

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GERALDO FULGÊNCIO DE OLIVEIRA NETO

ANTENA MICROFITA COM FENDAS E SAR REDUZIDA
ATRAVÉS DE AMC PARA APLICAÇÕES 5G

Porto Alegre

2022

GERALDO FULGÊNCIO DE OLIVEIRA NETO

**ANTENA MICROFITA COM FENDAS E SAR REDUZIDA
ATRAVÉS DE AMC PARA APLICAÇÕES 5G**

Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Engenharia da Computação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Álvaro Augusto de A. Salles

Porto Alegre

2022

GERALDO FULGÊNCIO DE OLIVEIRA NETO

**ANTENA DE MICROFITA COM FENDAS E SAR REDUZIDA
ATRAVÉS DE AMC PARA APLICAÇÕES 5G**

Orientador: _____

Prof. Dr. Álvaro Augusto de Almeida Salles, UFRGS

Doutor pela University of London, UL, Inglaterra.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa, UNICAMP

Doutor pelo Imperial College London– Londres, Inglaterra

Prof. Dr. Gilson Inácio Wirth - PPGEE/UFRGS

Doutor pela Universitaet Dortmund, Unido, Alemanha

Prof. Dr. Sergio Bampi - PPGCC / UFRGS

Doutor pela Stanford University Califórnia, EUA

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Sérgio Luís Haffner

AGRADECIMENTOS

Este trabalho não seria possível sem a dedicação, receptividade, incentivo e o entusiasmo do Prof. Álvaro Augusto de Almeida Salles, cuja experiente orientação agradeço imensamente.

Aos professores Claudio Rodríguez, Giovani Bulla e ao colega Norton Soares, pelo auxílio e contribuições durante o andamento da pesquisa.

Aos professores membros da banca, por aceitarem o convite e contribuírem para este trabalho.

À minha mãe, Guadalupe Lopes Guerra (In Memoriam), pelo cuidado, dedicação e balizamento moral que trouxeram dignidade à minha caminhada e deram-me a certeza de que não estou sozinho.

À minha mulher, Ângela Dias da Silva, pela paciência, incentivo e tempo cedido para desenvolvimento da pesquisa.

Aos meus filhos: Carolina, Geraldo e Giovana, que trazem alegria para minha vida e são a principal razão deste esforço.

À CAPES, pelo suporte financeiro.

RESUMO

As técnicas de inteligência computacional geralmente imitam aspectos do comportamento humano, tais como: aprendizado, percepção, raciocínio, evolução e adaptação. Desta forma, muitos sistemas foram desenvolvidos utilizando conceitos e princípios da evolução natural das espécies como estratégia de otimização. Este trabalho envolve os algoritmos evolutivos na metodologia de aprimoramento de projeto de antena de microfita (BALANIS, 2016) banda dupla (EJAZ, 2020) com fendas para aplicações 5G. Além disso, a mesma metodologia foi empregada no desenvolvimento de estrutura metamaterial AMC ("Artificial Magnetic Conductor"), com a finalidade de aprimorar as características de operação. O plano AMC (LIMA, 2020) é formado usando uma matriz 2 x 2 de células unitárias, cada uma com formação em U e elemento reconfigurável. Os resultados comparados com antena sem AMC indicam que o sistema fornece aumento na diretividade e redução da SAR a ser discutida no texto.

Palavras-chave: Antena de microfita com fendas, antenas para 5G com AMC, Redução da SAR, Algoritmo Genético.

ABSTRACT

Computational Intelligence Techniques are techniques that generally imitate aspects of human behavior, such as: learning, perception, reasoning, evolution and adaptation. Thus, many systems were developed using concepts and principles of the natural evolution of species as an optimization strategy. This work involves one of these techniques: the Genetic Algorithms in the “patch” (BALANIS, 2016) dual-band (EJAZ, 2020) antenna design methodology with slits for 5G applications. Furthermore, the methodology was employed in the development of the metamaterial structure AMC ("Artificial Magnetic Conductor") in order to improve the operating characteristics. The AMC plane (LIMA, 2020) is formed using a 2 x 2 matrix of unit cells, each with a U-shape and a reconfigurable element. The results compared to the antenna without AMC indicate that the system provides increase directivity and reduced SAR to be discussed in the text.

Keywords: Slotted patch antenna, 5G antennas with AMC, SAR Reduction, Genetic Algorithm.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Representação de uma Antena de Microfita	34
Figura 2 - Diagrama de Irradiação de Antena de Microfita	37
Figura 3 - Antena de Microfita em forma de E	40
Figura 4 - Circuito equivalente do braço central (Menor frequência)	42
Figura 5 - Circuito equivalente aos braços laterais (Maior frequência).....	42
Figura 6 - Efeito da espessura e da constante dielétrica do substrato na largura de banda de impedância e a eficiência de Irradiação de uma antena de microfita retangular	46
Figura 7 - Variação do fator Q para antena em função da constante dielétrica do substrato ...	47
Figura 8 - Variação do fator Q para uma antena de microfita em função da espessura	48
Figura 9 - Antena de microfita retangular com fenda em U adaptado de (LEE, 2012).....	50
Figura 10 - a) Aspecto da Antena b) Dimensões.....	50
Figura 11 - Evolução de gerações no CMA-ES	53
Figura 12 - Funcionamento do CMA-ES por meio de um ciclo de etapas.	54
Figura 13 - Algoritmo simplificado do CMA-ES.....	59
Figura 14 - Esboço genérico de um metamaterial volumétrico sintetizado	60
Figura 15 - Classificação de materiais com base na permissividade ϵ e permeabilidade μ	62
Figura 16 - Antena unidirecional: ao lado da cavidade e ao lado do PEC.....	64
Figura 17 - Antena Unidirecional com AMC.....	65
Figura 18 - Tipos de FSS (CAMPOS, 2009).....	66
Figura 19 - Vista superior.....	67
Figura 20 - Circuito equivalente	67
Figura 21 - Vista lateral.....	68
Figura 22 - Capacitância e indutância no circuito	68
Figura 23 - Impedância de uma HIS com patch quadrado (a) Sem perdas (b) Com perdas	70
Figura 24 - Fase do coeficiente de reflexão de uma HIS com patch quadrado.....	71
Figura 25 - (a) Antena e matriz condutores (b) Célula Unitária.....	74
Figura 26 - Modelo do Circuito	74
Figura 27 - Representação dos tipos de elementos usados no projeto de uma FSS.	75
Figura 28 - Geometrias típicas dos elementos de uma FSS.	76

Figura 29 - Cavidade ressonante formada por um plano condutor (PEC) e uma FSS.....	77
Figura 30 - Aspecto da célula unitária	80
Figura 31 - Posicionamento da porta na célula unitária.....	81
Figura 32 - Aspecto da Célula Unitária e condições de borda periódicas	83
Figura 33 - Antena De microfita com fendas e AMC 2X2.	84
Figura 34 - Espectro eletromagnético	85
Figura 35 - Diferença no tamanho da célula entre os três padrões sem fio.....	94
Figura 36 - Diferença geométrica entre as duas direções de comunicação.....	94
Figura 37 - Fluxograma da metodologia utilizada.....	99
Figura 38 - Introdução de parâmetros a serem manipulados pelo algoritmo CMA -ES.....	101
Figura 39 - Introdução de iterações realizadas pelo algoritmo CMA-ES no simulador.....	101
Figura 40 - Determinação de alvos a serem atingidos pelo algoritmo CMA -ES no CST. ..	102
Figura 41 - Aspecto geral da antena	102
Figura 42 - S11 em com a variação de Ymin para a antena proposta.....	103
Figura 43 - S11 em com a variação de W para a antena proposta.....	104
Figura 44 - Aspecto da antena e simulação de um filtro Passa-faixa Série	104
Figura 45 - Circuito equivalente da antena.	105
Figura 46 - Densidade de corrente na antena $f=2,4$ GHz.....	106
Figura 47 - Densidade de corrente na antena $f=5,8$ GHz.....	106
Figura 48 - Comparativo da distribuição da densidade de corrente	107
Figura 49 - Resultados de S11 na antena proposta.	107
Figura 50 - Diagrama de irradiação 2D para $f= 2,4$ GHz e $5,8$ GHz.....	108
Figura 51 - Diagrama de irradiação para $f= 2,4$ GHz e $5,8$ GHz.....	108
Figura 52 - Antena posicionada no centro do Phantom a 6mm de distância para $2,4$ GHz....	109
Figura 53 - Antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper.	110
Figura 54 - Antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper.	110
Figura 55 - Detalhe dos condutores Antena de microfita proposta por Sievenpiper.	111
Figura 56 - Antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper	111
Figura 57 - Perda de Retorno S11 para a antena proposta por Sievenpiper.	112
Figura 58 - Diretividade para a antena estrutura proposta por Sievenpiper	112
Figura 59 - Eficiência de irradiação para a antena de microfita proposta por Sievenpiper ...	113
Figura 60 - Eficiência total de radiação para a antena proposta por Sievenpiper.	113

Figura 61 - Aspecto célula unitária AMC e a Matriz AMC 2X2.	114
Figura 62 - Diagrama de Reflexão da célula unitária	115
Figura 63 - Aspecto geral da antena explodida para visualização.....	115
Figura 64 - Antena obtida com inserção do AMC.....	116
Figura 65 - Antena foi posicionada a 6mm do centro do Phantom	117
Figura 66 - S_{11} Perda de Retorno Antena sem AMC	117
Figura 67 - Diagrama de irradiação e a respectiva DIRETIVIDADE 2,4 GHz SEM AMC.	117
Figura 68 - Diagrama de irradiação e o respectivo ganho 2,4 GHz – SEM AMC	117
Figura 69 - Diagrama de irradiação 2D e a respectiva diretividade 2,4 GHz – SEM AMC..	118
Figura 70 - Diagrama de irradiação e a respectiva Ganho 2D 2,4 GHz – SEM AMC	118
Figura 71 - SAR 10g para frequência de 2,4 GHz. SEM AMC.	119
Figura 72 - Relatório da SAR 10g para frequência de 2,4 GHz.....	119
Figura 73 - SAR 1g para frequência de 2,4 GHz. SEM AMC	119
Figura 74 - Relatório da SAR 1g para frequência de 2,4 GHz.....	120
Figura 75 - Aspecto Antena e AMC	121
Figura 76 - S_{11} Perda de Retorno Antena + AMC	121
Figura 77 - Diagrama de irradiação e a Diretividade 2,4 GHz – com AMC	122
Figura 78 - Diagrama de irradiação e a respectivo Ganho 2,4 GHz com AMC.....	122
Figura 79 - Relação Frente Costa $f=2,4$ GHz.....	122
Figura 80 - SAR 1g para frequência de 2,4 GHz Antena com AMC	123
Figura 81 - SAR 10g para frequência de 2,4 GHz Antena com AMC	123
Figura 82 - Relatório da SAR 10g para frequência de 2,4 GHz SAR	123
Figura 83 - Aplicativo e prototipadora LPKF E2	126
Figura 84 - Construção do Protótipo da Antena	126
Figura 85 - Antena prototipada em placa de Arlon CuCl ₂ e AMC 2 X 2.....	127
Figura 86 - Imagem do protótipo conectado ao analisador de espectro N9912A 6 GHz.	127
Figura 87 - S_{11} -9 dB na frequência de 2,4 GHz da antena prototipada medição	128
Figura 88 - S_{11} -6,5 dB na frequência de 5,8 GHz da antena prototipada medição.	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Resumo de antenas de baixa SAR e suas características.....	28
Tabela 2 - Dimensões (mm) da célula unitária.....	80
Tabela 3 - Níveis de exposição para os profissionais da área e público em geral ICNIRP.	88
Tabela 4 - Valores limites de SAR para um terminal celular.....	89
Tabela 5 - Parâmetros com dimensões para a célula	103
Tabela 6 - Valores obtidos para SAR e limites recomendados.	109
Tabela 7 - Resultados Diretividade, Ganho e SAR simulados.....	124
Tabela 8 - Valores obtidos com substratos diferentes	125
Tabela 9 - Valores obtidos para SAR substratos diferentes.	125
Tabela 10 - Valores obtidos para protótipo com substrato CuCl ₂ para 2,4 e 5,8GHz.....	129
Tabela 11- Comparação dos valores da simulação e medição.	129
Tabela 12 - Comparação com outros trabalhos.	130

LISTA DE SÍMBOLOS

σ	Condutividade, em Siemens por metro (S/m).
E	Intensidade de campo elétrico (V/m).
ε_0	Permissividade do vácuo, em Farad por metro (F/m).
ε_r	Permissividade relativa do meio.
J	Densidade de corrente elétrica (A/m ²).
D	Densidade de fluxo elétrico (C/m ²).
H	Intensidade de campo magnético (A/m).
B	Densidade de fluxo magnético (Wb/m ²).
J_m	Vetor densidade de corrente magnética equivalente (V/m ²)
Δt	Incremento temporal.
c	Velocidade da luz (m/s).
j	Unidade complexa, $j = \sqrt{-1}$.
τ	Coefficiente de transmissão.

