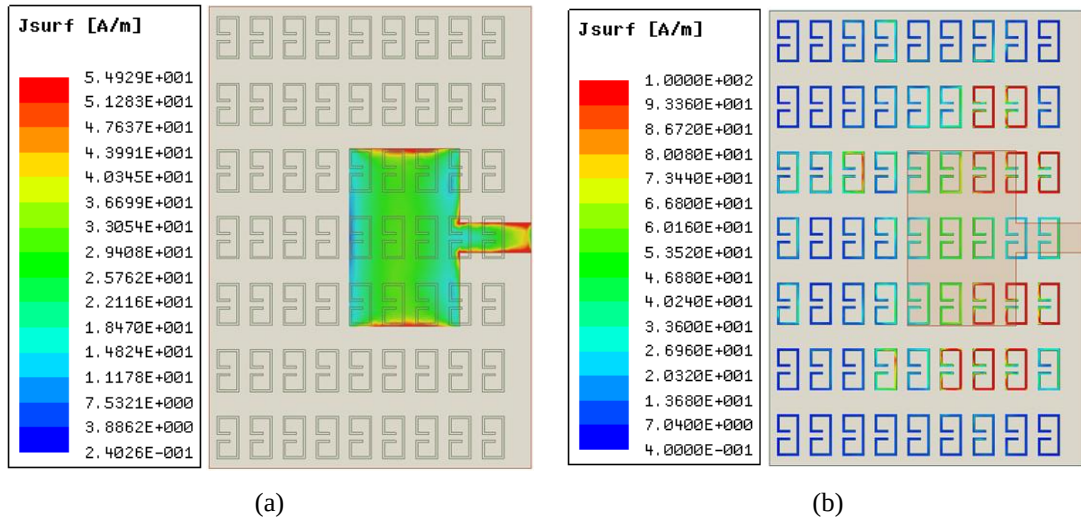


Figura 5.35: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm (a) Patch e (b) Arranjo de células.

Fonte: (Autor, 2020)

5.2.4 Considerações Gerais das Antenas com Metamateriais

Pelo parâmetro do coeficiente de reflexão (S_{11}) das antenas com MTMs, observa-se que pequenas variações em λ_0 podem causar alterações significativas na largura de banda e no casamento de impedâncias. Portanto, para os parâmetros medidos, na variação de $\lambda_0 = 6$ mm apresentou o menor S_{11} , enquanto a maior largura de banda foi obtida na $\lambda_0 = 5$ mm.

Além disso, o aumento de λ_0 entre as células resulta em menor frequência de ressonância. Também é evidenciado que na frequência de operação desejada da antena (Figura 4.4), a célula CLL possui uma característica magnética diferente da elétrica. Essas características induzem o efeito do aumento da dimensão elétrica da antena no substrato, o que faz com que as frequências de ressonância diminuam, permitindo uma miniaturização das antenas, uma vez que frequências mais baixas podem ser alcançadas com dimensões menores para as antenas.

Para o parâmetro da distribuição do campo elétrico nas antenas com MTMs, constata-se que a inserção das células MTM no substrato causa a expansão aumento da dimensão elétrica da antena em relação ao patch. Portanto, observou-se que o modo ressonante artificial, previsto nas simulações, foi validado nas medições através do parâmetro S_{11} .

Para o casamento de impedância através da carta de Smith, é observado *loops* adicionais para as das antenas com MTM em comparação com a antena sem MTM. A razão para esse *loop* inesperado é o aparecimento de um modo artificial em frequências próximas à frequência ressonante, causado pelo uso do substrato metamaterial, levando ao aumento na largura de

banda e influenciando no casamento de impedância. Ainda observa-se que para todos os casos das antenas com MTM houve a otimização no casamento de impedância em relação à antena sem MTM. A antena com MTM de $\lambda_0 = 6$ mm apresentou o melhor resultado quando comparado à antena sem MTM, com relação a S_{11} e largura de banda. Os resultados espelhados para a carta de Smith na forma polar, pode ter sido influenciado pelo uso dos MTMs e/ou medições.

Para os diagramas de radiação 2D e 3D, observa-se que a antena com MTM de $\lambda_0 = 6$ mm, possui um maior ganho em relação as outras que possuem o MTM, enquanto a antena com λ_0 de 4 mm possui o menor ganho. Além disso, percebe-se que a direção de máxima propagação é alcançada em aproximadamente teta igual à -15 graus para a antena sem MTM, enquanto que nas antenas com MTMs, o teta varia em -5, -10, -12 e -15 graus.

Por fim, o arranjo de células como metamaterial influenciou no ganho das antenas com MTMs, visto que a inserção do arranjo mostrou a redução desse parâmetro em comparação ao valor obtido para a antena sem MTM em função de perdas, assim como influenciou no lóbulo traseiro.

5.3 Antenas com Células Metamateriais Rotacionadas

Neste segundo estudo de caso, apenas resultados simulados foram considerados. A partir das antenas com arranjos metamateriais visto na seção 5.2, novos arranjos são considerados. Foram adotadas três novas configurações de arranjos, com 7×7 elementos ressoadores imersos e centralizados no substrato, obedecendo uma distância fixa na direção $\pm\hat{x}$ de 4 mm e na direção $\pm\hat{y}$ obedeceu uma variação (λ_0) de 4 mm, 5 mm e 6 mm entre o centro das células. Em seguida, foi analisado a rotação das células unitárias no substrato entre 0 e 90 graus, em intervalos de 15 graus, em torno da direção $\pm\hat{y}$.

A literatura sobre a teoria de metamateriais [94]-[95] diz que quando a onda eletromagnética atravessa as células, incidindo de forma plana, faz surgir um momento de dipolo elétrico entre a parte superior e inferior da célula, alterando sua permissividade e permeabilidade efetiva.

Para os resultados simulados, os seguintes parâmetros estão sendo avaliados: Coeficiente de reflexão (S_{11}), impedância de entrada através da carta de Smith para Z_s (simulado), diagrama de radiação (2D e 3D), carta de Smith na forma retangular, ganho, diagramas de co-polarização e polarização cruzada, distribuição do campo elétrico e a

densidade de corrente superficial. Além disso, foram considerados os resultados para o ângulo de 0 graus, como sendo o melhor caso para a frequência desejada e de possível fabricação. Por fim, uma comparação entre os resultados em 0 graus foi apresentado.

5.3.1 Rotação para a Variação de $\Lambda_0 = 4$ mm

A antena tem um arranjo centralizado e imerso no substrato, com espaçamento na direção $\pm\hat{x}$ de 4 mm e $\pm\hat{y}$ de $\Lambda_0 = 4$ mm, entre o centro das células. A Figura 5.36 mostra as curvas do parâmetro S_{11} simulado para os diferentes ângulos de rotação entre 0 e 90 graus. Além disso, mostra que a antena sem MTM e a antena com MTM em 0 graus apresentam frequências ressonantes semelhantes e o modo dominante de 5,8 GHz. À medida que a inclinação aumenta, o efeito do dipolo elétrico passa a ser significativo e diminui as frequências ressonantes do primeiro modo. A Tabela 5.1 resume os parâmetros analisados para cada ângulo.

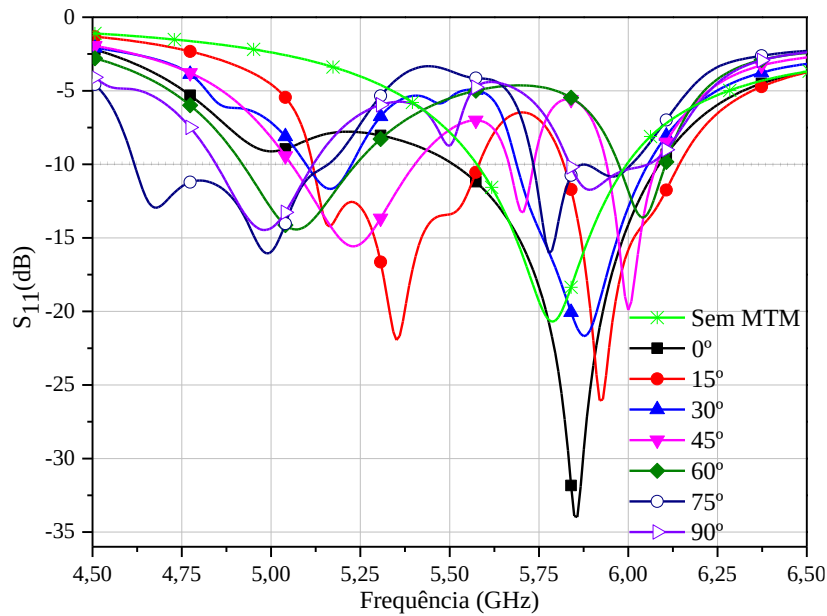


Figura 5.36: Coeficiente de reflexão do arranjo de $\Lambda_0 = 4$ mm rotacionado.

Fonte: (Autor, 2020)

Tabela 5.1: Comparação dos resultados simulados para a antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm.

Ângulo (Graus)	Frequência de Ressonância (GHz)	Coefficiente de Reflexão (S_{11})	Largura de Banda (MHz)
0	5,80	-23,93	580
15	5,35; 5,98	-21,82; -17,85	480; 340
30	5,16; 5,87	-11,64; -21,67	140; 380
45	5,23; 5,70; 6,01	-15,57; -13,23; -18,99	360; 80; 150
60	5,08; 6,05	-14,39; -13,60	340; 140
75	4,90; 5,88	-12,53; -10,03	570; 290
90	4,98; 5,96	-14,46; -10,74	290; 250

Fonte: Autor, 2020.

A Carta de Smith na sua forma retangular, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.37 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e impedâncias próximas de 50Ω entre 5,8 GHz e 5,92 GHz, além de 6,15 GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena com metamaterial.