LISTA DE ABREVIATURAS

AR	Razão Axial (Axial Ratio)
BW	Largura de Banda (Bandwidth)
CAD	Projeto Auxiliado por Computador (Computer Aided Design)
CPW	Guia de Onda Coplanar (Coplanar Waveguide)
DCS	Sistema de Comunicação Digital (Digital Communication System)
FDTD	Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (Finite Difference Time Domain)
GSM	Sistema Global de Comunicação Móvel (Global System for Mobile Communication)
IEEE	The Institute of Electrical and Electronic Engineers
MoM	Método dos Momentos
MPA	Antena de Microfita (Microstrip Patch Antenna)
PCS	Sistema de Comunicação Pessoal (Personal Communication System)
RF	Radiofrequência
SAR	Specific Absorption Rate
TSA	Antena com Fenda Afilada (Tapered Slot Antenna)
UHF	Faixa de frequências de 300 MHz a 3 GHz (Ultra High Frequency)
UMTS	Sistema de Telecomunicação Móvel Universal (Universal Mobile Telecommunication System)
UWB	Ultra Banda Larga (Ultra Wide Band)
VHF	Faixa de frequências de 30 a 300 MHz (Very High Frequency)
VSWR	Taxa de Onda Estacionária de Tensão (Voltage Standing Wave Ratio)

SUMÁRIO

RESUMO	4
LISTA DE SÍMBOLOS.....	14
LISTA DE ABREVIATURAS.....	15
1.INTRODUÇÃO.....	18
1.2ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	19
1.3 MOTIVAÇÃO	20
2. REVISÃO DA LITERATURA EM ANTENAS	21
2.1 ESTADO DA ARTE.....	31
3. ANTENAS PLANARES	30
3.1 ANTENAS DE MICROFITA	33
3.2 PARÂMETROS DE DESEMPENHO DE ANTENAS.....	35
3.2.1 Diagrama de Irradiação	36
3.2.2 Diretividade, Eficiência e Ganho	38
3.2.3 Perda de Retorno (R_L)	39
3.3 ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR COM FENDAS	40
3.4 ALARGAMENTO DE BANDA PARA ANTENA DE MICROFITA.....	43
3.4.1 Definições de largura de banda.....	43
3.4.2 Técnicas para alargamento de banda.....	45
3.4.3 Efeitos dos parâmetros do substrato na largura de banda.....	46
3.4.4 Modelos com elemento irradiante modificado	48
3.5 ASPECTO DA ANTENA PROPOSTA.....	50
4. ALGORITMOS EVOLUTIVOS.....	50
4.1 ALGORITMOS DE OTIMIZAÇÃO NO PROJETO DE ANTENAS	51
4.2 ADAPTAÇÃO DA MATRIZ DE COVARIANÇA - ES (CMA-ES).....	52
4.2.1. Seleção e recombinação.....	55
4.2.2. Adaptação da matriz de covariância.....	55
4.2.3 Controle do tamanho do passo	56
4.3 IMPLEMENTAÇÃO	56
4.3.1. Pseudocódigo	56
4.3.2 Gerar amostra de população	57
4.3.3Adaptação da matriz de covariância.....	58
4.3.4 O algoritmo CMA-ES e sua aplicação no projeto da antena de Microfita.....	59
5. METAMATERIAIS.....	57
5.1 SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA (FSS)	65
5.2 MODELAGEM DAS ESTRUTURAS FSS.....	71
5.2.1 Modelo de circuito	71
5.2.2 Modelo de linha de transmissão	73
5.3 METASUPERFÍCIE SEM VIAS	73
5.3.1 Condutor Magnético Artificial AMC	77
5.4 PROJETO DA CÉLULA METAMATERIAL.....	79
5.4.1 O projeto da célula unitária do AMC sem vias.....	82

5.4.2 Fase do coeficiente de reflexão	83
5.5 A ESTRUTURA DESENVOLVIDA PARA O AMC.....	83
6. RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA E SAR.....	84
6.1 RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA E A EXPOSIÇÃO HUMANA.....	85
6.2 SAR	86
6.2.1 Limites	87
6.2.2 SAR e Terminais de usuário	88
6.2.3 SAR localizada.....	88
6.3 A RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA E 5G.....	89
6.4 IMPACTOS POTENCIAIS DA TECNOLOGIA 5G.....	90
6.4.1 Efeito na saúde	90
6.5 RECONHECIMENTO POR ORGANIZAÇÕES.....	91
6.5.1 Métricas Úteis	92
6.5.2 Redução da exposição humana a energia eletromagnética.....	93
6.5.3 Modelos comparativos para a análise da energia sobre o usuário	93
6.6 LEGISLAÇÃO	95
6.6.1 Órgãos Reguladores Internacionais.....	96
6.6.2 Órgão Regulador Nacional	97
7. RESULTADOS	99
7.1 ANTENA MICROFITA COM FENDAS	100
7.2 ESTUDO E IMPLEMENTAÇÃO DE METAMATERIAIS.....	109
7.2.1 Projeto da Célula Metamaterial.....	114
7.2.2 Análise do comportamento da antena de microfita com e sem AMC.....	115
7.3 ANTENA COM AMC	120
7.3.1 Substrato dielétrico e sua contribuição no comportamento da antena.....	124
7.4 PROTOTIPAÇÃO	126
7.5 COMPARAÇÃO DO SISTEMA COM OUTROS TRABALHOS	129
8. CONCLUSÕES.....	131
9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	135
ANEXO	150

1. INTRODUÇÃO

Antenas de microfita são empregadas em diversos equipamentos e, devido à evolução da tecnologia de produção de circuitos impressos, elas se tornaram adaptáveis ao meio, moldáveis a superfícies curvas, de baixo custo e mecanicamente robustas, particularmente quando montadas sobre superfícies rígidas. Tais antenas podem ser instaladas em diversos tipos de equipamentos, eletrodomésticos ou meios de transporte, demonstrando sua enorme versatilidade.

As utilizações industriais, transferência de dados, monitoração de veículos e controle de estoque são exemplos de aplicações desenvolvidas para antenas planares de microfita, que demonstram os significativos benefícios que agregam aos sistemas sem fio, quando comparadas às antenas convencionais. Tais fatores podem ser relevantes para a implementação da tecnologia 5G.

Embora apresentem diversas vantagens sobre as antenas convencionais, sua aplicação em altas frequências introduz dificuldades como estreita largura de banda, baixa diretividade, reduzida relação frente costa e, em certas aplicações, aumento da SAR (*Specific Absorption Rate*).

Diante de tais dificuldades, passamos a realizar estudos para ampliar a eficiência e solucionar algumas demandas com a implementação de Metamateriais ou FSS (Superfícies Seletivas de Frequência). Neste contexto, após o aprofundamento de estudos das FSS, verificamos a viabilidade de solução com a implementação de AMC (Condutores Magnéticos Artificiais).

Um condutor magnético artificial (*Artificial Magnetic Conductor – AMC*) (KETZAKI, 2013) é uma estrutura projetada para responder a um campo eletromagnético de maneira semelhante àquela a que um condutor magnético responderia, caso existisse na natureza (KRZYSZTOFIK, 2018).

Tal comportamento físico pode ser obtido por meio do projeto das superfícies de alta impedância (CAMPOS, 2009) (*High Impedance Surface - HIS*). Estas superfícies são classificadas como um tipo de metasuperfície. Em geral, as metasuperfícies são interfaces planas, periódicas ou quase periódicas e ressonantes cujas

subestruturas possuem dimensões muito menores que o comprimento de onda de operação. Tipicamente, uma metasuperfície é composta por um conjunto de pequenos espalhadores, capazes de manipular a onda incidente para obter um comportamento desejável.

Neste sentido, o objetivo desta tese foi propor uma antena de microfita com baixa SAR, adequada à aplicação nas faixas de frequência ISM (*Industrial Scientific and Medical*) 2,4 e 5,8 GHz. Tais bandas são reservadas internacionalmente para o desenvolvimento industrial, científico e médico. Além dessas faixas, com pequenas alterações, a antena poderá ser aplicada em 5G, em frequências estabelecidas pela ANATEL (700 MHz, 2,3 GHz e a de 3,5 GHz). E, ainda desenvolver metamaterial adequado a ser inserido na antena, com vistas a aumento da diretividade e redução da SAR na frequência citada.

1.2 Organização do trabalho

No capítulo 2, são apresentados a revisão bibliográfica e o estado da arte nas aplicações e construção de antenas de microfita.

No capítulo 3, são apresentados estudos dos principais conceitos relacionados ao projeto de antenas planares e seus parâmetros construtivos. São analisados itens e fundamentos que influenciam na determinação da largura de banda, tamanho, ganho e polarização das antenas de microfita. É apresentada a revisão dos parâmetros da antena, considerados isoladamente ou em conjunto, visando a observar a influência, limitações e compromissos que são necessários para a obtenção de antenas com dimensões menores e melhor desempenho, demonstrativo de estudo empírico realizado com a respectiva evolução do comportamento das antenas de microfita com fendas.

No capítulo 4, é apresentada a metodologia de otimização através do algoritmo evolutivo CMA-ES.

No capítulo 5, é apresentada a fundamentação teórica relacionada a metamateriais e dada ênfase no estudo dos AMCs (Condutores Magnéticos Artificiais). Também são apresentados conceitos relacionados às FSS e sua utilização na construção de estruturas metamateriais. Ainda neste capítulo, é proposto o estudo de solução com metamateriais para aplicação em antena de microfita com fendas.

No capítulo 6, são apresentados conceitos e regulamentação relacionados a SAR, um dos focos do trabalho e da antena desenvolvida.

No capítulo 7, são apresentados os resultados obtidos com a análise e simulações e prototipação, utilizando sistema com a antena com sobrefenda e AMC introduzido e num artefato virtual que simula os parâmetros elétricos dos tecidos de uma cabeça humana para análise da SAR.

No capítulo 8, são apresentadas as conclusões e propostas de trabalhos futuros.

1.3 Motivação

O 5G é a mais recente tecnologia de rede móvel e tem o potencial de tornar nossas vidas mais inteligentes, seguras e eficientes. Na condição de próxima geração de tecnologia de rede para aplicativos móveis, o 5G oferece oportunidades empolgantes em saúde, educação e agricultura.

Efetivamente, sistemas 5G prometem alterar de forma drástica nossa vida após sua implantação, trazendo características como aumento da velocidade em relação ao 4G, ampliação da banda de passagem, redução da latência e a ampliação de equipamentos interligados. Entretanto, a faixa de operação e a ampliação da quantidade de antenas envolvidas unidas pela utilização em larga escala de equipamentos ampliam riscos relacionados à exposição individual à radiação não ionizante.

Quando colocada próxima ao corpo, uma antena com alta radiação ou padrão omnidirecional, como a antena dipolo, tende a produzir aumento da absorção eletromagnética no corpo humano devido à sua proximidade durante a operação. Isso resulta em um alto valor da Taxa de Absorção Específica (SAR) (YIN, 2019), que, potencialmente, afeta os tecidos do corpo humano. O *American National Standards Institute* (ANSI) e a *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP) regulamentaram que a exposição para tecidos humanos é limitada a $1,6 \text{ W / kg}$ em média por 1g de tecido e 2 W / kg por 10 g de tecido, respectivamente.

Diante dessa demanda, este trabalho pretende apresentar uma antena planar banda dupla, dentro da faixa de frequências, destinada à instalação de 5G no Brasil, conforme aprovado pela Agência Reguladora (ANATEL), acrescido de solução com metamaterial do tipo AMC (Condutor magnético artificial) (LIMA, 2020) destinada a reduzir a Taxa de Absorção Específica SAR e ainda melhorar a diretividade da antena.

2. REVISÃO DA LITERATURA EM ANTENAS

O aperfeiçoamento das características das antenas de microfita tem sido o objeto de muitos estudos, no sentido de otimizar e adequar o funcionamento delas. Diversas configurações foram testadas e utilizadas com tais objetivos: estabelecer ressonância em frequências determinadas, aumentar a diretividade, atingir um aumento na largura de banda, reduzir a SAR, etc.

Esta revisão trata das pesquisas relacionadas à otimização dos parâmetros da antena e busca pelo estado da arte.

No artigo de Asma Ejaz 2020 (EJAZ, 2020), é apresentada a antena de microstrip com banda dupla operação com fendas e alimentação de guia de onda coplanar (CPW). Ao patch da antena é incorporada estrutura com fenda para introduzir ressonância dupla.

No artigo de Rajib Kumar Dash 2020 (KUMAR, 2020), é apresentada a antena de microfita cujo patch é carregado com ranhuras em forma de U, igualmente espaçadas e DGS defeito na estrutura de terra, obtendo resposta em quatro faixas. Inicialmente, a antena foi projetada com um layout básico em forma de quadrado e modificada para uma fenda em forma de U. O plano de terra é carregado com uma fenda para garantir resposta multibanda. Foi mostrado que, mudando a posição do slot, ocorreu melhoria de vários parâmetros. A antena projetada ressoa em quatro frequências ressonantes diferentes com coeficientes de reflexão inferiores a -10 dB. A antena proposta operou com largura de banda de 910 MHz e ganho de 6,61 dB. A antena proposta produz menor quantidade de polarização cruzada em relação a todas as frequências ressonantes.

No artigo de Sergey Lupin 2020 (ASGHAR, 2020) a antena de patch retangular com fenda em E, e banda W, ressoa na frequência de 67GHz e tem largura de banda de 13,2 GHz. Foi desenvolvida para resolver questões de compacticidade, ganho e eficiência de projetos de antenas para dispositivos 5G. Uma ranhura retangular foi colocada no plano de terra, apenas sob a linha de alimentação de uma antena de microfonia (MSPA) e isso funciona como uma estrutura de terra defeituosa (DGS). Com isso obteve ganho em até 2 dB. O DGS e o efeito da técnica de slot são discutidos no artigo.

No artigo de Arti Kumari 2018 (KUMARI, 2018) , é apresentada a antena compacta de banda ultralarga com técnica de alimentação com entrada cônica, apresentada neste artigo. A antena proposta pode ser usada para a aplicação multibanda e cobre faixa de frequência UWB. É introduzido um único ressonador de microfiltragem parasita na parte de trás do ressonador, o que aumenta a largura de banda da antena proposta.

No artigo de Kalaiyaran 2020 (KALAIYARASAN, 2020) , Antena Retangular para Microstrip com slot U é apresentada. É introduzida sonda coaxial ao longo do comprimento do patch. O substrato Rogers RO4350, com uma espessura de 6mm, foi utilizado como substrato. Para a antena projetada, foi obtido ganho de 4,41 dB e a largura de banda é de 260 MHz.

No artigo de Adelson 2020 (LIMA, 2020), é apresentada a antena de microfita desenvolvida para análise do desempenho de uma matriz de células de metamaterial (MTM) e *Capacitive Loaded Loop* (CLL) imerso no substrato. O metamaterial foi obtido a partir de laminados metálicos projetados dentro de um material dielétrico, com dimensões cuidadosamente calculadas para ter a permissividade e permeabilidade negativas efetivas, conseqüentemente o índice de refração positivo, em uma determinada faixa de frequência. Neste caso, o controle geométrico dos parâmetros da célula unitária permitiu sua organização em um arranjo periódico para ser imerso no substrato MPA. Resultados simulados e experimentais foram obtidos e comparados para alguns parâmetros da antena, os quais mostraram uma boa relação entre o desempenho do MTM e do MPA.

Em artigo de Silva 2017 (SILVA, 2017), foi apresentada análise das principais técnicas de alargamento de bandas em antenas de microfita com plano de terra contínuo. O artigo apresenta uma análise da aplicação das principais técnicas de alargamento de banda em antenas de microfita que possuem um plano de terra contínuo. Além disso, propõe o projeto de antenas para sistemas de comunicações de banda larga a serem montadas em superfícies metálicas planas ou ligeiramente curvas, como nas laterais de viaturas militares, foguetes e veículos aéreos não tripulados.

Em artigo de Nawale 2015 (NAWALE, 2015) , foi proposta a antena com o chamado defeito no plano da terra (DGS), no caso, em tela, trata-se de uma Antena Patch com fendas no plano terra, obtendo uma ampliação na largura de banda.

Em 2017, em Ibra (IBRA, 2017), é publicado estudo *Dual band printed MIMO antennas for 5G handsets*. No artigo, é apresentada uma matriz de antenas banda dupla MIMO compacta (2.6 / 3.6 GHz) para futuros aparelhos 5G. O elemento irradiante da antena tem um tamanho compacto de 10,5 X 14,5 mm². Os elementos de matriz da antena proposta são colocados simetricamente às bordas longas do smartphone, e elas são compostas de quatro mesmos tipos de antenas. A antena do elemento de referência é produzida em estrutura tipo U e um monopolo. O resultado simulado mostra que a antena apresentada possui banda dupla 2,5-2,7 GHz e 3,4-3,82 GHz, que tem larguras de banda de 200 MHz e 400 MHz, respectivamente para coeficiente de reflexão inferior a -6dB. O isolamento da porta é superior a 11,5 dB em toda a banda de interesse sem usar qualquer rede de desacoplamento para as duas estruturas da antena.

Ainda em Santos 2017 (NATHANE, 2016), foi proposta a antena para utilização em IOT com fenda na estrutura do plano de terra. No trabalho, foi apresentada a antena retangular microstrip com ranhuras diferentes. Os slots são introduzidos para reduzir a frequência de ressonância e obter miniaturização da antena.

Em artigo de Lee 2012 (LEE, 2012), foi apresentada a análise de avanços da produção e alimentação da antena. Considera que a geometria básica de uma antena de microfita (MPA) consiste em um elemento irradiante (Patch) metálico impresso em um substrato. Apresenta três métodos de alimentação usados: alimentação coaxial, alimentação stripline e alimentação acoplada à abertura.

Em Gada 2014 (FAISAL, 2014), foi publicado artigo com proposta uma antena Microstrip de dupla camada e duas bandas. Uma análise extensiva da perda de retorno, padrão de radiação e ganho da antena projetada com e sem cobertura também foi apresentada.

Em Latrach 2012 (ZBITOL, 2012), foi apresentada a antena RFID planar de baixo custo projetada em 2,45 GHz. A fim de validar a estrutura final, foi realizado um estudo sobre duas estruturas de antenas. A primeira é baseada em uma de microfita retangular com uma linha de slot centralizada; a segunda é baseada em uma antena monopolo. Ao comparar o desempenho de ambas as estruturas, a segunda foi escolhida, devido ao fato de que esta apresenta uma dimensão em miniatura e, especialmente, devido à sua compacidade e à sua robustez contra as tolerâncias mecânicas.

Em WELKE (2013), apresentam-se resultados de estudo de uma antena de microfita com o patch em formato de E. No estudo, foi possível identificar que a operação em

duas faixas de frequência é possível com a geometria em E, pois duas fendas paralelas posicionadas simetricamente em relação ao ponto de alimentação são incorporadas para perturbar o caminho da densidade superficial de corrente. As fendas introduzem um efeito indutivo local que é responsável pela excitação de um segundo modo de ressonância. A forma do patch assemelha-se à letra E, e o comprimento e largura das fendas, bem como do braço central da antena, controlam a frequência do segundo modo de ressonância, tornando possível operação em dupla faixa ou em banda larga simples.

Em Maciel (OLIVEIRA, 2014), foi apresentado estudo relacionado à análise paramétrica de uma antena de microfita retangular de microfita com fendas. É apresentada proposta de antena de microfita com fendas, operando na frequência de 2,45 GHz (Banda IMS). Os resultados demonstram que as antenas com fendas obtiveram melhores resultados em comparação com as antenas sem fendas em relação à perda de retorno e largura de banda.

Em Abner 2014 (SILVA, 2017), é realizada a análise e a aplicação de técnicas de alargamento de banda em antenas de microfita. São avaliadas técnicas de alargamento de banda em antenas de microfita, através da introdução de ressonâncias adicionais à resposta da antena, tais como o uso de elementos parasitas e fendas, assim como o uso de substratos espessos e de baixa permissividade.

Em Mendes (MARTINS, 2017), foi apresentada análise e otimização de uma antena planar de banda dupla, cuja aplicação envolve conexões wireless. Para tal otimização, foram utilizadas estruturas metamateriais, em especial, a célula CLL (*Capacitively Load Loop*), acopladas ao substrato da antena.

Em MOTA (2016), foram discutidas aplicações de Metamateriais em telecomunicações. O trabalho teve por objetivo demonstrar algumas das aplicações e mostrar como esses materiais podem aumentar a eficiência desses processos. Devido às suas propriedades, estes materiais têm sido explorados na literatura para aplicações em telecomunicações.

Em Araújo 2018 (ARAÚJO, 2018), foi proposta antena de microfita com polarização circular para aplicação em veículos aéreos não tripulados. O trabalho teve como objetivo o estudo de protótipos de antenas de microfita, que possuam características físicas e elétricas, como ganho e polarização, superiores às antenas comerciais de um sistema de comunicação em FPV (*First Person View*), operando em 5.8 GHz. Os resultados simulados e medidos mostram que as antenas patch triangulares apresentam características desejáveis para

operação no sistema FPV, sendo possível embarcá-las para a obtenção de imagens e análise de desempenho do sistema com elas.

Em Mersani (MERSANI, 2018), foi apresentada antena *wearable* miniaturizada em guia de onda coplanar, totalmente implementada em materiais têxteis e operável a 2,45 / 5,8 GHz para aplicações de redes locais sem fio. Os ganhos da antena são de 8,2 e 9,95 dBi a 2,45 e 5,8 GHz.

Em Tong 2018 (TONG, 2018), foi apresentado estudo relacionado à Banda larga ultralarga e ultrafina AMCs para aplicações de bandas P e L. Neste trabalho, verificou-se que o condutor magnético artificial (AMC) sofre com o perfil espesso e largura de banda estreita na baixa frequência. A incorporação de varactores em um AMC passivo pode ajustar a frequência de trabalho de forma dinâmica e ampliar faixa de operação. Assim como também foram investigados diferentes métodos de incorporação de varactores em AMC, usando o método de análise de circuitos equivalentes.

No que tange à redução da SAR, diferentes técnicas foram utilizadas. Algumas baseadas em monopolos impressos, dipolos, loop, gravata borboleta e em outras antenas sem plano de aterramento, nas quais um condutor magnético artificial (AMC) é adaptado. Isso reduz a sensibilidade da antena à presença do corpo, reduzindo também a SAR. Outras técnicas são baseadas em antenas patch, nas quais estrutura diferente refletora é adicionada para reduzir ainda mais a SAR.

Uma seleção de antenas para redução da SAR disponíveis na literatura acessada é apresentada a seguir:

Em Zhang (ZHANG, 2020), foi descrita uma antena de telefone móvel com borda metálica de 900 MHz com um ramo parasita para criar correntes adjacentes com direção reversa, reduzindo em 32% a SAR na cabeça do usuário.

Em Karimian (KARIMIAN, 2016), é usado substrato magneto-dielétrico em AMC (MDAMC) e resulta em uma redução de SAR de 45%.

Em Khaleel (KHALEEL, 2012), uma redução de SAR de 4 dB foi calculada para um monopolo em forma de U no AMC.

Em Bulla (BULLA, 2020), um monopolo dobrado em uma única célula AMC com um *backplane* condutor completo foi desenvolvido. Uma redução de 70% foi observada comparando a SAR de 1g no Phantom devido à antena monopolo com AMC

a 0,9 GHz com o monopolo projetado para a mesma frequência. Uma redução de 75% foi observada, quando comparada com a antena sem AMC em 1,9 GHz.

Em Wei (WEI, 2012), um *backplane* reflexivo foi incluído em uma antena multislotted UWB alimentada por CPW para aumentar a eficiência da radiação ao operar próximo ao corpo, reduzindo a SAR em 5 a 8 dB na banda. Outro monopolo bifurcado alimentado por CPW no AMC mostrou reduções de 4,5 e 8,5 dB SAR (WANG, 2018).

Em Jiang (JIANG, 2014), um monopolo impresso em um AMC em forma de I de 2 X 2 células mostra uma redução de SAR de 7 dB, quando comparado com um patch, e uma redução de 13 dB, quando comparado com um monopolo impresso.

Em Yin (YIN, 2019), SAR tão baixo quanto 0,15 W / kg foi calculado para um monopolo semicircular no AMC.

Uma antena monopolo, com base em tecido *wearable* integrada com um AMC flexível, operando a 2,45 GHz, foi descrita em Alemaryeen 2018 (ALEMARYEEN, 2018). Os valores SAR calculados para a antena baseada em AMC foram muito baixos, com uma redução de mais de 90%, em comparação com os valores SAR da mesma antena sem um refletor AMC.

Em Tetik (TETIK, 2018), uma antena monopolo *wearable* baseada em estrutura EBG operando a 2,45 GHz, o SAR calculado de 10 g sem EBG foi de 17,4 W / kg e foi reduzido para 0,329 W / kg com o EBG.

Em Atrash (ATRASH, 2019), em cerca de 20 dB, a redução da SAR foi calculada para um monopolo triangular com fenda no AMC.

Uma antena monopolo de forma oval alimentada por guia de onda coplanar (CPW), coberta por planos de solo CPW estendidos, operando a 2,45 GHz da banda industrial, científica e médica (ISM) é proposta em Atrash 2020 (ATRASH, 2020).

Uma estrutura EBG baseada em uma célula unitária em forma de cruz é posicionada abaixo da antena monopolo, a fim de reduzir a SAR. Uma redução de SAR de 99,5% é observada em comparação com o monopolo sem EBG.

Em Velan (VELAN, 2015), uma antena monopolo integrada EBG de banda dupla apresentou valores de SAR de 10 g a 1,8 GHz, com e sem EBG de 0,024 e

5,77 W / kg, respectivamente. A 2,45 GHz, os valores de SAR correspondentes são 0,016 e 6,62 W / kg.

Em Agarwal (AGARWAL, 2016), 10 g SAR de 4,2 W / kg foram reduzidos para 1,24 W / kg e 0,714 W / kg, quando duas estruturas foram usadas, antena Yagi de camada única e dupla camada apoiada por AMC, respectivamente.

Em Othman (OTHMAN, 2020), uma antena de laço flexível em forma de meandro incorporada com um AMC semelhante a um dipolo é proposta e uma redução de SAR de 68% é alcançada. Uma antena UWB direcional de tamanho pequeno para WPAN / WBAN usando um elemento refletivo/radiante para atingir uma relação frente-costa, acima de 10 dB em uma elevada largura de banda de 3,5 a 7 GHz é descrita em Klemm (KLEMM, 2005). Entre 3 e 6 GHz, o desempenho desta antena de slot direcional, em termos de eficiência de radiação e SAR, é significativamente melhorado em comparação com os projetos de antena omnidirecional.

Em Pei (PEI, 2019), usar uma faixa na cintura AMC têxtil atrás de uma antena tipo “fivela de cinto” (loop retangular) reduz a SAR em 13 dB.

Uma antena patch de banda dupla consistindo de dois ramos de faixa é proposta em Nazeri (NAZERI, 2019). Um loop de revestimento metálico é conectado ao plano de aterramento da antena, a fim de reduzir a densidade de corrente, levando a uma redução de SAR. A redução da SAR de 25% e 34% a 0,9 e 2,4 GHz, respectivamente, é obtida ao comparar a antena com e sem a caixa metálica.

Uma antena pentabanda com uma estrutura AMC projetada a partir de uma PIFA foi descrita mostrando redução de 1g SAR em 25%, 36,4%, 37,5%, 28,5% e 27% para cada banda (bandas GSM850, GSM900, GSM1800, GSM1900 e W2100), quando em comparação com a antena sem a estrutura AMC Lee (LEE, 2017).

Os resultados em uma estrutura EBG em forma de E mostram que o valor SAR de 10 g em 2,39 GHz é reduzido de 1,49 W / kg (sem EBG) para 0,76 W / kg (com EBG), em Manikonda (MANIKONDA, 2018).

Em Guan (GUAN,2020), é proposta uma antena microfita em forma de I de alimentação de proximidade em forma de L na banda ISM de 2,45 GHz. Para reduzir a radiação reversa para o corpo humano, é proposta a adição de uma placa condutora. Observa-se redução da SAR (1g-ps-SAR) de 48%.

Nasser (NASSER, 2017) propôs uma PIFA de baixa SAR operando a 1,8 GHz e uma PIFA baixa SAR de banda dupla operando a 0,9 e 1,8 GHz. A fim de obter os PIFAs de baixa SAR, o projeto inclui bordas condutoras em forma de U cheias de água, conectadas ao solo. Foram obtidas reduções de SAR de cerca de 80%. Os resultados da eficiência de irradiação não foram fornecidos pelos autores.

Em Mumin (MUMIN, 2018), um patch retangular com uma fenda quadrada mostra SAR tão baixa quanto 0,16 W / kg.

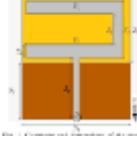
Em Paracha (PARACHA, 2019), um *backplane* adicional com AMC é adicionado a uma antena patch com fenda melhorando a SAR em 10 dB.

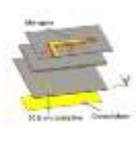
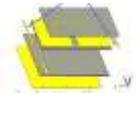
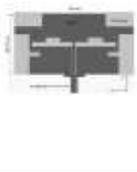
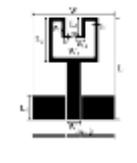
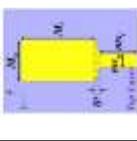
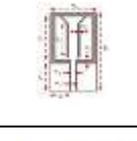
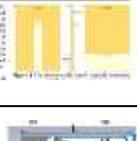
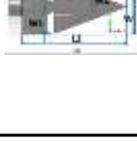
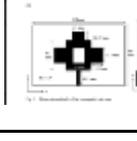
Em Khan (KHAN, 2014), uma antena têxtil projetada a partir de uma Antena Planar Inverted F (PIFA), vestível de banda única, foi integrada a uma superfície de alta impedância (HIS) de banda dupla (2,4 GHz e 5,8 GHz). A SAR simulada de 10 g sem HIS foi de 11,7 W / Kg e 2,39 W / Kg a 2,4 GHz e 5,8 GHz, respectivamente. Com a estrutura HIS, novos valores de SAR de 0,68 W / Kg e 0,069 W / Kg são obtidos em 2,4 GHz e 5,8 GHz, respectivamente.