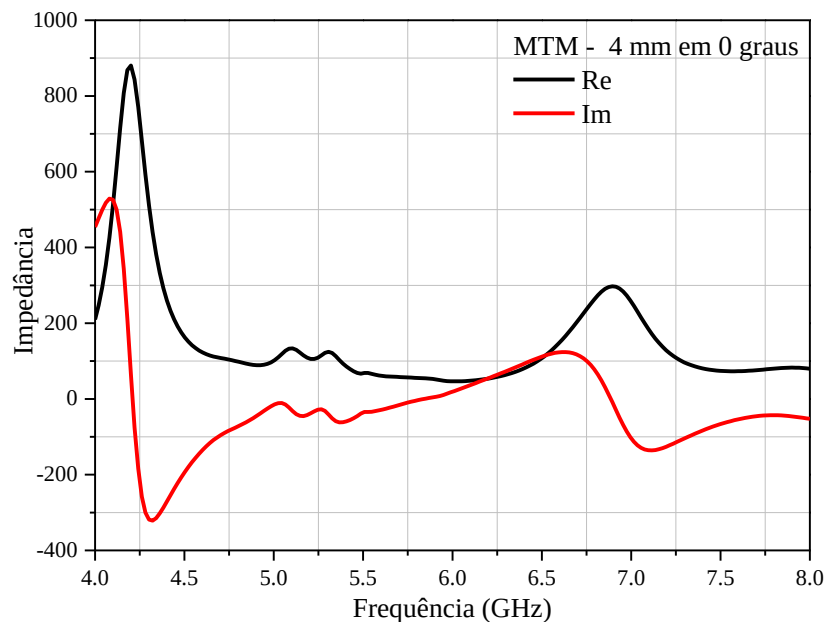


Figura 5.37: Diagrama retangular da Carta de Smith para 4 mm em 0 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.38 mostra os diagramas em 2D e 3D para 0 graus, em que a antena apresenta um ganho total de 5,220 dB em 5,8 GHz, assim como o maior ganho é alcançado quando teta é

aproximadamente -10 graus. A Figura 5.39 apresenta a Co-Polarização e Polarização cruzada para o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) em 5,8 GHz,

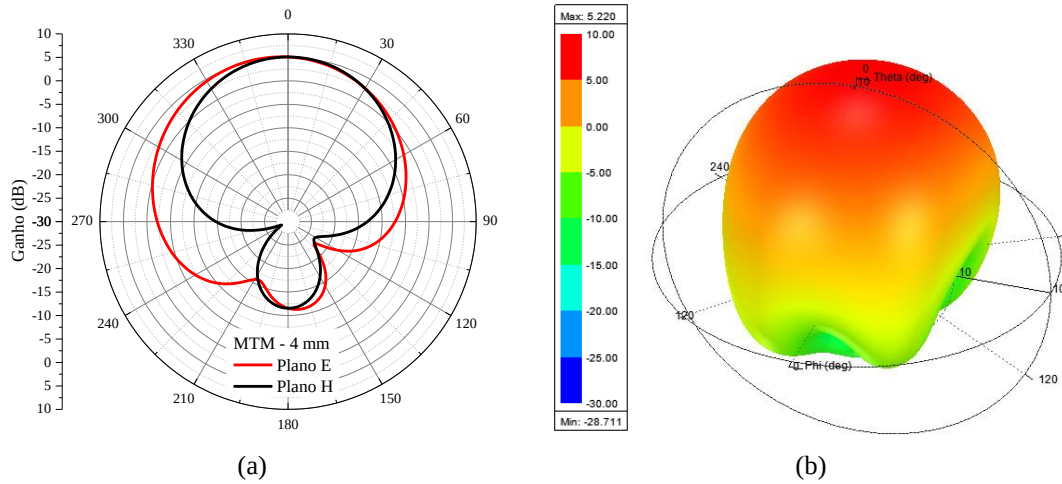


Figura 5.38: Diagramas para a antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm em 0 graus (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

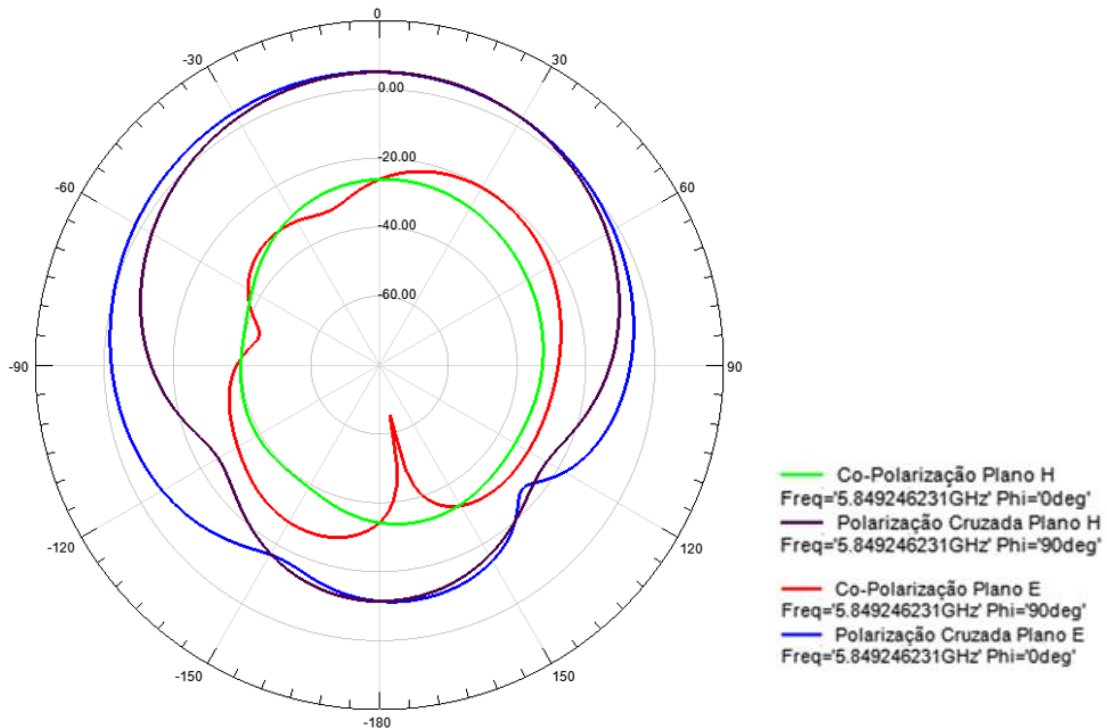


Figura 5.39: Diagramas para a Co-Polarização e a Polarização cruzadas nos planos E e H na antena com MTM e $\Lambda_0 = 4$ mm em 0 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.40 ilustra o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra para a frequência de 5,8 GHz. A Figura 5.41 mostra a

densidade de corrente nas superfícies das células ressoadoras, em que se observa os locais com maior concentração próximo à dimensão do *patch*, assim como ocorre um alargamento elétrico visto nos resultados da seção 5.2.

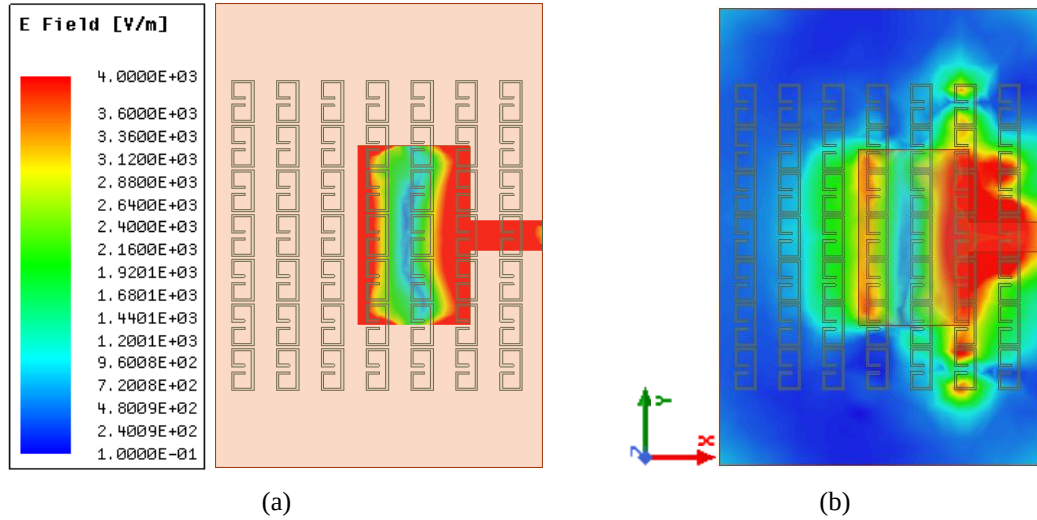


Figura 5.40: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 0 graus (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

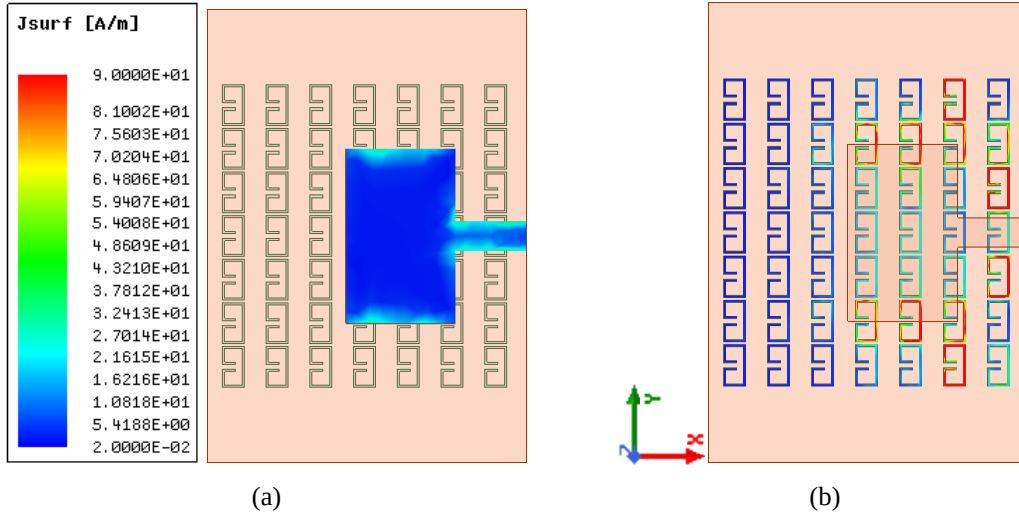


Figura 5.41: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 4$ mm em 0 graus (a) *Patch* e (b) Arranjo de células.