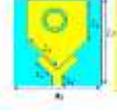
Como forma de auxiliar no esclarecimento do estudo, na Tabela 1 (abaixo):

Na Tabela 1 são comparadas características de algumas antenas citadas e apresentadas imagens das mesmas.

Tabela 1 - Resumo de antenas de baixa SAR e suas características.

Ref.	Antena	Fo(GHz)	Dimensões (λ_0)	SAR (dB)	Redução de SAR	largura de banda (%)	Imagem
ZHANG, 2020	Aro de metal com ramo parasita adicional	0.9	$0.47 \times 0.23 \times 0.015$	1.69	Mesma antena sem ramo parasita adicional	~22 (-6 dB)	
KARIMIANN, 2016	Monopolo alimentado por CPW no AMC	3.5	$0.39 \times 0.38 \times 0.069$	2.6	Mesma antena sem AMC	~3.5 (-10 dB)	
KHALEEL, 2012	Monopolo em forma de U no AMC	2.45	$0.47 \times 0.47 \times 0.01$	4	Mesma antena sem AMC	5.4 (-10 dB)	

BULLA, 2020	Monopolo em uma única célula AMC	0.9	$0.36 \times 0.3 \times 0.014$	5.54	Mesma antena sem AMC	4.1 (-6 dB)	
BULLA, 2020	Monopolo em uma única célula AMC	1.9	$0.38 \times 0.32 \times 0.03$	6.13	Mesma antena sem AMC	13.2 (-6 dB)	
WEI, 2012.	Multislot alimentado por CPW com um refletor de backplane	3.38 to 6.07	$1 \times 0.66 \times 0.07$ (at the BW center)	5 to 8	Mesma antena sem refletor de backplane	57 (-6 dB)	
WANG, 2018	Monopolo em forma de U alimentado por CPW em metamaterial	2.45 and 5.8	$0.588 \times 0.588 \times 0.049$ (at 2.45 GHz)	8.5 and 4.5	Mesma antena sem metamaterial	9 e 6(-10 dB)	
JIANG, 2014	Monopolo impresso em AMC	2.4	$0.5 \times 0.33 \times 0.032$	7 and 13	Patch e Monopolo	~5 (-10 dB)	
YIN, 2019	Monopolo semicircular alimentado por CPW no AMC	2.45	$0.55 \times 0.55 \times 0.0408$	10	1,6 W/kg valor de referência	~5 (-6 dB)	
ALEMAR YEEN, 2018	Monopolo alimentado por CPW no AMC	2.45	$1.01 \times 1.01 \times 0.04$	19.38	Mesma antena sem AMC	16.3 (-10 dB)	
TETIK, 2018,	Monopolo no EBG	2.45	$0.39 \times 0.39 \times 0.025$	>16	Mesma antena sem EBG	18.9 (-10 dB)	
ATRASH, 2019	Monopolo com fenda triangular alimentado por CPW no AMC	3.5 and 5.8	$1 \times 1 \times$ (up to 0.175 air gap)	23 and 17	Mesma antena sem AMC	5.8 e 8.6 (-10 dB)	
ATRASH, 2020	Monopolo oval alimentado por CPW apoiado por EBG em forma de cruz	2.45	$0.62 \times 0.62 \times 0.05$	22.75	Mesma antena sem EBG em forma de cruz	6.41 (-10 dB) (simulated)	
VELAN, S 2015	Monopolo no EBG	1.8 and 2.4	$0.9 \times 0.9 \times 0.024$	~25	Mesma antena sem EBG	~16 e 6 (-10 dB)	

AGARWAL, 2016	Yagi-Uda em um AMC de dupla camada	2.4	$0.41 \times 0.41 \times 0.078$	8.89	Mesma antena sem AMC	2.5 (-10 dB)	
OTHMAN, 2020	Gravata-borboleta AMC	2.4	$0.78 \times 0.19 \times 0.12$	4.98	Mesma antena sem AMC	5.81 (-10 dB)	
KLEMM, 2005	Slot de antena com refletor	3.5 to 6.5	$0.73 \times 0.53 \times 0.027$ (at the BW center)	~6	Antena de slot omnidirecional	~67 (-6 dB)	
PEI, 2019	Fivela de cinto (loop) no AMC	2.45	$0.47 \times 0.27 \times 0.0506$ (without AMC)	12.8	Mesma antena sem AMC	Na	
NAZERI, 2019,	Antena patch com anel de revestimento metálico	0.9 and 2.4	$0.42 \times 0.22 \times 0.01$ (at 0.9 GHz)	1.29 and 1.81	Mesma antena sem loop de revestimento metálico	~20 e ~15 (-10 dB)	
LEE, 2017.	PIFA na AMC	0.9 and 1.9	$0.36 \times 0.18 \times 0.0147$ (at 0.9 GHz)	1.9 and 1.4	Mesma antena sem AMC	~13 e ~15 (-6 dB)	
MANIKONDA, 2018	EBG em forma de E em um patch	2.4	$0.56 \times 0.528 \times 0.0344$	3	Antena de microfita sem EBG em forma de E	8.33 (-10 dB)	
GUAN, 2020	Remendo em forma de I de alimentação de proximidade em forma de L	2.45	$0.41 \times 0.41 \times 0.0425$	3.76	Remendo retangular alimentado por linha de microstrip apoiado por uma placa condutora	4.89 (-10 dB)	
NASSER, 2017	PIFA com bordas condutoras em forma de U cheias de água	1.8 0.9 and 1.8	0.091 (edges' thickness at 1.8 GHz)	5.77 5.9 and 8.4	Mesma antena sem as bordas cheias de água	~21 (-6 dB) ~5.5 e ~11	
MUMIN 2018	Patch retangular com um slot quadrado	5.8	$0.22 \times 0.22 \times 0.0309$	10	1,6 W/kg valor de referência	4.8 (-10 dB)	
PARACHA 2019,	Patchanhurado s e ranhura s U no AMC	1.575 and 2.45	$0.37 \times 0.4 \times 0.053$ (at 1.575 GHz)	10	Mesma antena sem AMC	1.84 e 0.74 (-10 dB)	
KHAN, 2014	PIFA com fenda em forma de poligono no AMC	2.45 and 5.8	na	12 and 20	Mesma antena sem AMC	~10 e 5 (-10 dB)	

2.1 Estado da Arte

No sentido de melhorar os parâmetros e resultados do estado da arte e, assim, atingir os objetivos desta tese, foram analisadas as técnicas usuais relacionadas ao review acima. Diante do citado, foram identificadas as condições de atingimento e possíveis melhorias a serem realizadas na antena de microfita. Para possibilitar o funcionamento da antena nas frequências desejadas, melhoria na diretividade, ampliação do ganho e redução da SAR, foram propostas condições discutidas abaixo.

Foi desenvolvida antena de microfita com ressonância principal estabelecida por suas dimensões e calculada para valor de 2,4GHz. E nesta foi aplicada sistema de fendas com layout reconfigurável para o elemento irradiante. Foram fixadas três fendas em formato U e uma quarta fenda, com características de mobilidade, permitindo o controle da ressonância secundária.

Foi utilizado algoritmo de otimização existente (CMA-ES) para estabelecer melhores condições de transmissão e recepção, diretividade e redução da SAR.

A inserção de fendas permitiu a redução das dimensões da antena, em relação à antena de microfita usual para as duas frequências de interesse. Na elaboração do projeto da antena, foi introduzida matriz de células de metamateriais que contribuíram de forma decisiva, atuando como elemento refletor e redutor da SAR para o atingimento dos objetivos desta tese.

A comparação dos resultados desta pesquisa, com os trabalhos apresentados, demonstrou que as técnicas e algoritmos adotados trouxeram diferencial original e inovador em relação a outros estudos, tanto nos resultados obtidos na diretividade da antena proposta, como com relação à redução da SAR e ampliação do ganho da antena.

Acrescente-se a isso o fato de pouco alterarem as dimensões e características físicas da estrutura irradiante, considerando como referência a antena de microfita retangular para a frequência 2,4GHz sem esses aperfeiçoamentos.

Para a antena estudada, com as mesmas dimensões do elemento irradiante, foram obtidos os seguintes resultados para perda de retorno: -17dB e -32dB para frequências de 2,4GHz e 5,8GHz, respectivamente.

No que tange ao estado da arte das técnicas de otimização propostas neste trabalho e sua complementação, tem-se:

- 1) Apresentar uma nova geometria para antena de microfita com fendas, capaz de operar na faixa de frequências pertencentes ao 5G;
- 2) A utilização de fendas como forma de adequar os parâmetros às frequências desejadas, além de reduzir o tamanho da antena. Utilizando algoritmo de otimização de forma a aprimorar os resultados tanto da antena quanto à matriz AMC utilizada;
- 3) Utilizar um algoritmo evolutivo multiobjetivo para otimização dos parâmetros investigados, que apresente menor tempo para processamento, quando comparado às demais técnicas aqui analisadas;
- 4) Utilização de metamaterial do tipo AMC, com o intuito de concentrar a radiação, elevar a diretividade e reduzir a SAR; e
- 5) Aprimorar o estado da arte, no sentido de melhorar a diretividade, ganho, relação frente-costa das antenas de microfita, de forma a viabilizar sua utilização nas aplicações 5G.

3. ANTENAS PLANARES

3.1 Antenas de microfita

Dos primórdios relacionados à área de comunicação sem fio, que datam do final século XIX, até o presente, ocorreu forte aprofundamento das pesquisas, e tais sistemas passaram por evolução impensada naquele período.

O advento do telégrafo sem fio e da utilização da transmissão eletromagnética, como forma de transporte de informações, resultou em verdadeira corrida na pesquisa de componentes para infraestrutura dos sistemas de comunicação. Entre os componentes pesquisados, um dos principais elementos que ganharam destaque, devido à sua importância, foram os elementos irradiantes, conhecidos popularmente como antenas.

O IEEE (*The Institute of Electrical and Electronic Engineers*) define o termo “antena” como “aquela parte de um sistema de transmissão ou de recepção que é designada para irradiar ou para receber ondas eletromagnéticas”. Ou seja, uma antena é uma estrutura intermediária entre o espaço livre e o dispositivo eletrônico transmissor ou receptor. A conexão entre o dispositivo eletrônico e a antena é feita através de um dispositivo de guiamento, que pode ter a forma de um cabo coaxial, um guia de onda ou uma linha de transmissão plana (tipo microstrip, por exemplo). Quando a energia eletromagnética é transportada da fonte de transmissão à antena, denomina-se a antena como transmissora, quando a energia é transportada da antena para o receptor, tem-se uma antena receptora (BALANIS, 2016).

Ao longo dos anos, foram desenvolvidos diversos modelos que surgiram para as mais diversas aplicações. As antenas refletoras, antenas em loop, dipolos curtos e as cornetas estão entre os modelos mais comuns.

Entretanto, em 1953, Deschamps e Sichak propuseram novo modelo no desenvolvimento de elementos ressoadores. No trabalho supracitado, foi proposta a construção de antenas planares de baixo custo mediante o uso de linhas construídas em microfita. Os trabalhos de Munson (1974) e Kerr (1978) consolidaram a ideia de

Deschamps e agregaram novas técnicas para a construção das antenas de microfita (CARVER, 1981).

Nos casos em que há limitação de espaço ou peso, torna-se atraente o uso de estruturas planares como elemento irradiante de ondas eletromagnéticas. Tais condições são muito convenientes em, por exemplo: aviões, satélites, VANTs e dispositivos móveis.

Além das características citadas, as antenas do tipo microfita possuem maior flexibilidade para ajustes nos parâmetros eletromagnéticos como frequência de ressonância, polarização, diagrama de radiação, casamento de impedância e largura de banda (BALANIS, 2016).

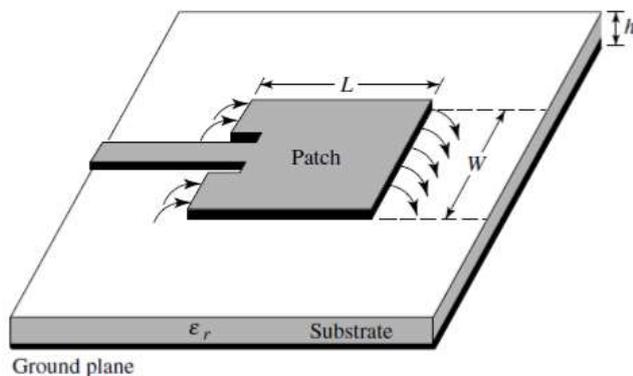
Uma antena de microfita consiste de duas camadas metálicas minimamente espessas separadas por uma camada dielétrica, chamada de substrato. Tais camadas encontram-se dispostas em uma estrutura planar.

O elemento irradiante acima do substrato é chamado de *Patch*, é através deste elemento que as ondas são transferidas do meio antena e irradiam para o espaço livre. O *Patch* também possui relação direta com a distribuição de corrente e dos campos eletromagnéticos no substrato.

Já o metal posto abaixo do substrato é denominado plano de terra e funciona como um aterramento para a antena, além de funcionar como um refletor, reduzindo, assim, a criação de lóbulos laterais e secundários (BALANIS, 2016).

A estrutura de antena de microfita padrão está representada na Figura 1.

Figura 1- Representação de uma Antena de Microfita



Fonte: Balanis, 2016.

Onde, h é a altura do substrato, ϵ_r é a permissividade relativa do dielétrico e W e L correspondem, respectivamente, à largura e ao comprimento do *Patch* quadrado.

O layout apresentado pode assumir diferentes formas. Cada uma delas corresponde a um diferente modelo matemático para análise do comportamento eletromagnético da antena.

As formas mais comuns, como o Patch retangular e circular são utilizadas com mais frequência no desenvolvimento de pesquisas em que o formato dele não é elemento fundamental na variação dos parâmetros de desempenho da antena (BALANIS, 2016).

De uma maneira geral, os formatos possíveis da antena exercem funções importantes em aplicações mais específicas, no caso do Patch retangular, teremos aplicações mais generalistas. No entanto, a inserção controlada de fendas em seu elemento irradiante poderá tornar o componente em uma antena dedicada a aplicações específicas. Tal situação é um dos objetos de estudo desse trabalho.

A camada intermediária da antena Patch, chamada substrato, é um elemento fundamental para projeto da antena. As características físicas do substrato influem diretamente em parâmetros relacionados à antena como eficiência, tamanho, largura de banda, etc. Entre os materiais disponíveis para um bom desempenho, são desejados aqueles de maior espessura e menor constante dielétrica, a custo de um tamanho maior do dispositivo (BALANIS, 2016).

Contudo, se o tamanho do elemento for condição chave para o sistema, substratos menos espessos e com constante dielétrica maior são mais eficientes e diminuem consideravelmente o tamanho do dispositivo.

3.2 Parâmetros de desempenho de antenas

Verificando-se o comportamento eletromagnético das antenas, é possível constatar que existe uma relação de dependência entre a atuação e os principais parâmetros dela (ARAÚJO, 2018).

No que tange às antenas de microfita, a principal limitação é a largura de banda. O comportamento ressonante destes componentes está relacionado ao fato de

serem confeccionadas com dielétrico de pequena espessura. A principal razão da pequena espessura utilizada é a tentativa de minimizar o efeito das ondas eletromagnéticas que se propagam no interior do dielétrico.

Como relação oposta, por meio da análise das simulações, verifica-se que se elevarmos a espessura (altura) do substrato dielétrico da antena, a largura de banda aumentará. Não obstante, um efeito adverso é produzido, o aumento da espessura do dielétrico produz ondas de superfície, que prejudicam o diagrama de radiação e, conseqüentemente, reduzem a eficiência ao alcançarem a borda do substrato.

As técnicas de alimentação da antena, quando aumentada a espessura do substrato, também são prejudicadas (ARAÚJO, 2018).

Dois parâmetros têm grande relevância durante a elaboração do projeto de uma antena: a impedância de entrada da antena, associada à perda de retorno da potência incidente na entrada. Tal parâmetro facilita a compreensão de como a antena está casada à estrutura de alimentação em determinada faixa de frequências. O segundo parâmetro é o diagrama de irradiação, que determina como a energia eletromagnética é distribuída no espaço pela antena.

No que diz respeito à irradiação, existem outros parâmetros dependentes, como exemplo: a relação frente-costa, o ganho, os lóbulos laterais, o nível de polarização cruzada para antenas com polarização linear, a diretividade, a eficiência e a relação de eixos para antenas de polarização circular.

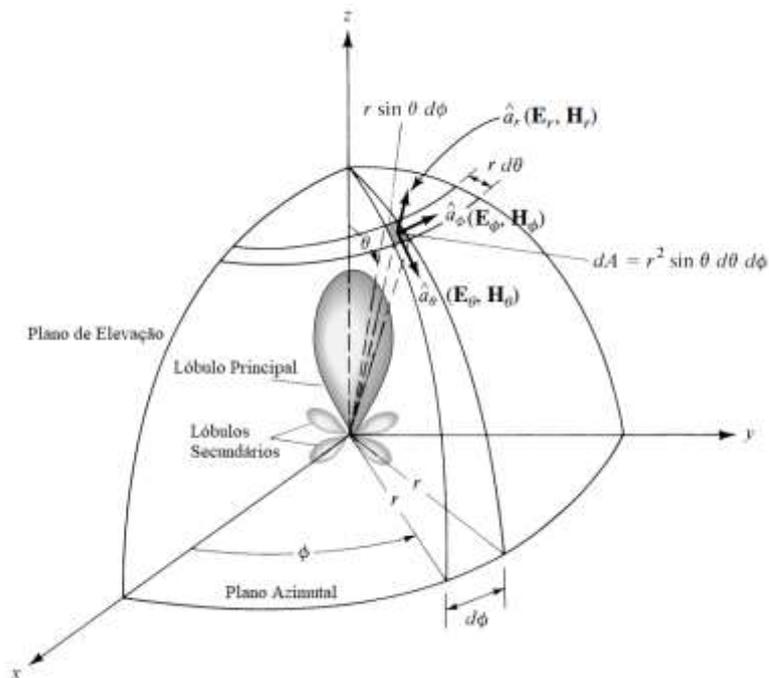
Como forma de estabelecer a aplicação da antena e determinar seu desempenho, nesta seção serão analisadas características como: ganho, perda de retorno, diagrama de radiação, polarização e largura de banda.

3.2.1 Diagrama de Irradiação

O diagrama de irradiação de uma antena é definido por Balanis (BALANIS, 2016) como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação de uma antena em função de coordenadas espaciais ϕ (ângulo de azimute) e θ (ângulo de elevação). A determinação do diagrama de irradiação de uma antena é feita a partir da intensidade medida em campos distantes em relação à antena (POZAR, 1985).

A Figura 2 representa o sistema de coordenadas para análise do diagrama de irradiação de uma antena.

Figura 2 - Diagrama de Irradiação de Antena de Microfita



Fonte: Balanis, 2016.

A representação do diagrama de irradiação de uma antena pode ser feita tanto em duas como em três dimensões, sendo a primeira uma representação dos planos de cortes realizados no diagrama 3D. O plano vertical ou de elevação é representado por θ e normalmente corresponde a 0° ou 90° , enquanto o plano horizontal ou azimutal é representado por ϕ e, para uma melhor visualização, é definido em 90° (BALANIS, 2016).

O diagrama de radiação e sua interpretação permite a análise de parâmetros para caracterizar a aplicabilidade de uma antena. Por intermédio dele, é possível conhecer a diretividade, analisando o lóbulo principal e a formação de lóbulos laterais e traseiros.

Não há uma relação ideal entre esses lóbulos para todas as antenas, possibilitando a divisão em duas classes principais, as antenas omnidirecionais e as

diretivas, nas quais cada uma possui aplicações distintas, dependendo da cobertura desejada (BALANIS, 2016).

3.2.2 Diretividade, Eficiência e Ganho

Conforme Balanis (BALANIS, 2016), a diretividade é dada como a razão entre a intensidade de radiação em uma direção e a média das intensidades de radiação em todas as direções, em que a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica é dada por:

$$U_0 = P_{\text{rad}} / 4\pi \quad (3.1)$$

Relacionando as intensidades de radiação de acordo com a definição de diretividade, tem-se:

$$D = U / U_0 \quad (3.2)$$

Logo,

$$D = 4\pi U / P_{\text{rad}} \quad (3.3)$$

Observa-se a partir da equação anterior que, para uma antena isotrópica, a diretividade terá valor unitário, pois a intensidade radiada em uma única direção é igual à média de todas as intensidades.

O cálculo da diretividade deve ser associado à eficiência da antena em questão, pois as equações anteriores desconsideram as perdas causadas pelos materiais metálicos e dielétricos (POZAR, 1985).

De acordo com Balanis (BALANIS, 2016), a eficiência de uma antena é dada por:

$$\eta_0 = \eta_{\text{ed}}(1 - \eta_r)^2 \quad (3.4)$$

A equação 3.4 relaciona a eficiência total η_0 com as eficiências de radiação (η_{ed}) e de reflexão (η_r). A associação da diretividade com a eficiência de uma antena fornece um terceiro parâmetro de fundamental importância para aplicação em enlaces de comunicação sem fio, o ganho. Balanis (BALANIS, 2016) afirma que o ganho de

uma antena é a relação entre a intensidade irradiada em uma direção e a intensidade obtida se toda a potência de entrada (P_{in}) fosse irradiada por uma fonte isotrópica.

$$U_0 = P_{in} / 4\pi \quad (3.5)$$

Logo, o ganho é dado por

$$G = 4\pi U / P_{in} \quad (3.6)$$

Observa-se pela semelhança entre as equações, a relação entre ganho e diretividade.

Esses dois parâmetros diferem devido à eficiência da antena não ser unitária, de forma que nem toda a potência de entrada (P_{in}) é convertida em potência radiada (P_{rad}). Assim, a seguinte equação pode ser escrita.

$$\eta_{ed} = P_{rad} / P_{in} \quad (3.7)$$

Substituindo 3.7 na equação do ganho, obtém-se

$$G = \eta_{ed} 4\pi U / P_{rad} \quad (3.8)$$

Assim,

$$G = \eta_{ed} D \quad (3.9)$$

Essa equação otimiza o cálculo do ganho eliminando a variável da eficiência de reflexão (η_r), que pode ser diferente de 1 (um), quando não houver o casamento de impedância perfeito. Para obter um valor mais próximo do ganho, pode-se calcular:

$$G = \eta_0 D \quad (3.10)$$

3.2.3 Perda de Retorno (R_L)

Conforme já comentado, a perda de retorno (R_L) é um dos principais parâmetros de projeto de uma antena, pois é uma medida que indica a possibilidade de o protótipo funcionar corretamente quando construído. Esse parâmetro determina a relação entre onda incidente e refletida no sentido da linha para a carga (POZAR, 1985). A perda de retorno pode ser calculada como na Equação 3.11.

$$R_L = -20 \cdot \log |\rho| \quad (3.11) \text{ (a)}$$

Onde ρ é o coeficiente de reflexão na entrada da antena.

Também é possível a obtenção da perda de retorno por meio da análise da matriz de espalhamento. Pozar (POZAR, 1985) define este método como o mais adequado para obtenção de todas as relações entre linha de transmissão e carga.

A perda de retorno R_L também pode ser expressa em função do parâmetro S_{11} da antena:

$$R_L = -20 \cdot \log |S_{11}| \quad (3.11) \text{ (b)}$$

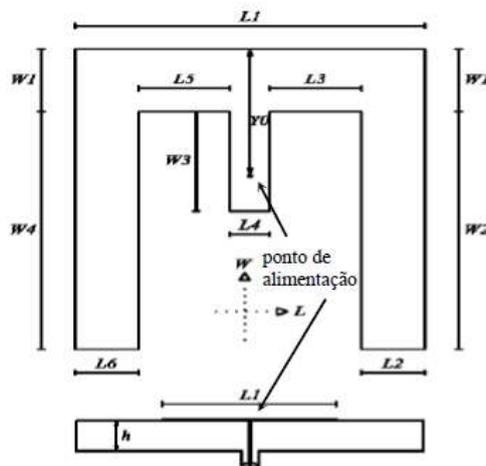
3.3 Antena de microfita retangular com fendas

Uma fenda em U nas antenas de microfita pode proporcionar bandas de até 30% ou mais (SILVA, 2017). Segundo a literatura, pode-se constatar que a inserção de fendas se mostra como uma técnica bastante eficiente. De fato, a fenda pode possuir formato de qualquer tipo, desde letras do alfabeto, de figuras geométricas ou de objetos do cotidiano, como a conhecida forma bow-tie, ou gravata borboleta. Cada fenda inserida no patch gera uma nova ressonância característica, que se soma à principal, podendo produzir um aumento de banda na antena.

Conforme estudo realizado por Welke e outros (WELKE, 2013), foi verificado que a operação em duas faixas de frequência é possível com aplicação simétrica na geometria das fendas. Na antena do estudo, duas fendas paralelas posicionadas simetricamente em relação ao ponto de alimentação são incorporadas para perturbar o caminho da densidade superficial de corrente. Neste caso, as fendas introduzem um efeito indutivo local que é responsável pela excitação de um segundo modo de ressonância (WELKE, 2013). Tal ocorrência foi verificada, para este estudo, mediante a simulação com o software CST e inspeção nos diagramas de correntes superficiais.

Para verificação analítica da distribuição dos modos de ressonância, Welke e outros (WELKE, 2013) utilizaram como modelo um patch com fendas em formato de letra E - Figura 3.

Figura 3- Antena de Microfita em forma de E



Fonte: Welke, 2013.

O comprimento e a largura das fendas, bem como o braço central da antena, controlam a frequência do segundo modo de ressonância, tornando possível operação em dupla faixa ou em banda larga simples.

Analisando a distribuição da corrente superficial sobre o patch, podemos verificar o princípio de funcionamento nos dois dos modos de operação. Os fluxos de corrente partem do ponto de alimentação para as extremidades superior e inferior.

Na área central do elemento irradiante, pode-se verificar que a corrente flui como em um *patch* retangular convencional, que pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 4. A frequência de ressonância é determinada por L_1C_1 , que representa o circuito inicial e ressoa na frequência mais baixa. Nesta frequência de ressonância, a impedância do circuito série LC é zero, e a impedância de entrada da antena é dada pela resistência R . Por meio da variação da localização da alimentação, o valor de R pode ser controlado de tal modo a obter-se casamento com a impedância do cabo coaxial de alimentação.

Quando um par de fendas é incorporado à estrutura, a corrente tende a fluir na parte da borda do *patch* em torno das fendas e o comprimento do caminho da corrente é aumentado. O circuito equivalente deve, portanto, ser modificado para a forma mostrada na Figura 5.

A segunda frequência de ressonância mais alta é determinada por L_2C_2 . A largura da antena controla a frequência de ressonância mais alta, enquanto as fendas controlam a frequência inferior.

Se as duas frequências ressonantes forem muito diferentes, a reatância da antena fora dessas frequências pode ser bastante elevada, resultando em uma

característica dupla faixa. Se as duas frequências de ressonância forem próximas uma da outra, o modo paralelo ressonante pode afetar o comportamento do coeficiente de reflexão. Para isso, foi realizado um estudo paramétrico, no qual se verifica como a variação dos parâmetros da antena afeta os valores de L_2 e C_2 .

Figura 4- Circuito equivalente do braço central (Menor frequência)

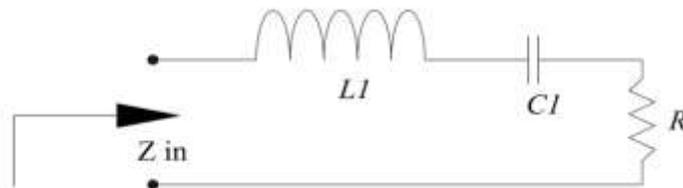
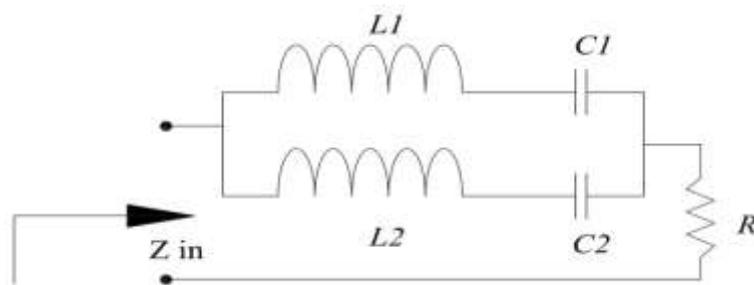


Figura 5- Circuito equivalente aos braços laterais (Maior frequência)



Após diversas simulações, foram obtidas as seguintes conclusões:

Varição de W_2 ou W_4 : Aumentando-se o comprimento da fenda (W_2 ou W_4), a indutância L_2 do circuito equivalente da antena irá aumentar, porque o desvio de corrente superficial em torno das aberturas será mais intenso. Assim, a frequência de ressonância do segundo modo diminui.