Fonte: (Autor, 2020)

5.3.2 Rotação para a variação de $\lambda_0 = 5$ mm

A antena tem um arranjo centralizado e imerso no substrato, com espaçamento na direção $\pm \hat{x}$ de 4 mm e $\pm \hat{y}$ de $\lambda_0 = 5$ mm, entre o centro das células. A Figura 5.42 apresenta as

curvas do S_{11} simulado para diferentes ângulos de rotação. Observa-se o modo dominante na frequência de 5,8 GHz para as rotações 0 e 15 graus. Nas demais rotações, a antena ressoa em frequências mais baixas. Para o caso de 90 graus, tem-se o mesmo fenômeno já apresentado na $\Lambda_0 = 4$ mm. A Tabela 5.2 resume os parâmetros analisados para cada ângulo.

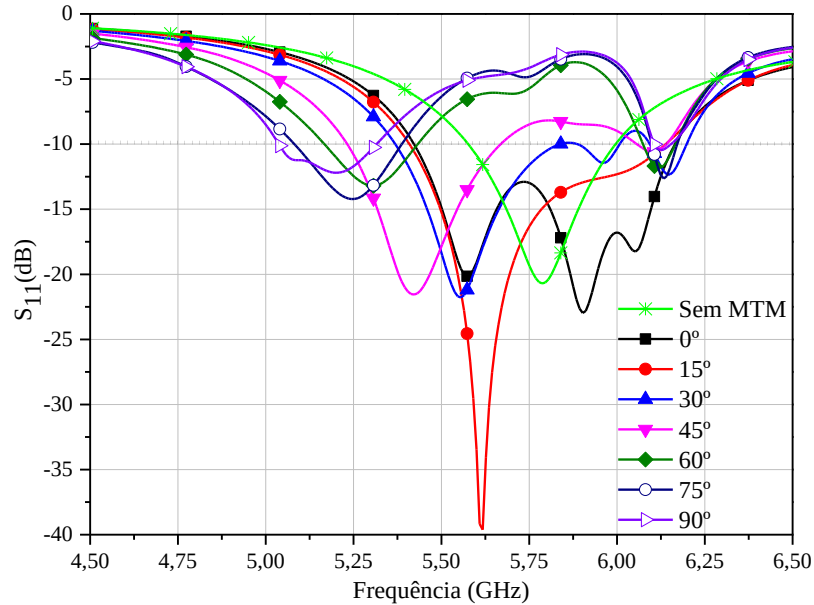


Figura 5.42: Coeficiente de reflexão do arranjo de $\Lambda_0 = 5$ mm rotacionado.

Fonte: (Autor, 2020)

Tabela 5.2: Comparação dos resultados simulados para a antena com MTM e $\Lambda_0 = 5$ mm.

Ângulo (Graus)	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (S_{11})	Largura de Banda (MHz)
0	5,80	-14,66	740
15	5,61	-39,62	670
30	5,58; 5,96; 6,15	-21,01; -11,45; -12,25	390; 60; 70
45	5,45	-20,73	390
60	5,30; 6,12	-13,18; -11,83	210; 50
75	5,24; 6,14	-14,19; -12,59	250; 50
90	5,17	-12,02	220

Fonte: (Autor, 2020).

A Carta de Smith na sua forma retangular, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.43 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e

impedâncias próximas de 50Ω em: 5,29 GHz, 5,30 GHz e 5,31 GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena com metamaterial.

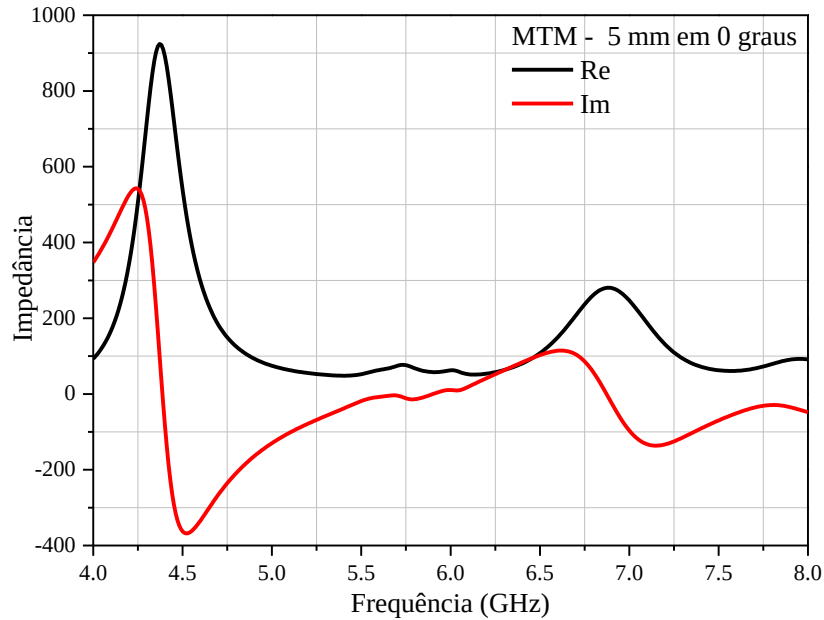


Figura 5.43: Diagrama retangular da Carta de Smith para 5 mm em 0 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.44 mostra os diagramas em 2D e 3D para 0 graus, em que a antena apresenta um ganho total de 2,692 dB, assim como o maior ganho é alcançado quando teta é aproximadamente -10 graus. A Figura 5.45 apresenta a Co-Polarização e Polarização cruzada para o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) em 5,8 GHz,

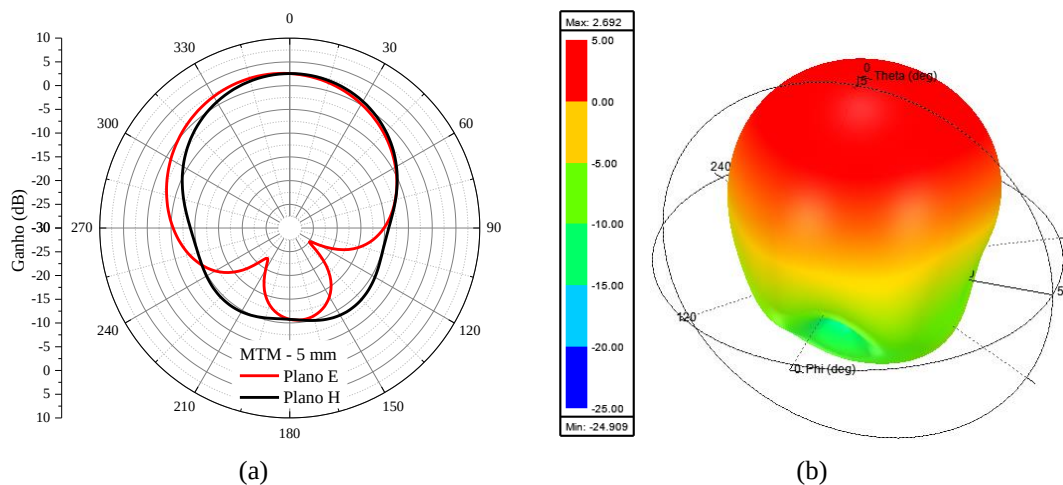


Figura 5.44: Diagramas para a antena com MTM e $A_0 = 5$ mm em 0 graus (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

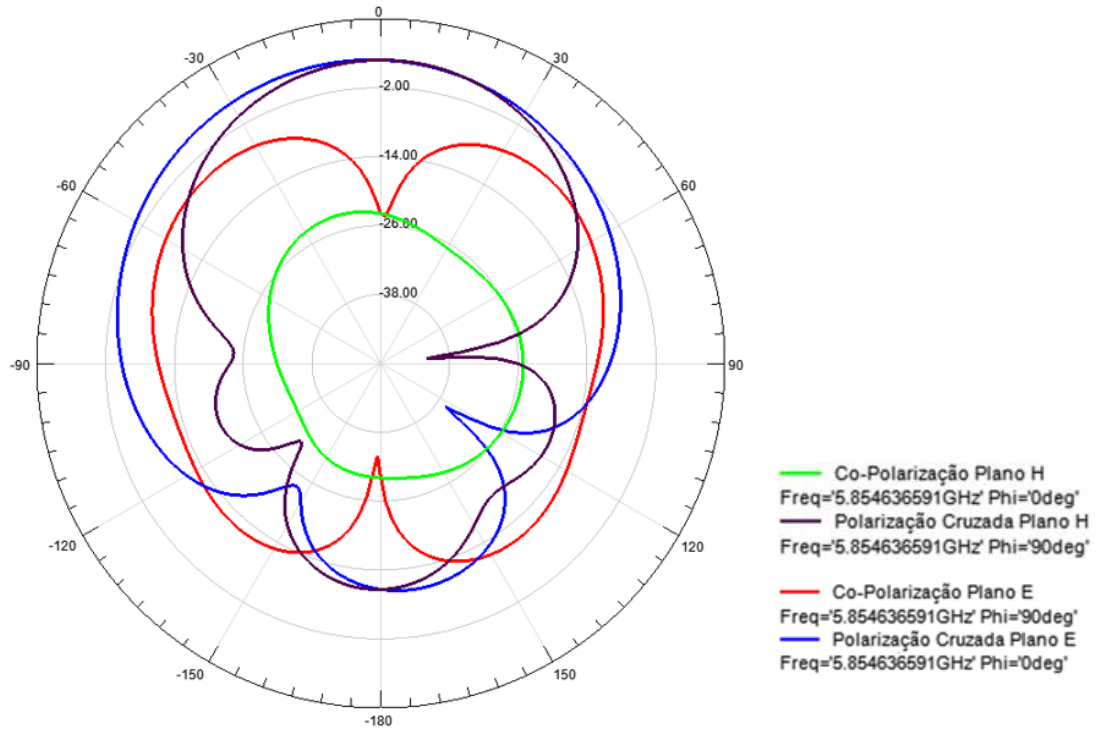


Figura 5.45: Diagramas para a Co-Polarização e a Polarização cruzadas nos planos E e H na antena com MTM e $\Lambda_0 = 5$ mm em 0 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.46 ilustra o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra para a frequência de 5,8 GHz. A Figura 5.47 mostra a densidade de corrente nas superfícies das células ressoadoras, em que se observa os locais com maior concentração.