Varição de L_3 ou L_5 : Quando a largura das fendas (L_3 ou L_5) aumenta, ocorre um efeito indutivo local, que força a corrente a fluir contornando as fendas. Quanto maior for a fenda, maior será a indutância L_2 . Assim, a frequência de ressonância do segundo modo de ressonância diminui com uma fenda mais larga. A frequência de ressonância do modo ressonante fundamental é pouco afetada.

Varição de L_4 : O braço do centro da antena proporciona um ajuste de capacitância. Alargando-se o braço central, aumenta-se a capacitância C_2 . A frequência de ressonância do segundo modo ressonante diminui quando L_4 aumenta.

Varição de W_3 : Com o aumento do comprimento do braço central da antena, a frequência do segundo modo de ressonância é aumentada. A antena apenas apresenta o modo de ressonância fundamental quando W_3 for muito pequeno.

Varição de L_1 : Como L_1 representa as dimensões totais da antena, sua alteração influencia apenas no acréscimo ou decréscimo do modo resistivo.

Varição de W_1 : Como pode ser visto na Figura 4, na medida em que é aumentada a espessura de W_1 , a resistência e a indutância aumentam, enquanto que a capacitância diminui.

Varição de Y_0 : Se o ponto de alimentação está localizado na ponta do braço do centro, o segundo modo ressonante vai ser introduzido numa frequência menor do que o modo de ressonância inicial. Se ele for mudado para a base do braço, o segundo modo de ressonância será introduzido em uma frequência maior do que a ressonância do modo fundamental.

3.4 Alargamento de banda para antena de microfita

Neste item, são apresentadas algumas das principais técnicas de alargamento de banda para antenas de microfita, além das antenas inerentemente de banda larga (SILVA, 2017).

3.4.1 Definições de largura de banda

Antes de descrever os métodos de alargamento de banda, várias definições de largura de banda (BW) são apresentadas.

A largura de banda de uma antena pode ser definida em termos da taxa de onda estacionária (VSWR), da variação da impedância de entrada com a frequência, ou dos parâmetros de irradiação (KUMAR, 2003). Para uma antena polarizada circularmente, a BW pode ser definida em termos da razão axial (AR - do ingl. axial ratio). A BW de uma antena de microfita é definida como a faixa de frequências sobre a qual a antena está casada com a linha de alimentação. A BW de uma antena de microfita é inversamente proporcional ao seu fator de qualidade Q e é dada por (KUMAR, 2003):

$$BW = \frac{V_{SWR} - 1}{Q\sqrt{V_{SWR}}} \quad (3.12)$$

onde a VSWR é definida em termos do coeficiente de reflexão Γ da antena como:

$$V_{SWR} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3.13)$$

Essa definição em função de Q corresponde a uma BW de meia potência. O fator Q de um ressonador é definido como (KARIMIAN, 2016)

$$Q = \frac{\text{Energia armazenada}}{\text{Potência dissipada}} \quad (3.14)$$

O coeficiente de reflexão Γ é uma medida do sinal refletido no ponto de alimentação da antena. Ele é calculado em termos da impedância de entrada Z_{in} da antena e da impedância característica Z_0 da linha de alimentação segundo :

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.15)$$

A BW, normalmente, é especificada como a faixa de frequências em que V_{SWR} é menor que 2 (que corresponde a uma perda de retorno de 9,5 dB ou 11% de potência refletida). Em alguns casos específicos, a V_{SWR} é especificada como menor que 1,5 (que corresponde a uma perda de retorno de 14 dB ou 4% de potência refletida).

As expressões para calcular, de forma aproximada, a BW percentual de uma antena de microfita retangular em termos das dimensões do patch e dos parâmetros do substrato são dadas por (KUMAR, 2003):

$$BW(\%) = Ah\lambda_0\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{WL} \quad (3.16)$$

Onde

$$A=180 \text{ para } (h\lambda_0\sqrt{\epsilon_r}) \leq 0,045$$

$$A=200 \text{ para } 0,045 \leq (h\lambda_0\sqrt{\epsilon_r}) \leq 0,075$$

$$A=220 \text{ para } (h\lambda_0\sqrt{\epsilon_r}) \geq 0,075$$

sendo W e L a largura e o comprimento da antena de microfita retangular. Com o aumento de W , a BW aumenta. Entretanto, W deve ser menor que λ para evitar excitação de modos de ordem superior. Para outros *patches* de formas regulares, valores equivalentes de W podem ser obtidos (KUMAR, 2003).

Outra relação simplificada para cálculo rápido de BW (em MHz) para $V_{\text{SWR}} = 2$ da antena operando em uma frequência f (em GHz), com h expresso em centímetros, é dada por (KUMAR, 2003)

$$BW = 50hf^2 \quad (3.17)$$

A BW também pode ser definida em termos dos parâmetros de irradiação da antena. Neste caso, é definida como a faixa de frequências em que os parâmetros de irradiação tais como ganho, largura de feixe de meia potência (do ingl. *half-power beamwidth*), e níveis de lóbulo lateral estão dentro de limites especificados. Essa definição é mais completa, pois também leva em conta o descasamento da impedância de entrada, que também contribui para alterar o ganho.

Estas definições de BW são as principais para antenas de microfita polarizadas linearmente. Para uma antena de microfita polarizada circularmente, a BW é a faixa de frequências em que a razão axial é menor que um limite máximo (e.g., 3 ou 6 dB) (KUMAR, 2003).

Considera-se neste texto como referência de largura de banda o parâmetro da matriz de espalhamento $|S_{11}|(\text{dB}) \leq -10$ dB, o que corresponde a uma perda de retorno melhor que 10 dB.

3.4.2 Técnicas para alargamento de banda

Como já citado, a largura de banda estreita é uma relevante limitação das antenas de microfita, embora tenham muitas propriedades vantajosas. A largura de banda de impedância de uma antena de microfita varia de 1% a 5% tipicamente. Isso contrasta com os 15% a 50% de largura de banda de outras antenas usadas normalmente, como dipolos, fendas e guias de onda do tipo corneta (GARG, 2001). Diversos pesquisadores têm-se dedicado a reduzir esta limitação e, com sucesso, alcançaram larguras de banda de impedância superiores a 90% em antenas simples.

As inovações obtidas utilizam o conjunto composto de múltiplas técnicas, que podem trazer efeitos colaterais como aumento de tamanho, altura e volume, degradando outras características da antena.

A escolha da técnica de alimentação e sua aplicação na rede de casamento de impedância podem produzir aumento da largura de banda. KUMAR e RAY (KUMAR, 2003), WONG (WONG, 2002) e VOLAKIS (VOLAKIS, 2007) apresentaram antenas modificadas, com bandas aumentadas.

As principais técnicas de alargamento de banda para antenas de microfita estão baseadas em um ou mais dos seguintes princípios (LEE, 2012):

- a) Uso de elementos parasitas ou fendas, nos quais ressonâncias são introduzidas de forma que em conjunto com a ressonância principal produzam um aumento de banda;
- b) Uso de substratos espessos de baixa permissividade ϵ ; e
- c) Desenvolvimento de estrutura para corrigir o descasamento de impedância da alimentação com a antena (fato associado, principalmente, com substratos espessos).

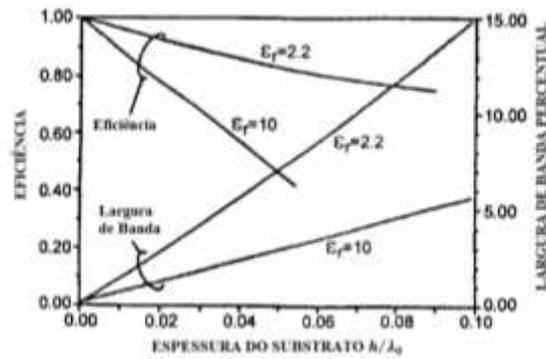
3.4.3 Efeitos dos parâmetros do substrato na largura de banda

Conforme observado na equação 3.12, a largura de banda de uma antena de microfita varia inversamente com o fator Q da antena.

Dessa forma, os parâmetros do substrato, tais como a constante dielétrica ϵ_r e a espessura h , podem ser variados para obter diferentes valores de Q e, conseqüentemente, um aumento na largura de banda.

A Figura 6 mostra o efeito da espessura do substrato sobre a largura de banda de impedância e a eficiência para dois valores de constantes dielétricas (POZAR, 1992). Nota-se que a largura de banda aumenta monotonamente com a espessura. O decréscimo no valor de ϵ_r também faz aumentar a largura de banda. Esse comportamento é explicado pela alteração do valor de Q na EQ. (3.12) (GARG, 2001).

Figura 6- Efeito da espessura e da constante dielétrica do substrato na largura de banda de impedância e a eficiência de Irradiação de uma antena de microfita retangular

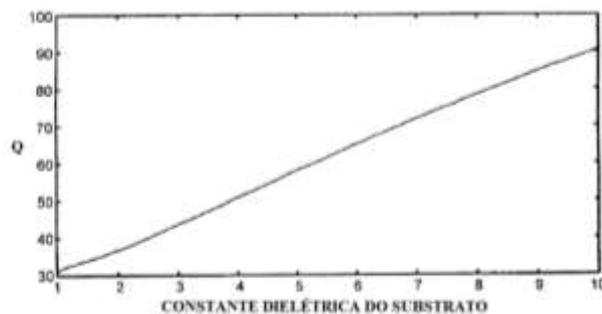


Fonte: Begaud, 2011.

O fator Q de uma antena de microfita retangular como função de ϵ_r e de h está plotado nas Figuras 7 e 8, respectivamente, para um caso particular de aplicação.

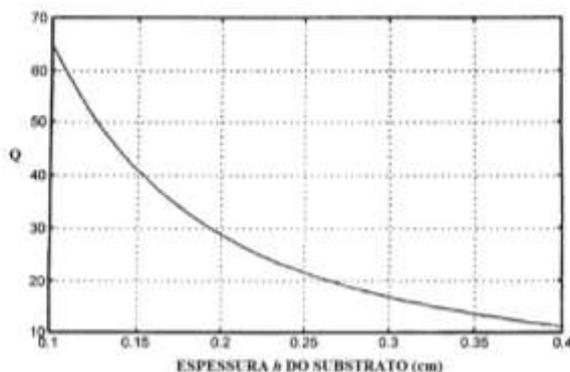
A Figura 7 mostra que Q aumenta quase que linearmente com o aumento de ϵ_r . Modelando o *patch* retangular como um capacitor com perdas, o aumento em Q é explicado pelo fato de a energia armazenada aumentar e a potência irradiada diminuir com o aumento de ϵ_r . Similarmente, quando a espessura do substrato é aumentada, o decréscimo na energia armazenada diminui o fator Q . Fisicamente, este comportamento ocorre porque os campos franjados aumentam com o aumento de h e a diminuição de ϵ_r (GARG, 2001).

Figura 7- Variação do fator Q para uma antena de microfita retangular em função da constante dielétrica do substrato com $h = 1,59$ mm, $W = 0,9L$, $f = 3$ GHz.



Fonte: Garg, 2001.

Figura 8- Variação do fator Q para uma antena de microfita retangular em função da espessura do substrato, com $\epsilon_r = 2,2$, $W = 0,9L$, $f = 3$ GHz



Fonte: Garg, 2001.

Assim, com base na EQ. (3.12), pode-se afirmar que o aumento de h e a diminuição de ϵ_r podem ser usados para aumentar a largura de banda de impedância da antena. As desvantagens de se utilizar substratos espessos e com alta constante dielétrica são muitas, incluindo o aumento da potência das ondas superficiais, que resulta em uma pobre eficiência de irradiação (GARG, 2001).

A irradiação de ondas superficiais pode levar a uma degradação do diagrama. Adicionalmente, substratos espessos com alimentação microstrip aumentam a irradiação espúria na transição da linha para o *patch*, em que é alterada a largura da linha. A irradiação de uma alimentação coaxial também aumenta. Ainda com substratos espessos, uma alimentação com linha coaxial aumenta a reatância indutiva, resultando em problemas de descasamento de impedância. Modos de ordem superior ao longo da espessura do substrato também são gerados, produzindo distorções nos diagramas de irradiação e nas características da impedância. A maioria desses problemas não ocorre se um dielétrico espesso for utilizado e se a alimentação utilizada for por acoplamento de abertura.

Os efeitos de ondas superficiais podem ser controlados com o uso de estruturas fotônicas (GARG, 2001).

3.4.4 Modelos com elemento irradiante modificado

Alguns modelos de *patches* têm um fator de qualidade inerentemente baixo comparado a outros, o que corresponde a uma largura de banda maior. Isso ocorre

em virtude de pouca energia armazenada próximo ao *patch* e à alta irradiação. Alguns destes modelos incluem o anel anular, o anel retangular/quadrado, o *patch* de quarto de onda, a fenda em U, entre outros (KUMAR e RAY, 2003) (KUMAR, 2003); (GARG *et al.*, 2001) (GARG, 2001).

As possibilidades de modelos de *patch* para alargamento de banda são infinitas; contudo, outras características elétricas da antena, como polarização e ganho, são afetadas (VOLAKIS, 2007). Consequentemente, é difícil definir uma regra geral ou um guia para a seleção do modelo de *patch* inteiramente baseados na largura de banda. Além disso, algumas configurações envolvem a adição de fendas ressonantes que se acoplam ao *patch*, aumentando a largura de banda.

Para formatos básicos como um quadrado ou círculo, as larguras de banda são bem parecidas e proporcionais ao tamanho desses elementos. Os desvios se pronunciam quando as formas se modificam significativamente.

Num *patch* retangular, se a borda irradiante se torna estreita, as perdas de irradiação diminuem e o Q da antena aumenta, reduzindo a largura de banda. O oposto também é verdade para um *patch* com a borda irradiante larga.

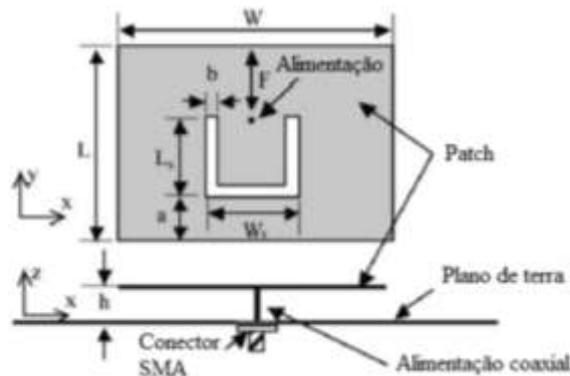
Efeitos mais perceptíveis são encontrados quando a parte central do *patch* é removida, transformando-o em um anel. Historicamente, antenas como um anel anular (ou retangular) foram consideradas de banda larga (VOLAKIS, 2007). Entretanto, isso é verdade somente para o segundo modo do *patch*, ou seja, quando ele opera no modo TM₁₂. Para o primeiro modo, TM₁₁, o *patch* opera de forma similar ao disco circular. Para este modo, a largura de banda da antena diminui rapidamente à medida que o condutor central é removido, tornando o anel mais fino.