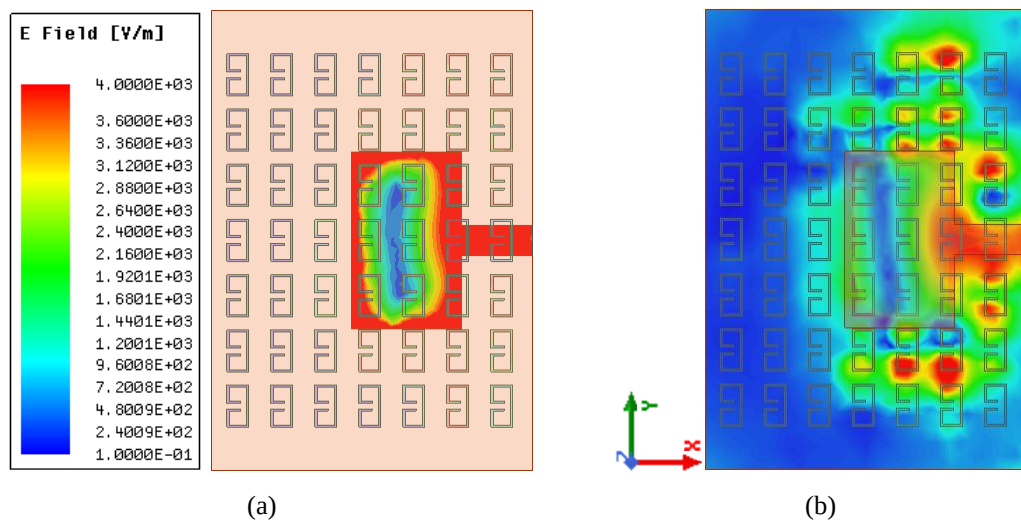


Figura 5.46: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\Lambda_0 = 5$ mm em 0 graus (a) Patch e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

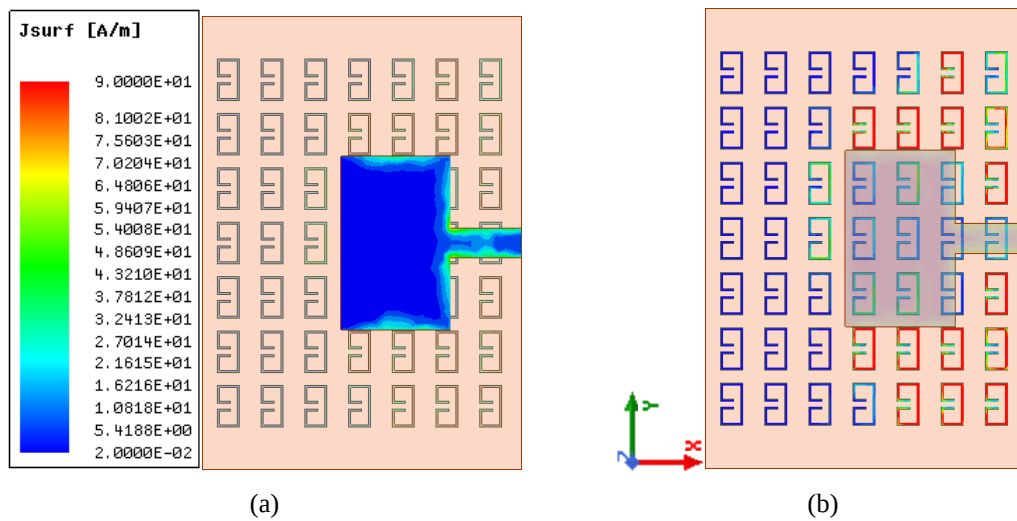


Figura 5.47: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 5$ mm em 0 graus (a) Patch e (b) Arranjo de células.

Fonte: (Autor, 2020)

5.3.3 Rotação para a variação de $\lambda_0 = 6$ mm

A Figura 5.48 apresenta as curvas de S_{11} simulado para λ_0 de 6 mm e para os ângulos de rotação. Verifica-se o modo dominante na frequência de 5,8 GHz para os ângulos de 0 e 15 graus. Nas rotações entre 30 e 90 graus, as frequências de ressonâncias são menores. Para 75 e 90 graus, notam-se os maiores resultados insatisfatórios para o casamento de impedância, além disso também apresenta o efeito do dipolo elétrico na λ_0 de 4 mm e 5 mm efeito do dipolo elétrico. A Tabela 5.3 resume os parâmetros analisados para cada ângulo.

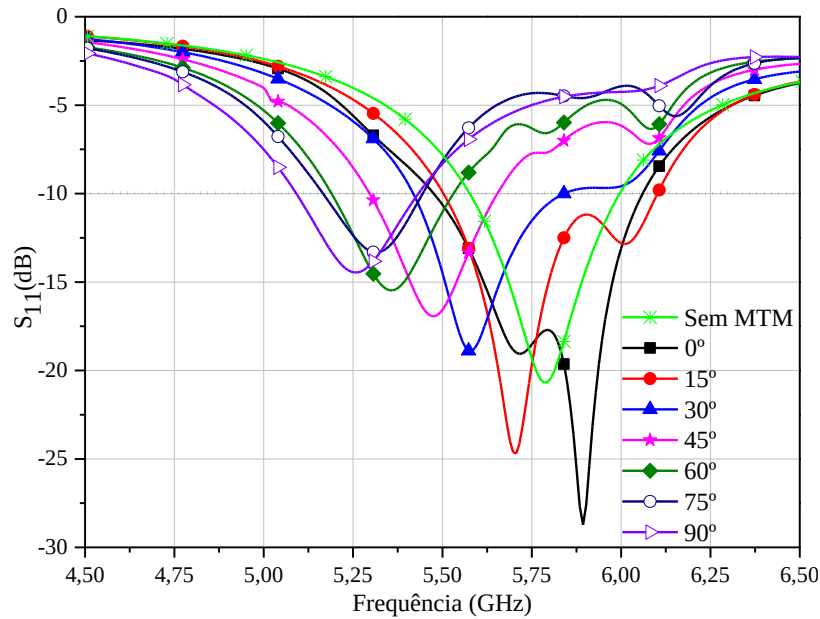


Figura 5.48: Coeficiente de reflexão do arranjo de $A_0 = 6$ mm rotacionado.

Fonte: (Autor, 2020)

Tabela 5.3: Comparação dos resultados simulados para a antena com MTM e $A_0 = 6$ mm.

Ângulo (Graus)	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (S_{11})	Largura de Banda (MHz)
0	5,77	-18,05	570
15	5,70	-24,70	600
30	5,63	-16,77	420
45	5,48	-16,92	350
60	5,36	-15,46	340
75	5,31	-13,33	270
90	5,26	-14,46	340

Fonte: (Autor, 2020).

A Carta de Smith na sua forma retangular, o estudo pode ser realizado por meio de gráficos das partes reais (Re) e imaginárias (Im) da impedância da antena. Na Figura 5.49 é apresentado o resultado simulado em Ω , em que percebe-se os valores para as frequências e impedâncias próximas de 50Ω em: 5,96 GHz e 5,98 GHz. Além disso, é mostrado que outros modos são gerados na antena com metamaterial com resultados da antena sem metamaterial.

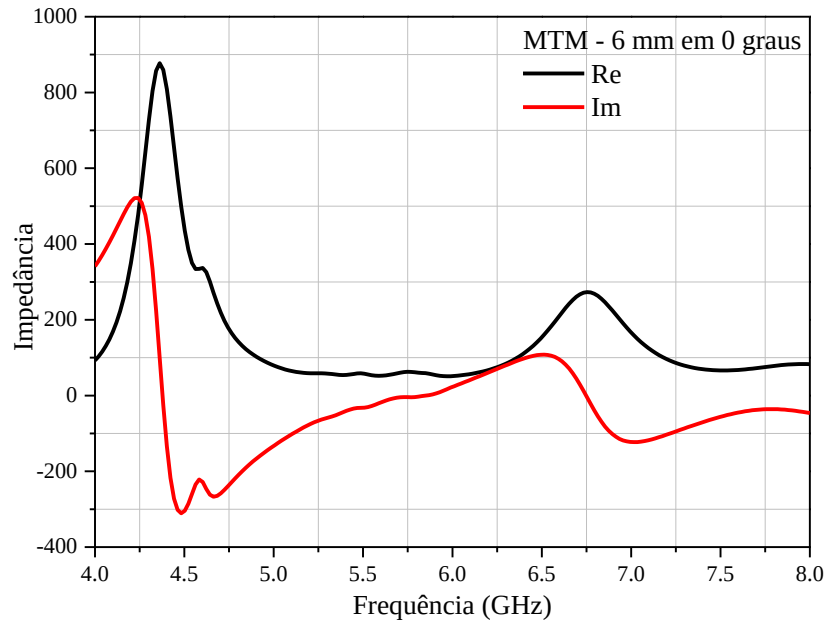


Figura 5.49: Diagrama retangular da Carta de Smith para 6 mm em 0 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.50 mostra os diagramas em 2D e 3D para 0 graus, em que a antena apresenta um ganho total de 5,431 dB, assim como o maior ganho é alcançado quando teta é aproximadamente -10 graus. A Figura 5.51 apresenta a Co-Polarização e Polarização cruzada para o campo elétrico (E) e o campo magnético (H) em 5,8 GHz,

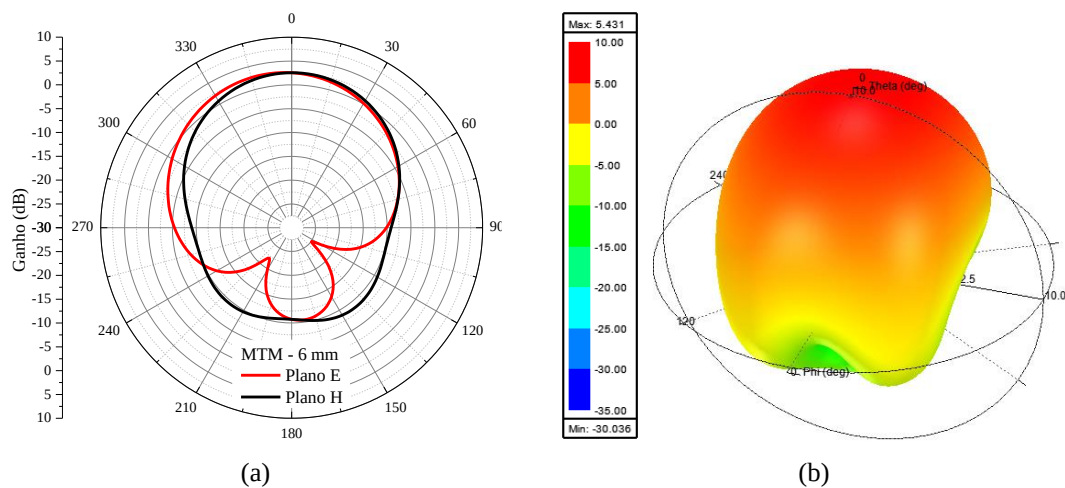


Figura 5.50: Diagramas para a antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus (a) 2D e (b) 3D.

Fonte: (Autor, 2020)

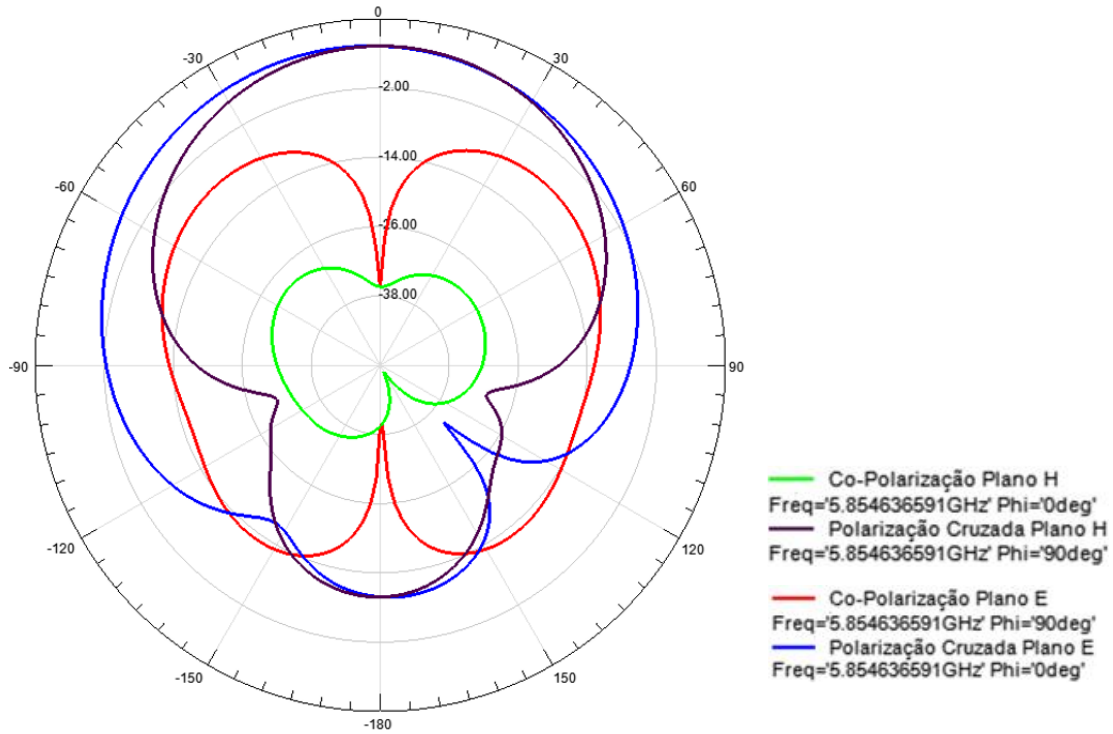


Figura 5.51: Diagramas para a Co-Polarização e a Polarização cruzadas nos planos E e H na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus.

Fonte: (Autor, 2020)

A Figura 5.52 ilustra o comportamento simulado da distribuição do campo elétrico no elemento radiante e no plano de terra para a frequência de 5,8 GHz. A Figura 5.53 mostra a densidade de corrente nas superfícies das células ressoadoras, em que se observa os locais com maior concentração próximo ao *patch*.

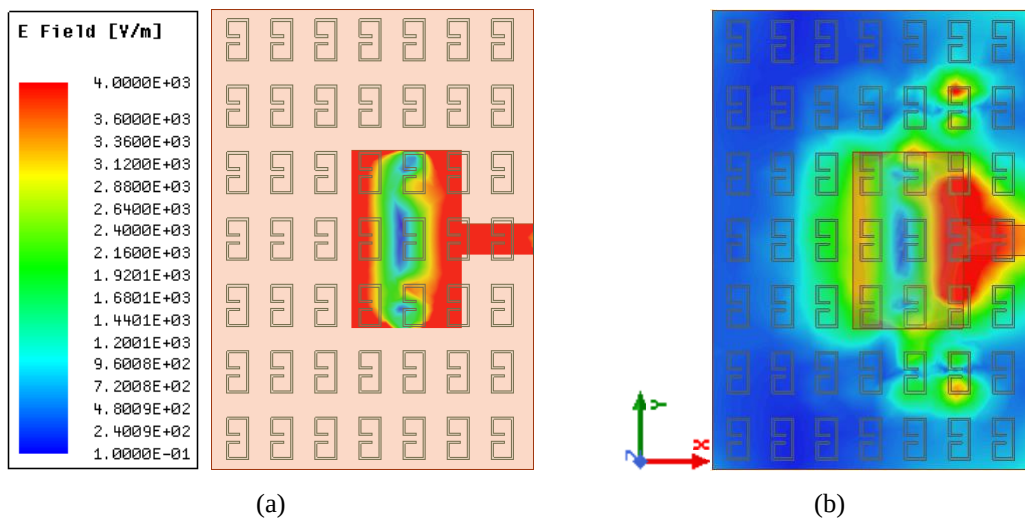


Figura 5.52: Distribuição do campo elétrico da antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus (a) *Patch* e (b) Plano de Terra.

Fonte: (Autor, 2020)

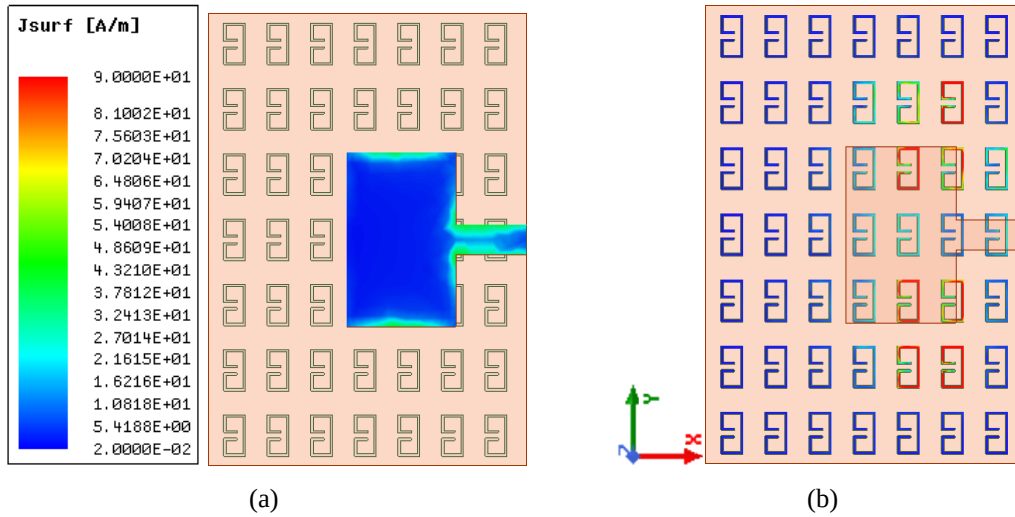


Figura 5.53: Densidade de corrente na antena com MTM e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus (a) Patch e (b) Arranjo de células.

Fonte: (Autor, 2020)

5.3.4 Comparação da Antena Sem e Com Metamaterial Rotacionado em 0 Graus

Para o comparativo do parâmetro S_{11} , representado na Figura 5.54, foram analisadas as variações de $\lambda_0 = 4$ mm, $\lambda_0 = 5$ mm e $\lambda_0 = 6$ mm em 0 graus para a frequência de 5,8 GHz. Assim, apresentam um aumento da largura de banda, além de uma variação da frequência. A introdução do metamaterial na antena possibilitou melhor desempenho, como apresentado através do coeficiente de reflexão e largura de banda, visto que neste estudo de caso, houve a redução de material metálico e dos efeitos por perdas, conforme a Tabela 5.5.

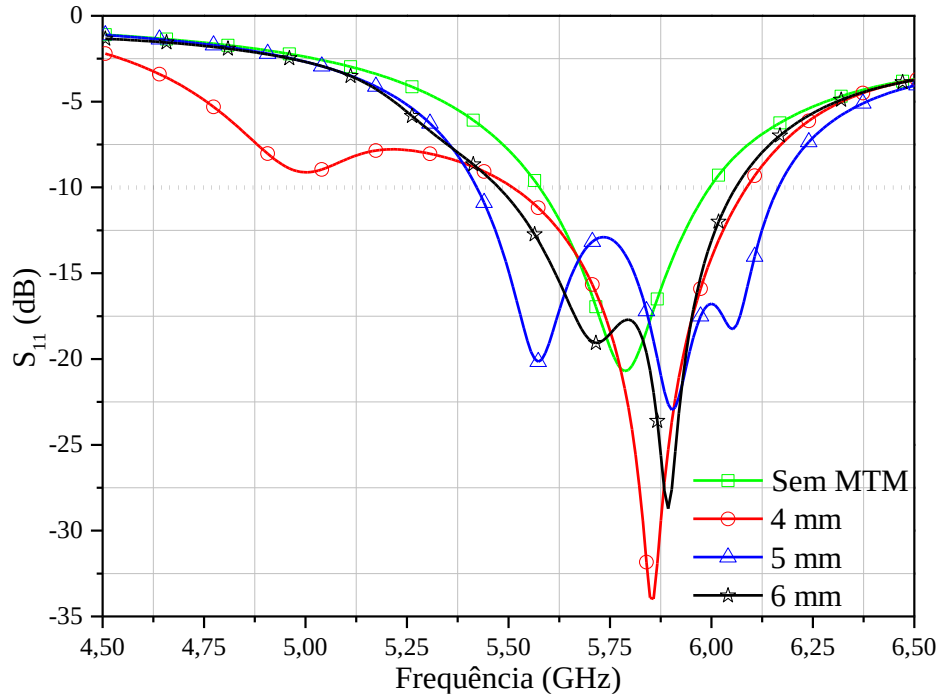


Figura 5.54: Coeficiente de reflexão dos arranjos em 0 graus para a $\lambda_0 = 4\text{ mm}$, $\lambda_0 = 5\text{ mm}$ e $\lambda_0 = 6\text{ mm}$.