Se as frequências de ressonância de uma fenda e do *patch* são próximas, então uma BW mais larga pode ser obtida. Entretanto, deve-se atentar para que a polarização dos campos irradiados da fenda e do *patch* sejam similares, de forma que o diagrama se mantenha estável sobre toda a banda de trabalho.

O principal modelo que utiliza fendas ressonantes é o da antena com fenda em U, como mostrado na Figura 9. Uma fenda ressonante, com o formato da letra U, é cortada simetricamente ao redor do centro do *patch*. Neste caso, a frequência de ressonância do *patch* muda levemente em comparação com a frequência de ressonância da fenda. A fenda em U pode ser inserida em *patches* retangulares, circulares e triangulares (WONG, 2002). Substratos espessos e de baixa permissividade são

normalmente utilizados nestas antenas, sendo o ar um excelente meio para esse tipo de técnica.

Figura 9 - Antena de microfita retangular com fenda em U adaptado de (LEE, 2012)



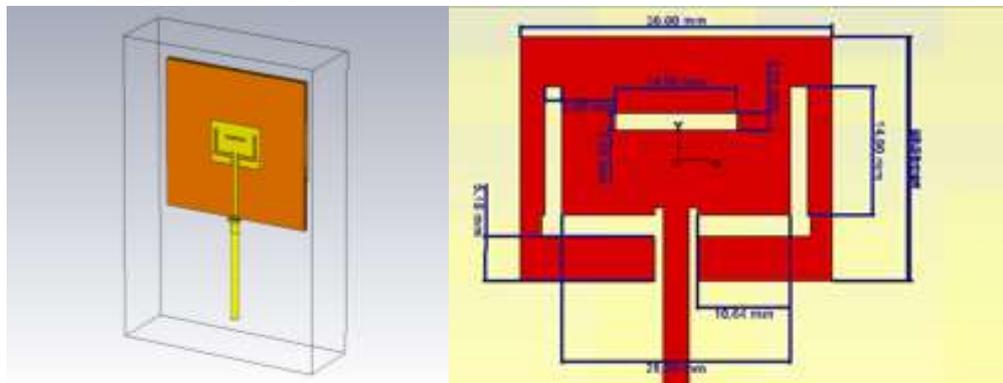
Fonte: Lee, 2012.

A fenda provê uma capacitância que compensa a indutância introduzida pela sonda da linha coaxial (LEE, 2012). Ela também introduz uma ressonância adicional que, como discutido anteriormente, em conjunto com a ressonância principal, altera a resposta de banda larga. Uma desvantagem é que, nas frequências limite da banda, a polarização cruzada é alta no plano H (LEE, 2012) (WEIGAND, 2003).

3.5 Aspecto da antena proposta

A antena proposta, criada e desenvolvida, para atuar nas frequências relacionadas a esta pesquisa apresenta as seguintes características:

Figura 10- a) Aspecto da Antena b) Dimensões



Fonte: Autoria própria

4. ALGORITMOS EVOLUTIVOS

4.1 Algoritmos de otimização no projeto de antenas de microfita

Do ponto de vista estrutural, a resposta em frequência de antenas de microfita depende das dimensões e das geometrias envolvidas no projeto. Da mesma forma, a célula unitária do AMC, incluindo a periodicidade, o substrato dielétrico usado, o tipo de elemento utilizado e sua forma geométrica.

Diversas formas geométricas para os elementos citados já foram estudadas na literatura. Alguns elementos destes grupos são conhecidos como Cruz de Jerusalém, Quadrado, Espira Quadrada Dupla, etc. Apesar de as geometrias citadas serem simples, formas mais complexas podem ser obtidas por geometrias fractais (ROMEU, 2000); (LI, 2013); (BRITO, 2013).

Diante da complexidade das geometrias e dificuldades na obtenção de melhoria de resultados, optou-se pela implementação de algoritmo evolutivo no desenvolvimento e otimização do projeto da antena desta pesquisa.

Como forma de vencer as dificuldades oferecidas, foram utilizados recursos computacionais em conceitos estatísticos como Variância, Covariância e desvio padrão. Desta forma, foi possível obter melhorias nos resultados relacionados à antena proposta.

Para a aplicação na antena desta pesquisa, foram simulados e analisados os resultados de alguns tipos de algoritmos evolutivos pré-existentes e com resultados consolidados.

Alguns resultados da comparação podem ser obtidos durante a revisão bibliográfica, como exemplo, o trabalho de Lazzari (LAZZARI, 2018), que comparou os resultados obtidos com a implementação dos algoritmos evolutivos: *Genetic Algorithm* (GA), *Differential Evolution* (DE) e *Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy* (CMA-ES).

O algoritmo *CMA-ES Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy* (CMA-ES) foi obtido em yarpiz.com, implementados por Heris (2015) (MOSTAPHA, 2015).

Alguns exemplos podem ser destacados como a otimização de funções multiobjetivo, *niching algorithms*, otimização com restrições não lineares, e assim por diante (Liang *et al.*, 2013) (LIANG, 2013).

Em Lazzari (LAZZARI, 2018), foi utilizado o programa Matlab® 2017 b como plataforma para desenvolvimento dos algoritmos evolutivos.

Conforme verificado (LAZZARI, 2018), a estratégia evolucionária baseada na adaptação da matriz de covariância, CMA-ES, mostrou-se superior a todas as outras estratégias evolucionárias (LAZZARI, 2018). O fato de ser um modelo com funções matemáticas bem definidas torna o algoritmo de fácil manuseio no quesito alteração de parâmetros.

4.2 Adaptação da Matriz de Covariância - Estratégias de Evolução (CMA-ES)

O algoritmo CMA-ES foi proposto pela primeira vez por Nikolaus Hansen em 2001 (HANSEN, 2011), sendo um algoritmo de otimização bioinspirado.

O CMA-ES conta com um modelo de distribuição de uma população candidata (Distribuição Normal Multivariada Parametrizada) para explorar o espaço de projeto (GREENWOOD, 2001). Baseia-se na estratégia de seleção e adaptação da população da amostra, preservando e modificando os parâmetros da estratégia a propriedade de convergência das gerações anteriores (Matriz de Covariância), utilizando o conhecimento na geração da população de próxima geração.

Em cada geração, o pai para a próxima geração é calculado com uma média ponderada de λ candidatos selecionados a partir de descendentes μ gerados naquela geração usando uma seleção (λ, μ).

A população de próxima geração é gerada pela amostragem de uma distribuição normal multivariada da Matriz de Covariância com a variância na geração g sobre a média da geração $MN(M(g), (\sigma(g)) 2C(g))$ (HANSEN, 1996); (LIMA, 2020).

O tamanho do passo σ (g) determina a variância geral da mutação na geração g .

A propriedade variável do tamanho do passo σ em cada geração desempenha um papel vital no controle da convergência prematura e da convergência próxima aos ótimos globais.

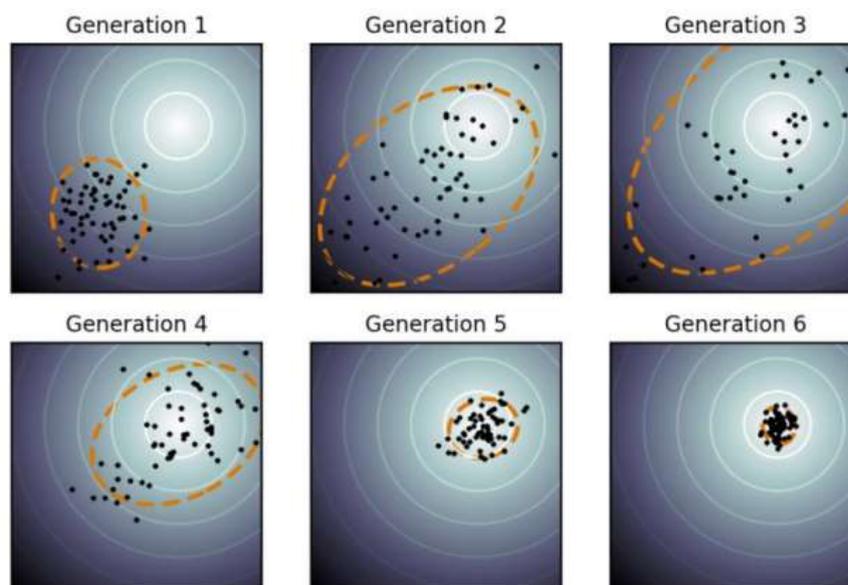
Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy (CMA-ES) – A média da distribuição é atualizada de modo que a probabilidade de soluções candidatas, que previamente apresentaram sucesso, é maximizada. Os elementos da matriz de covariância C são incrementados de tal forma que a probabilidade de repetir mudanças nos passos de busca, que apresentaram sucesso, é aumentada. Para isso, a evolução da distribuição no tempo é λ armazenada (*evolution paths*).

CMA-ES – Assim, de maneira indireta, estima-se o gradiente da superfície de fitness – CMA-ES tem sido um dos algoritmos de maior sucesso em diversas aplicações de otimização contínua.

Em particular, em problemas com funções de avaliação não convexas, malcondicionadas, multimodais e/ou com ruído.

Na Figura 11, é representada a Evolução das Gerações CMA ES:

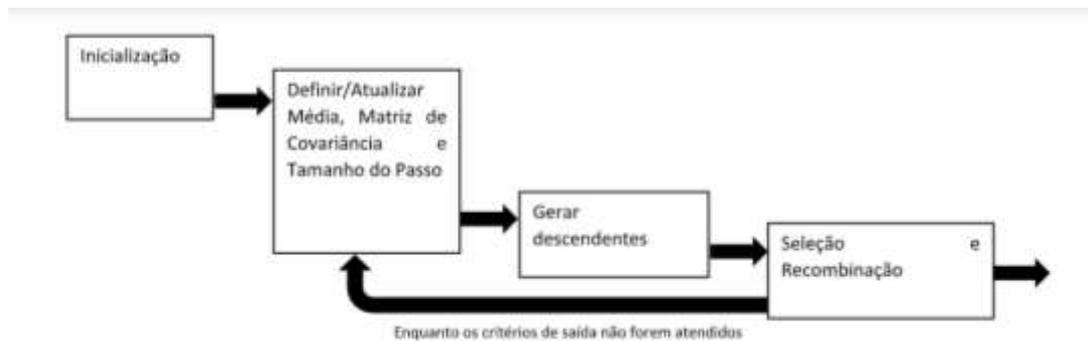
Figura 11- Evolução de gerações no CMA-ES



Fonte: Khan, 2018.

O CMA-ES funciona por meio de um ciclo de etapas representado na Figura 12.

Figura 12- Funcionamento do CMA-ES por meio de um ciclo de etapas.



Fonte: Autoria própria

No CMA-ES, a busca pelos ótimos globais em dimensões D começa com a geração de membros de valor real μ D dimensionais por amostragem de uma distribuição Normal multivariada em torno da Média M em qualquer geração. Em geral, a equação pode ser escrita como:

$$x_k(g+1) \sim N(M(g), (\sigma(g))^2 C(g)) \text{ para } k = 1, \dots, \lambda \quad (4.1)$$

Onde $x_k(g+1)$ representam o membro da amostra k th gerado na geração $(g+1)$.

Cada membro da população pode ser amplamente denominado como um vetor e pode ser representado como:

$$X_i = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_D] \text{ Para } i = 1, 2, 3, \dots, \mu \quad (4.2)$$

Assim, da Equação (1), a fim de passar para a próxima geração $(g+2)$, os parâmetros $M(g+1)$, $C(g+1)$, $\sigma(g+1)$ precisam ser calculados. Cada um desses parâmetros representa uma etapa do algoritmo e são discutidos a seguir.

4.2.1. Seleção e recombinação

A natureza cruzada do processo evolucionário é alcançada calculando o vetor médio para cada geração e, em seguida, alterando o vetor médio para gerar a prole.

O vetor médio $M(g + 1)$ para a geração g é a média ponderada dos μ melhores indivíduos selecionados na ordem da classificação de aptidão na função objetivo do espaço amostral $x_k(g + 1)$ para $k = 0, 1, 2, \dots, M$. O vetor ponderado pode ser um vetor igual ou um vetor linear. Com o vetor ponderado igual, todas as amostras selecionadas terão porções iguais na média resultante ($W_i = 1 / \lambda$).

Com a configuração do vetor Linear Weight W_i , o ponto mais apto possui maior porção de genes do que o ponto com menor aptidão.

$$W_i = \log(\mu + 1) - \log(i + 1), \sum w_i = 1, W_1 > W_2 > W_3 > \dots > W_\lambda > 0 \text{ para } i = 1, 2, \dots, \lambda. \quad (4.3)$$

4.2.2. Adaptação da matriz de covariância

A adaptação da matriz de covariância determina a mutação variável para a população infantil no processo evolutivo.

Os descendentes em uma geração são amostrados de acordo com a distribuição normal multivariada em R^n , enquanto a Recombinação descrita em 4.2.1 equivale à seleção de uma nova média na geração $g + 1$, a mutação equivale à amostragem da distribuição normal da Matriz de Covariância multiplicada pelo passo (dimensão em torno da média).

As dependências entre as variáveis na distribuição são representadas pela matriz de covariância. A adaptação da matriz de covariância é um método para atualizar a matriz de covariância dessa distribuição, o que equivale a aprender um modelo de segunda ordem da função objetivo subjacente. A média da distribuição é atualizada de forma que a probabilidade da solução candidata anteriormente bem-sucedida seja maximizada e a Matriz de covariância seja atualizada de tal forma que a probabilidade de etapas de pesquisa anteriormente bem-sucedidas seja aumentada.

$$C(g+1) = (1 - c_1 - c_\mu) Cg + c_1 P_c(g+1) P_c(g+1) T + c_\mu \times \sum_{i=1}^{\mu} w_i \mu (X1:\lambda(g+1) - Mg\sigma(g)) (X1:\lambda(g+1) - Mg\sigma(g)) T \quad (4.4)$$

4.2.3 Controle do tamanho do passo

A adaptação da matriz de covariância acima não controla a escala geral da distribuição, ou seja, o tamanho do passo. A matriz de covariância aumenta a escala em apenas uma direção para cada etapa selecionada e pode diminuir a escala apenas esmaecendo as informações antigas por meio do fator $1 - C_1 - C_\mu$ menos informações.