Fonte: (Autor, 2020)

Tabela 5.4: Comparação dos resultados simulados para 0 graus das antenas sem e com células MTMs rotacionadas.

Antena	Frequência de Ressonância (GHz)	Coeficiente de Reflexão (S_{11})	Largura de Banda (MHz)
Sem MTM	5,80	-20,41	440
$\lambda_0 = 4$	5,80	-23,93	580
$\lambda_0 = 5$	5,80	-14,66	740
$\lambda_0 = 6$	5,80	-17,77	570

Fonte: (Autor, 2020).

5.3.5 Considerações Gerais das Antenas com Metamateriais Rotacionados

Os resultados demonstraram que para os arranjos dispostos no ângulo de 0 graus a ressonância surge, obtendo maior largura de banda. À medida que a inclinação aumenta, o campo elétrico passa a induzir dipolo elétrico entre a parte superior e inferior do CLL que ao somar-se com os efeitos das cargas já existentes, modificam o comportamento das frequências de ressonância. Além disso, percebe-se uma degeneração da frequência do modo fundamental,

devido a distribuição de bandas de frequências e precarização do casamento de impedância para angulações maiores.

Para a variação do espaçamento entre as células, na direção $\pm\hat{y}$, verifica-se que o aumento da λ_0 influencia nos efeitos de indutâncias e capacitâncias mútuas entre as células, provocando a diminuição de frequências ressonantes nas curvas.

Por fim, a imersão do metamaterial no substrato possibilitou um melhor desempenho, principalmente no coeficiente de reflexão e largura de banda.

5.4 Trabalhos da Literatura em Comparação aos Projetos Propostos

A partir dos resultados obtidos neste trabalho para os arranjos de células, nesta seção serão apresentadas na Tabela 5.5 um resumo comparativo dos parâmetros, para os resultados das antenas sem e com MTM, além de antenas com arranjos sem rotação e rotacionados. Com o objetivo de validar os resultados, é apresentado um comparativo entre diversos trabalhos da literatura e os trabalhos propostos nesta tese, nos quais é possível analisar a frequência em que a antena opera, o tipo de ressonador utilizado na confecção do metamaterial, a largura de banda fracionado (LBF) alcançado, o ganho dessas antenas com as células e o tipo de angulação utilizado pelas células metamateriais na construção das antenas.

Tabela 5.5: Comparação dos parâmetros propostos da antena com outras da literatura.

Referência	f_r (GHz)	Ressorador Metamaterial	LBF (%)	Ganho (dB)	Posição da Célula (0° e 90°)
[9]	5,5	MTM baseado em ENG-TL	10,86	4,17	0°
[10]	3,07 – 19,91	SRR Circular	146,56	5,62; 8,57	0°
[11]	2,28; 2,65; 4,8; 5,89; 8,73	RCSRR Retangular	7,01; 5,66; 9,16; 5,43; 5,38	2,16; 1,91; 2,65; 2,81; 3,01	0°
[12]	5,2; 5,8	SRR Quadrado	31,37	4,0	0°
[15]	10; 303	SRR Quadrado	---	1,5; 1,1	90°
[16]	5,63; 5,76	SRR Quadrado	5,86; 4,16	4,4; 5,22	0°
[17]	3,19	SRR Quadrado	600	3,18	0°
[19]	2,45	SRR Quadrado	2,1	---	90°
[20]	2,46	SRR Quadrado	3,2	---	90°
[22]	5,4	SRR Quadrado	8	---	90°
[24]	1,8; 2,4	SRR Hexagonal	81,63; 25,14	---	0°
[25]	1020	SRR Circular	4,12	5,75	0°
[28]	3,08 - 14,10	SSRR Circular	128,28	4,54 - 6,12	0°
[29]	2,44	Híbrido (SRR, CSRR) Quadrado	5,8	1,45	0°
[31]	5,8	CLL	65,5	10	0°
[48]	6; 16	SRR Quadrado	---	3,74	90°
[64]	1,7; 2,25 3,25	SRR Quadrado SRR Fractal	---	---	90°
Proposta 1	5,3; 5,96	CLL ($A_0 = 4$ mm)	8,17	5,2	0°
	5,6; 6,08	CLL ($A_0 = 5$ mm)	8,54	5,4	0°
	5,79; 6,02	CLL ($A_0 = 6$ mm)	6,93	5,37	0°
Proposta 2	5,8	CLL ($A_0 = 4$ mm)	9,82	5,22	0°
	5,8	CLL ($A_0 = 5$ mm)	12,8	2,7	0°
	5,8	CLL ($A_0 = 6$ mm)	9,87	5,43	0°

Fonte: (Adaptado de [74])

Capítulo 6

Conclusões e Trabalhos Futuros

No presente trabalho, foi realizado o estudo da influência de células metamateriais do tipo CLL em projetos, imersas no substrato das antenas de microfita retangular em forma de arranjos para aplicações em 5,8 GHz. Para isso, foram apresentados conceitos importantes para o desenvolvimento do trabalho a fim de contribuir na parte teórica do estudo, assim como na construção de protótipos. O uso de metamateriais nas antenas de microfita se torna interessante, pois permite a obtenção das propriedades eletromagnéticas não encontradas na natureza e em meios materiais comuns. Na construção dos protótipos, as células são relativamente simples de projetar e construir.

Inicialmente, foi verificado e analisado o projeto da célula metamaterial para atender a frequência desejada dos projetos das antenas. Logo, utilizou-se de resultados obtidos através do *software* HFSS® e medições práticas, sendo possível observar a influência da geometria e seu tamanho para a variação da permissividade elétrica, permeabilidade magnética e índice de refração, conseqüentemente, influenciando na frequência desejada de 5,8 GHz. Além disso, as alterações na permissividade elétrica obtendo valores altos, se torna benéfico para o desenvolvimento de circuitos de micro-ondas, devido o poder de confinamento dos campos elétrico e magnético [64].

Em seguida, estudou-se os projetos das antenas retangulares de microfita sem metamaterial e com células metamaterial imersas no substrato. As antenas também foram analisadas computacionalmente através do *software* HFSS® para dois casos: No primeiro caso as células obedeceram uma distribuição periódica de 9 x 7 elementos, e no segundo caso uma distribuição periódica de 7 x 7 elementos ressoadores, com rotações na direção $\pm\hat{y}$. Foi possível observar a influência do arranjo de células nos parâmetros da antena e na mudança dos parâmetros eletromagnéticos, como a permissividade elétrica e permeabilidade magnética do material, coeficiente de reflexão, largura de banda, diagrama de radiação, casamento de impedância, distribuição de campo elétrico e densidade de corrente elétrica.

No primeiro caso, o arranjo de células estava mais agrupado, provocando com isso maior acoplamento entre as células e perdas elétricas. A medida em que o arranjo sofre variação na direção $\pm\hat{y}$ ($\lambda_0 = 4$ mm, $\lambda_0 = 5$ mm e $\lambda_0 = 6$ mm), variações nos parâmetros são perceptíveis,

assim como surgem modos indesejados. No segundo caso, o arranjo sofreu uma redução na quantidade de células e ficou centralizado. Além disso, as células sofreram rotações de 0 a 90 graus na direção $\pm\hat{y}$, em intervalos de 15 graus, dessa forma, observou-se redução nas perdas e o aumento na largura de banda em comparação ao primeiro caso. Ainda verificou-se que o aumento da rotação implicou na variação da frequência, coeficiente de reflexão, e casamento de impedância. Para a frequência de 5,8 GHz a λ_0 de 6 mm teve maior ganho. Por fim, o agrupamento das células mostrou maior acoplamento quando a variação na direção $\pm\hat{y}$ é menor, e menor densidade de corrente nas células com maiores distâncias.

Além disso, com o objetivo de validar os resultados, foi realizado o processo de fabricação das antenas sem e com metamaterial para o primeiro estudo de caso. No segundo caso foi realizado apenas simulações, sendo que ambos os casos foram obtidos parâmetros relevantes inferiores a -10 dB, por utilizar nas simulações e prática os conceitos de teoria de antenas, assim como metamaterias. Além disso, foi possível observar e comparar o comportamento real dos protótipos com as simulações realizadas, em que mostrou resultados próximos.

Sendo assim, é importante ressaltar as contribuições desta tese:

- Análise da influência do metamaterial nos parâmetros eletromagnéticos;
- Proposta de um substrato metamaterial para construção de antenas;
- Propostas de um substrato com células rotacionadas;
- Proposta de uma alternativa para melhorar alguns parâmetros da antena;

Por fim, os resultados deste trabalho possibilitam sugestões para trabalhos futuros, como:

- Análise de variações da geometria nas células;
- Aplicação de novas células no projeto das antenas e analisar o desempenho;
- Análise de variações nos arranjos para melhorar o desempenho da antena;
- Análise da influência sem periodicidade da distribuição das células;
- Construção de outros modelos de substrato com metamateriais;
- Modelagem matemática do novo substrato;
- Técnicas de otimização das células;
- Técnicas de otimização por algoritmos para auxiliar na distribuição das células no substrato;
- Utilização de substratos com multicamadas e com células metamateriais.

Referências Bibliográficas

- [1] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2005.
- [2] M. A. Oliveira, E. E. C. Oliveira, A. G. Neto, M. Silva, J. J. P. Gonçalves e J. N. Cruz, “Análise Paramétrica em Uma Antena Patch Retangular de Microfita com Fendas”, *Revista INNOVER*, vol. 1, no. 4, Dez. 2014.
- [3] P. F. S. Júnior, “Projeto de Antena Biospinradas em Plantas para Sistemas de Comunicação Sem Fio”, Tese de Doutorado, IFPB, João Pessoa, BR, 2015.
- [4] E. T. Rahardjo, F. Y. Zulkifli, Basari, D. Y. Herwanto and J. T. S. Sumantyo, “Circularly Polarized Microstrip Antenna Array for UAV Application”, *Antennas Propagation (ISAP), 2013 Proceeding of the International Symposium on*, 2013. vol. 02, p. 870-872.
- [5] F. A. A. de Souza, “Aplicação de DGS em Formato H para Supressão e Atenuação de Modos de Ordem Superior em Antenas Microfitas”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2020.
- [6] OPENTECHDIARY, 2020. Disponível em:
<https://opentechdiary.wordpress.com/2015/07/18/part-4-a-walk-through-internet-of-things-iot-basics/>. Acesso em: 20 de Agosto de 2020.
- [7] T. A. Elwi, “Novel UWB Printed Metamaterial Microstrip Antenna Based Organic Substrate for RF-Energy Harvesting Applications”, *Intern. Journal of Elect. and Commun.*, vol. 101, pp. 44-53, March 2019.
- [8] D. A. Ketzaki and T. V. Yioultsis, “Metamaterial-Based Design of Planar Compact MIMO Monopoles”, *IEEE Trans. on Antennas and Prop*, vol. 61, no. 5, pp. 2758–2766, Jan. 2013.
- [9] M. Ameen and R. K. Chaudhary, “Metamaterial-Based Circularly Polarised Antenna Employing ENG-TL With Enhanced Bandwidth for WLAN Applications,” *Electronics Letters*, vol. 54, no. 20, pp. 1152-1154, Oct. 2018.
- [10] M. M. Islam, M. T. Islam, M. Samsuzzaman and M. R. I. Faruque, “Compact Metamaterial Antenna for UWB Applications,” *Electronics Letters*, vol. 51, no. 16, pp. 1222-1224, Aug. 2015.

- [11] T. Ali, A. W. S. Mohammad, R. C. Biradar, J. Anguera and A. Andújar, “A Miniaturized Metamaterial Slot Antenna for Wireless Applications”, *Int. Journal Electron. Commun.*, vol. 82, pp. 368-382, Dec. 2017.
- [12] S. Roy, K. L. Baishnab and U. Chakraborty, “Beam Focusing Compact Wideband Antenna Loaded With Mu-negative Metamaterial for Wireless LAN Application”, *Progress In Electrom. Research*, vol. 83, pp. 33-44, Jan. 2018.
- [13] D. C. Ochoa, D. E. Senior, F. Lopes and E. R. Vera, “Performance Analysis of a Microstrip Patch Antenna Loaded with Array of Metamaterial Resonators”, *Intern. Symposium on Ant. and Propagation (APSURSI)* 2016.
- [14] P. K. Singh and G. Saini, “Log – Periodic Terahertz Antenna with Square SRR Metamaterial Superstrate”, *Int. Journal of Engineering Research & Technology*, vol. 5, no. 7, Jul. 2016.
- [15] A. A. A. Abdelrehim and H. G. Shiraz, “High Performance Terahertz Antennas Based on Split Ring Resonator and Thin Wire Metamaterial Structures”, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 2, pp. 382-389, Dec. 2016.
- [16] J. L. da Silva, H. D. de Andrade, H. C. C. Fernandes, B. T. Isaac, I. S. Q. Júnior, J. P. P. Pereira and A. S. S. Neto “Microstrip Patch Antenna Project With Split Ring Resonator Periodically Arrayed on the Substrate”, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, no. 12, pp. 2715–2720, Sep. 2015.
- [17] P. Dawar, N. S. Raghava and N. S., A. T. L. De, “UWB Metamaterial-Loaded Antenna for C-Band Applications”, *Int. Journal of Ant. and Propag.*, vol. 82, pp. 368-382, Jan. 2019.
- [18] M. Koutsoupidou, N. Uzunoglu and I. S. Karanasiou, “Antennas on metamaterial substrates as emitting components for THz biomedical imaging”, *International Conference on Bioinformatics*, 2012.
- [19] P. Mookiah and K. R. Dandekar, “Performance Analysis of Metamaterial Substrate Based MIMO Antenna Arrays,” *IEEE Global Telecommunications Conference*, New Orleans, Dec. 2008.
- [20] P. Mookiah and K. R. Dankear, “Metamaterial-substrate antenna array for MIMO communication system,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 3283-3292, July 2009.
- [21] R. O. Ouedraogo, E. J. Rothwell, A. R. Diaz, K. Fuchi and A. Temme, “Miniaturizations of patch antennas using a metamaterial-inspired technique,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 5, pp. 2175-2182, May 2012.

- [22] H. E. A. Mahyoub and N. N. Kisel, “Study the Characteristics of Microstrip Antenna with SRR-Material Substrate,” *IEEE Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves Conference*, Divnomorskoe, pp. 160-163, June 2019.
- [23] J. H. C. Morais and S. Silva, “New Metamaterial Structure with SRR in the Shape of Split Equilateral Triangles for Application in Microstrip Antenna”, *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 56, no. 6 pp. 1397–1401, June 2014.
- [24] T. Alam, M. R. I. Faruque and M. T. Islam, “Specific Absorption Rate Reduction of Multi-Standard Mobile Antenna with Double-Negative Metamaterial”, *Electronics Letters*, vol. 51, no. 13, pp. 970-971, June 2015.
- [25] A. T. Devapriya and S. Robinson, “Investigation on Metamaterial Antenna for Terahertz Applications”, *Journal of Microw, Opt. and Electrom. Applic.*, vol. 18, no. 3, pp. 377-389, Set. 2019.
- [26] D. C. Corrêa, U. C. Resende, F. S. Bicalho and Y. S. Gonçalves, “Design, Optimization and Experimental Evaluation of a F-shaped Multiband Metamaterial Antenna”, *Journal of Microw. Opt. and Electrom. Applic.*, vol. 17, no. 4, pp. 590-603, Dec. 2018
- [27] Q. L. Zhang, L. M. Si, Y. Huang, X. Lv and W. Zhu, “Low-Index-Metamaterial for Gain Enhancement of Planar Terahertz Antenna”, *AIP Advances*, vol. 4, Nov. 2014.
- [28] S. S. Al-Bawri, H. H. goh, M. S. Islam, H. Y. Wong, M. F. Jamlos, A. Narbudowicz, M. Jusoh, T. Sabapathy, R. Khan and M. T. Islam, “Compact Ultra-Wideband Monopole Antenna Loaded With Metamaterial”, *Sensors*, vol. 20, no. 3, Jan. 2020.
- [29] A. E. Hidalgo and F. M. Rizo, “Antena de Microcinta con Estructura Híbrida Metamaterial para 2.4 GHz”, *Revista Chilena de Ingeniería*, vol. 27, no. 1, pp. 22-23, Jun. 2019.
- [30] C. Fang and F. Xu, “Miniaturized Active Metamaterial Resonant Antenna with Improved Radiation Performance Based on Negative-Resistance-Enhanced CRLH Transmission Lines”, *IEEE Anten. and Wirel. Prop.*, vol. 17, no. 7, pp. 1162–1165, May 2018.
- [31] A. H. Jabire, H. Zheng, A. Abdu and Z. Song, “Characteristic Mode Analysis and Design of Wide Band MIMO Antenna Consisting of Metamaterial Unit Cell”, *Electronics*, vol. 8, no. 1, p. 68, Jan. 2019.
- [32] F. Ma, Y. S. Lin, X Zhang and C. Lee. “Tunable Multiband Terahertz Metamaterial using a Reconfigurable Electric Split-Ring Resonator Array”, *Ligth: Science & Applications*, vol. 3, p.e171, May 2014.

- [33] E. R. Vera, G. A. Osorio, M. A. Correa and D. E. Senior, "A Submersible Printed Sensor Based on a Monopole-Coupled Split Ring Resonator for Permittivity Characterization," *Sensors*, vol. 19, no. 8, pp. 1-12, Apr. 2019.
- [34] E. Ahamed, M. R. I. Faruque, M. F. B. Mansor and M. T. Islam, "Polarization-Dependent Tunneled Metamaterial Structure with Enhanced Fields Properties for X-band Application," *Results in Physics*, vol. 15, Dec. 2019.
- [35] H. D. Andrade, "Desenvolvimento de um Ressonador Retangular de Fenda com Múltiplas Camadas de Substrato e com Utilização de Material PBG para Sistemas de Comunicação Sem Fio", Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2013.
- [36] J. P. P. Pereira, "Estruturas PBG Periódicas e Quase Periódicas em Antenas de Microfita com Aplicação em Veículos Aéreos Não Tripulados", Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2016.
- [37] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas – The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, New York, USA: The IEEE, Inc., 1995.
- [38] A. S. Maia, "Estudo do Comportamento dos Parâmetros de Antenas de Microfita Utilizando Diferentes Configurações de Arranjos de Estruturas EBG/PBG", Dissertação de Mestrado, UFERSA, Mossoró, BR, 2016.
- [39] J. H. C de Moraes, "Estudo de Antenas Patches de Microfitas Miniaturizadas em Banda Larga para Aplicação em Dispositivos Móveis e Portáteis", Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal, BR, 2011.
- [40] S. M. Wentworth, *Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia*, LTC, 2006.
- [41] M. D. Soares. Tutorial Banda Larga: WLAN X Sistemas Móveis Celulares. 2004. Disponível em: <http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwlanx/pagina_3.asp>. Acesso em Julho 2020.
- [42] J. R. James and P. S. Hall, "*Handbook of Microstrip Antennas*". London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [43] A. N. da Silva, "Novas Técnicas de Otimização de Casamento de Impedância de Antenas Planares para Sistemas de Comunicação Sem Fio", Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2019.

- [44] N. K. Uzunoglu, N. Alexopoulos and J. Fikioris. “Radiation Properties of Microstrip Dipoles”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol 27, no. 6, p. 853-858. Nov. 1979.
- [45] Y. T. Lo, D. Solomon and W. F. Richards. “Theory and Experiment on Microstrip Antennas”, *IEEE Transactions Antennas Propagation*, vol. 27, n. 2, p. 137–145, Mar. 1979.
- [46] S. M. de Holanda, “Estudo e Desenvolvimento de Antenas de Microfita Utilizando Tecido de Malha a Base de Fibras Têxteis Compostas”, Dissertação de Mestrado, UFERSA, Mossoró, BR, 2016.
- [47] R. C. Filho, ”Desenvolvimento de Substrato Cerâmico BiNbO4 para Antenas de Microfita de Sistemas de Comunicação Sem Fio”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2010.
- [4857] J. L. da Silva, ”Estudo do Comportamento de Antena de Microfita com Substrato Metamaterial”, Dissertação de Mestrado, UFERSA, Mossoró, BR, 2015.
- [49] F. C. B. de Sena, “Otimização de Estruturas DGS e PBG em Antenas de Microfita Retangular Usando Algoritmo Genético”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2018.
- [50] UNESPE, 2020. Disponível em: <<http://www.unespeletromag.com/pdf/EM2AULA17.pdf>>. Acesso em: 20 de Novembro de 2020.
- [51] J. L. da Silva, ”Implementação da estrutura EBG em Antenas de Microfitas e Polarização Linear-Circular com Metasuperfície para WLAN”, Tese de Doutorado, UFRN, Natal, BR, 2018.
- [52] WIRELESS EDGE LTD., 2020. Disponível em: <<https://qrznow.com/vhfuhf-antenna-polarization-and-testing/>>. Acesso em: 20 de Novembro de 2020.
- [53] QRZNOW, 2020. Disponível em: <<https://qrznow.com/vhfuhf-antenna-polarization-and-testing/>>. Acesso em: 20 de Novembro de 2020.
- [54] C. de L. Nóbrega, “Otimização dos Parâmetros de Monopolos Planares de Microfita para Alpicações em sistemas de Banda Ultra Larga”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal, BR, 2008.
- [55] V. A. A. Filho, “ Arranjo de Log-Periódicos Compactos em Microfita com Elementos Fractais de Koch”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal, BR, 2010.
- [56] T. V. Barra, “Um Ambiente Evolutivo para Apoio ao Projeto de Antenas de Microfita”, Dissertação de Mestrado, UNICAMP, Campinas, BR, 2007.

- [57] J. L. T. Garzón, “Desenvolvimento e Implementação de Antena Planar para Aparelhos Celulares”, Dissertação de Mestrado, UFRGS, Porto Alegre, BR, 2013.
- [58] D. A. Ketzaki and T. V. Yioultis, “Metamaterial-based design of planar compact MIMO monopoles,” *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 61, pp. 2758–2766, Jan. 2013.
- [59] W. J. Krzysztofik and T. N. Cao, “Metamaterial in Application to Improve Antenna Parameters,” *Metamaterial and Metasurfaces*, London, UK: Interchopen, 2018, ch. 4, pp. 63 – 85 [Online], Jan. 2013. Acesso: <https://www.intechopen.com/books/metamaterials-and-metasurfaces/metamaterials-in-application-to-improve-antenna-parameters>
- [60] L. V. Muniz, “Projeto, Fabricação e Caracterização Experimental de metamateriais Quirais para Biossensoriamento na Faixa de Micro-ondas”, Dissertação de Mestrado, USP, São Carlos, BR, 2013.
- [61] F. A. de Oliveira, “Projeto e Caracterização de Metamateriais com Menor Atenuação na Faixa de Micro-ondas”, Trabalho de Conclusão de Curso, UFU, Patos de Minas, BR, 2016.
- [62] A. J. Feliciano, “Antena Impressa com Substrato de Metamaterial Desenvolvido com Anéis Metálicos Fendidos Circulares Concêntricos”, Dissertação de Mestrado, INATEL, Santa Rita do Sapucaí, BR, 2016.
- [63] C. Caloz and T. Itoh, *Eletromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. EUA, Wiley-IEEE Press, 2006.
- [64] V. F. de Barros, “Estudo do Efeito de Substratos Metamateriais em Parâmetros de Antenas de Microfita”, Dissertação de Mestrado, UFRN, Natal, BR, 2012.
- [65] I. G. Barbosa, “Projetos de Antenas Inspiradas em Topologias Metamateriais com Grafite”, Trabalho de Conclusão de Curso, UFU, Palmas, BR, 2020.
- [66] A. Salim and S. Lim, “Review of Recent Metamaterial Microfluidic Sensors,” *Sensors*, vol. 18, n. 1, pp. 1-25, Jan. 2018.
- [67] Z. Aripin, Kusnandar, A. Najmurokhman and A. Munir, “Compact SRR Microstrip BPF for Wireless Communication,” *International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering*, 2015.
- [68] I. B. T. da Silva, “Projeto e Análise de Antena de Microfita com Utilização de Metamaterial do Tipo CSRR”, Dissertação de Mestrado, UFERSA, Mossoró, BR, 2014.
- [69] I. B. T. da Silva, H. D. de Andrade, J. L. da Silva, H. C. C. Fernandes and J. P. P. Pereira, “Design of Microstrip Patch Antenna with Complementary Split Ring Resonator Device for

Wideband Systems Application,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 57, n. 6, pp. 1326-1330, 2015.

[70] C. M. S. C. Amaral, ”Lentes de Campo Próximo Baseads em Metaaterial para Antenas RFID”, Trabalho de Conclusão de Curso, PUC-Rio, Rio de Janeiro, BR, 2017.

[71] F. Bilotti, A. Toscano and L. Vegni. “Design of Sperial and Multiple Split Ring Resonators for the Realization of Miniaturized Metamaterial Sample”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol. 55, n. 8, pp. 2258-2267. Aug. 2007.

[72] S. K. Patel and C. Argyropoulos, “Enhanced Bandwidth and Gain of Compact Microstrip Antennas Loaded With Multiple Corrugated Split Ring Resonators”. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*. vol. 30, n. 7, pp. 945-961, May 2016.

[73] A. Erentok, P. L. Luljak and R. W. Ziolkowski, “Enhanced Bandwidth and Gain of Compact microstrip antennas Loaded With Multiple Corrugated Split Ring Resonators”. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol. 30, n. 7, pp. 945-961, May 2016.

[74] A. Erentok, D. Lee and R. W. Ziolkowski, “Numerical Analysis of a Printed Dipole Antenna Integrated With a 3-D AMC Block”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. vol. 6, pp. 134-136, April 2007.

[75] H. X. de Araújo, “Projeto e Implementação de Câmara GTEM – Giga Hertz Transverse Electromagnetic para Testes Compatibilidade Eletromagnética de Circuitos e Sistemas Eletrônicos”, Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, BR, 2012.

[76] H. X. Araújo and L. C. Kretly, “The Effect of Metamaterial to Improve the Septum GTEM Chamber Performance,” *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)* 2011.

[77] A. M. Lima, N. H. O. Cunha and J. P. da Silva, “Effect of Metamaterial Cells Array on a Microstrip Patch Antenna Design”. *Journal of Mic., Optoe. And Electromg. Applications*. vol. 19, n. 3, pp. 327-342, Sep. 2020.

[78] A. Sethi and R. Rajni, “Determination of electromagnetic Parameters of a New Metasurface Comprising of Square Loop”. *Journal of Engineering Science and Technology*. vol. 13, n. 1, pp. 48-57, Jan. 2018.

[79] A. H. Jabire, H. X. Zheng, A. Abdu and Z. Song, “Characteristic Mode Alaysis and Design of Wide Band MIMO Antenna Consisting of Metamaterial Unit Cell”. *Eletronics*. vol. 8, n. 1, pp. 179-189, Jan. 2019.

[80] D. R. Smith, J. B. Pendry and M. C. K. Wiltshire, “Metamaterial and Negative Refractive Index”. *Science*. vol. 305, pp. 788-792, Aug. 2004.

- [81] M. T. Islam, Md. N. Rahman, Md. Samsuzzaman, M. F. Mansor and N. Misran, "Resonator-Inspired Metamaterial Sensor: Design and Experimental Validation for Measuring Thickness of Multi-Layered Structures", *Sensors*, vol. 18, n. 12, pp. 1–20, Dec. 2018.
- [82] HFSS™, "Getting Started with HFSS: Floquet Ports", *Technical Report*, 2016.
- [83] R. W. Ziolkowski, "Design, Fabrication, and Testing of Double Negative Metamaterials," *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 51, n. 7, pp. 1516-1529, July 2003.
- [84] A. B. Numan and M. S. Sharawi, "Extraction of Material Parameters for Metamaterials Using a Full-Wave Simulator," *IEEE Trans. on Antennas and Prop.*, vol. 55, no. 5, pp. 202-211, Oct. 2013.
- [85] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*. China: Prentice Hall, 1989.
- [86] F. C. B. de Sena, J. P. da Silva, J. P. P. Pereira and A. O. Guimarães, "Inset-Fed Rectangular Microstrip Antenna Optimized by Genetic Algorithm", *Microw. Opl. Technol. Lett.*, vol. 59, no. 1, pp. 105-109, Jan. 2017.
- [87] M. A. Martin and A. I. Sayeed, "A Design Rule for Inset-fed Rectangular Microstrip Patch Antenna". *WSEAS Transactions on Communications*, vol 9, no. 1, p. 63-72, Jan. 2010.
- [88] M. M. Hosain, S. Kumari and A. K. Tiaway, "Compact Filtenna for WLAN Applications," *Journal of Microw. and Electromagnetic Applications*, vol. 18, no. 1, pp. 70-79, Mar. 2019.
- [89] J. S. Hong and M. J. Lancaster, "Couplings of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2099-2109, Nov. 1996.
- [90] L. Cong, Y. K. Srivastava and R. Singh, "Near-field Inductive Coupling Induced Polarization Control in Metasurfaces," *Advanced Optical Materials*, vol. 4, pp.848-852, Mar. 2016.
- [91] Y. H. Chen, C. C. Chen, A. Ishikawa, M. H. Shiao, Y. S. Lin, C. N. Hsiao, H. P. Chiang and T. Tanaka, "Interplay of Mutual Electric and Magnetic Couplings Between Three-Dimensional Split-Ring Resonators," *Optics Express*, vol. 25, no. 3, Feb. 2017
- [92] P. F. da S. Júnior, "Projeto de Antenas Bioinspiradas em Plantas para Sistemas de Comunicação Sem Fio", Dissertação de Mestrado, IFPB, João Pessoa, BR, 2015.
- [93] Md. M. Hasan, M. Rahman, M. R. I. Faruque, M. T. Islam and U. Khandaker, "Electrically Compact SRR-Loaded Metamaterial Inspired Quad Band Antenna for Bluetooth/WiFi/WLAN/WiMAX System," *Electronics*, vol. 8, no. 7, p. 790, July 2019.

[94] V. G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances With Simultaneously Negative Values of ϵ and μ ," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, Jan. 1968.

[95] D. R. Smith, J. B. Pendry and M. C. K. Witshire. "Metamaterial and Negative Refractive Index," *Science*, vol. 305, no. 7-8, pp. 28-35, July-Aug. 2006.