Para controlar o tamanho do passo $\sigma(g)$, exploramos o caminho de evolução e isso pode ser aplicado independentemente da adaptação da matriz de covariância e é denotado como Adaptação cumulativa do comprimento do passo (CSA) conforme abaixo.

- Sempre que o caminho de evolução for curto, etapas únicas se cancelam. Neste caso, o tamanho do passo deve ser diminuído.

- Sempre que o caminho de evolução for longo e passos simples apontarem na mesma direção, o tamanho do passo deve ser aumentado para reduzir o número de passos.

Para decidir se o caminho de evolução é longo ou curto, o comprimento do caminho é comparado com o comprimento esperado na seleção aleatória.

Se o caminho de seleção influencia o caminho de evolução para ser mais longo do que o esperado, σ é aumentado, e se o caminho de seleção influencia o caminho de evolução para ser mais curto do que o esperado, σ diminuiu.

4.3 IMPLEMENTAÇÃO

4.3.1. Pseudocódigo

O Pseudocódigo apresentado a seguir é seguido por uma explicação detalhada das principais etapas do algoritmo (HANSEN, 2011)

Etapa 1: Inicializar os parâmetros CMA-ES

$D \leq$ No. de dimensões

$\lambda \leq$ Tamanho da população de descendentes ($4,0 + 3,0 \text{ Log } (D)$)

$\mu \leq$ População parental para a próxima geração (piso ($\lambda / 2$))

$\sigma \leq$ Desvio padrão inicial.

$c_{cov} \leq$ *Start* Taxa de aprendizagem de covariância

Etapa 2: *While* o critério de parada não for atendido, faça

Etapa 3: Atualizar a matriz de covariância $C^{(g+1)}$

$$C^{(g+1)} \leftarrow C (1 - c_{cov}) C \downarrow (g+1) g + c_{cov} \mu_{cov} P_c (g+1) P_c (g+1) T + c_{cov} (1 - 1 \mu_{cov}) \times \sum_{i=1}^{\lambda} w_i \times (X1: \lambda (g+1) - M g \sigma (g)) (X1: \lambda (g+1) - M g \sigma (g)) T \quad (4.5)$$

Etapa 4: Atualizar o tamanho do passo σg (consulte a adaptação do tamanho do passo) $\sigma g \times \exp (\downarrow \sigma g + 1 c \sigma d \sigma (|| P \sigma || EN (0, I) - 1))$

Etapa 5: Gerar Amostra de População para a geração $g + 1$ $x_k (g + 1) \sim N (M (g), (\sigma (g))^2 C (g))$ para $k = 1, \dots, \lambda$

Etapa 6: Atualizar a média para a geração $g + 1$ $\sum_{i=1}^{\lambda} w_i x_i: \lambda \downarrow m (g + 1) \mu (g + 1) i = 1$

Etapa 7: Atualizar a melhor solução de todos os tempos

Etapa 8: Fim do *While*

O algoritmo CMA-ES consiste em três etapas principais, conforme descrito acima. Para qualquer algoritmo, os critérios de parada devem ser parte integrante e para CMA-ES pode ser especificado das seguintes maneiras:

- 1) Executar o algoritmo para um número predefinido de gerações.
- 2) Parar qualquer execução adicional quando o algoritmo não apresentar nenhum crescimento na abordagem da solução.
- 3) Parar quando o Algoritmo atinge um valor predefinido da função objetivo.

4.3.2 Gerar amostra de população

A população de um novo ponto de busca na geração $(g + 1)$ é gerada pela amostragem de uma multivariada da distribuição normal com média $M(g)$ usando a equação (4.1).

$$x_k(g + 1) \sim N(M(g), (\sigma(g))^2 C(g)) \text{ para } k = 1, \dots, \lambda \quad (4.6)$$

Seleção e Recombinação a nova média da distribuição de pesquisa para a Geração $g + 1$ é a média ponderada das melhores μ crianças selecionadas a partir de λ pontos de amostra gerados pela Equação (4.1).

$$m(g + 1) = \sum_{i=1}^{\lambda} w_i x_i: \lambda \mu(g + 1) \quad (5) \quad \sum w_i = 1 \quad w_i > 0 \quad \text{for } w_i = 1, \dots, \mu \quad \mu_i = 1 \quad (4.7)$$

Os pesos individuais para o vetor de peso são definidos com base em μ_{eff} tal que $1 < \mu_{eff} < \mu$. Em nosso caso, escolhemos $\mu_{eff} \approx \lambda / 4$, que é um ajuste razoável para w_i .

$$\mu_{eff} = (\sum_{i=1}^{\lambda} w_i \mu^2)^{-1} \quad (4.7)$$

4.3.3. Adaptação da matriz de covariância

O objetivo desta etapa é calcular a matriz de covariância na geração g . Abaixo, estão alguns dos parâmetros usados no processo de cálculo da matriz de covariância. A matriz de covariância da geração atual depende da curva de aprendizado com base na matriz de covariância anterior.

$$C(g+1) = (1 - ccov) Cg + ccov \mu cov Pc(g+1) Pc(g+1)^T + ccov (1 - 1 \mu cov) \times \sum_{i=1}^{\lambda} w_i \times (X_i: \lambda(g+1) - Mg\sigma(g)) (X_i: \lambda(g+1) - Mg\sigma(g))^T \quad (4.8)$$

Onde $ccov$ é um parâmetro de estratégia igual a $\min(\mu cov, \mu_{eff}, n/2) / \mu cov$ e $\mu cov \sim \mu_{eff}$ na maioria dos casos. No nosso caso, $\mu_{eff} = 3,4 Pc(g + 1)$ é o caminho de evolução. Como uma sequência de etapas, a estratégia assume várias gerações. O caminho de evolução pode ser derivado como: $PC(g + 1) = (1 - cc) PC(g) + \sqrt{cc(2 - cc)} \mu_{eff} M(g + 1) - Mg\sigma(g)$ (4.9)

Adaptação de variância.

Junto com a adaptação da matriz de covariância, a variação / tamanho do passo é atualizada a cada geração.

O tamanho do passo é atualizado usando a adaptação de tamanho de etapa cumulativa (CSA) e pode ser definido como:

$$\sigma_{g+1} = \sigma_g \times \exp(c\sigma d\sigma (||P\sigma|| EN(0, I) - 1)) \quad (4.10)$$

E $P\sigma$ é derivado como:

$$P\sigma = (1 - c\sigma) P\sigma + \sqrt{1 - (1 - c\sigma) 2\nu\mu_w} C K^{-1/2} M K + 1 - M K + 1 \sigma k \quad (11)$$

$$\text{onde: } \mu_w = \left(\sum_{i=1}^{\lambda} w_i \mu_i \right)^{-1} \quad (4.11)$$

Na Figura 13, é apresentada uma simplificação do Algoritmo do CMA-ES.

Figura 13- Algoritmo simplificado do CMA-ES.

Algorithm 1 The CMA-ES algorithm	
1:	Initialize $\mathbf{m} \in \mathbb{R}^n$, $\sigma \in \mathbb{R}^+$, λ, μ
2:	Initialize $\mathbf{C} = \mathbf{I}$, $\mathbf{p}_c = \mathbf{0}$, $\mathbf{p}_\sigma = \mathbf{0}$
3:	while not terminate do
4:	Sampling: $\theta_i = \mathbf{m} + \sigma \mathbf{y}_i$, $\mathbf{y}_i \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{C})$, $i = 1, \dots, \lambda$
5:	Evaluating: $f(\theta_i)$, $i = 1, \dots, \lambda$
6:	// mean update
7:	$\mathbf{m} \leftarrow \mathbf{m} + \sigma \bar{\mathbf{y}}$, where $\bar{\mathbf{y}} = \sum_{i=1}^{\lambda} w_i \mathbf{y}_{i:\lambda}$
8:	// step-size control update
9:	$\mathbf{p}_\sigma \leftarrow (1 - c_\sigma) \mathbf{p}_\sigma + \sqrt{c_\sigma(2 - c_\sigma)} \mu_w \mathbf{C}^{-\frac{1}{2}} \bar{\mathbf{y}}$
10:	$\sigma \leftarrow \sigma \exp\left(\frac{c_\sigma}{d_\sigma} \left(\frac{\ \mathbf{p}_\sigma\ }{\mathbb{E}\ \mathcal{N}(\mathbf{0}, \mathbf{I})\ } - 1\right)\right)$
11:	// covariance matrix update
12:	$\mathbf{p}_c \leftarrow (1 - c_c) \mathbf{p}_c + \sqrt{c_c(2 - c_c)} \mu_w \bar{\mathbf{y}}$
13:	$\mathbf{C} \leftarrow (1 - c_1 - c_\mu) \mathbf{C} + c_1 \mathbf{p}_c \mathbf{p}_c^\top + c_\mu \sum_{i=1}^{\lambda} w_i \mathbf{y}_{i:\lambda} \mathbf{y}_{i:\lambda}^\top$
14:	end while

Fonte: Autoria própria

4.3.4 O algoritmo CMA-ES e sua aplicação no projeto da antena de Microfita

Conforme citado (LAZZARI, 2018), a estratégia evolucionária baseada na adaptação da matriz de covariância, CMA-ES com resultados superiores a todas as outras estratégias evolucionárias. O fato de ser um modelo com funções matemáticas bem definidas torna o algoritmo mais adequado ao manuseio no quesito alteração de parâmetros.

Com base no layout criado para a antena “de microfita”, foi implementada metodologia baseada em algoritmo evolutivo (CMA-ES) (HANSEN, 2011) para determinação do posicionamento mais adequado das fendas e otimização dos resultados. O algoritmo CMA-ES foi simulado no CST, utilizando uma população de variáveis constituída de largura do elemento irradiante, comprimento, posicionamento da fenda móvel, obtendo-se, desta forma, a ressonância nas frequências desejadas. Os resultados da adaptação e utilização do algoritmo são apresentados no capítulo 7.

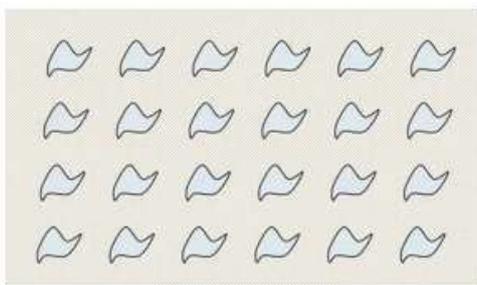
No anexo deste trabalho, é apresentado o código original do *Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy* CMA-ES para análise, desenvolvido por S. Mostapha Kalami Heri.

5. METAMATERIAIS

A primeira tentativa de explorar o conceito de materiais “artificiais” remonta a parte final do século XIX, quando, em 1898, Jagadis Chunder Bose conduziu o primeiro experimento de microondas em estruturas torcidas (ENGHETA, 2006) – geometrias que eram essencialmente elementos quirais artificiais pela terminologia de hoje (SIEVENPIPER, 1999).

Em 1914, Lindmand trabalhou em meio quiral “artificial”, incorporando muitas pequenas hélices de arame aleatoriamente orientadas em um meio hospedeiro (YANG, 2002). Em 1948, Kock (ZHANG, 2002) fez lentes de microondas leves, organizando esferas de condução, discos e tiras, periodicamente e efetivamente, adaptando o índice de refração eficaz do meio artificial. Desde então, materiais artificiais complexos têm sido objeto de pesquisa para muitos pesquisadores em todo o mundo. Nos últimos anos, novos conceitos em técnicas de síntese e novas técnicas de fabricação permitiram a construção de estruturas e materiais compostos que imitam materiais conhecidos porque têm novas respostas fisicamente realizadas que não ocorrem ou podem não estar prontamente disponíveis na natureza na forma homogênea. Esses metamateriais, em princípio, podem ser sintetizados incorporando várias estruturas constituintes com novas formas geométricas em alguns meios hospedeiros - Figura 14.

Figura 14- Esboço genérico de um metamaterial volumétrico sintetizado incorporando estruturas em um meio hospedeiro



Fonte: Engheta, 2006.

Em um meio composto particulado, ondas eletromagnéticas interagem com as estruturas físicas, induzindo momentos elétricos e magnéticos, que por sua vez

afetam a permissividade efetiva macroscópica e a permeabilidade da estrutura do “meio” composto.

Uma vez que os metamateriais podem ser sintetizados incorporando alterações fabricadas em um meio hospedeiro especificado ou em uma superfície hospedeira, isso fornece ao desenvolvedor uma grande coleção de parâmetros independentes (ou graus de liberdade) como as propriedades dos materiais hospedeiros; o tamanho, a forma, a composição das estruturas; a densidade, o arranjo e alinhamento dessas estruturas – para projetar um metamaterial com funções específicas de resposta eletromagnética, não encontrada nos componentes constituintes individuais. Todos esses parâmetros de projeto podem desempenhar um papel fundamental no resultado final do processo de síntese. Entre eles, a geometria (ou forma) das inclusões é aquela que pode proporcionar uma variedade de novas possibilidades de processamentos metamateriais. Recentemente, a ideia de materiais complexos em que tanto a permissividade quanto a permeabilidade possuem valores reais negativos em determinadas frequências tem recebido considerável atenção. Em 1967, Veselago investigou a propagação de ondas planas em materiais cuja permissividade e a permeabilidade foram simultaneamente negativas (GONZALO, 1999).

Seu estudo teórico mostrou que para uma onda plana uniforme monocromática em tal meio a direção apontada pelo vetor é antiparalela à direção da velocidade de fase, ao contrário do caso da propagação de ondas planas no meio simples convencional.

Os pesquisadores Smith, Schultz e seu grupo construíram um meio composto para as faixas de microondas e demonstrou experimentalmente a presença de refração anômala neste meio (HANSEN, 2002); (MCVAY, 2002).

Muitos grupos de pesquisa em todo o mundo estudam os vários aspectos relacionados aos metamateriais, e várias ideias e sugestões para futuras aplicações desses materiais foram propostas.

É sabido que a resposta de um sistema à presença de um campo eletromagnético é determinada em grande parte pelas propriedades dos materiais envolvidos.

Essas propriedades podem ser descritas definindo os parâmetros macroscópicos ϵ de permissividade e permeabilidade μ desses materiais.

Isso permite a classificação de um meio da seguinte forma. Um meio com permissividade e permeabilidade maior que zero ($\epsilon > 0$, $\mu > 0$) será designado um meio duplo positivo (DPS).

A maioria dos materiais que ocorrem na natureza (por exemplo, dielétricos) estão sob essa designação.

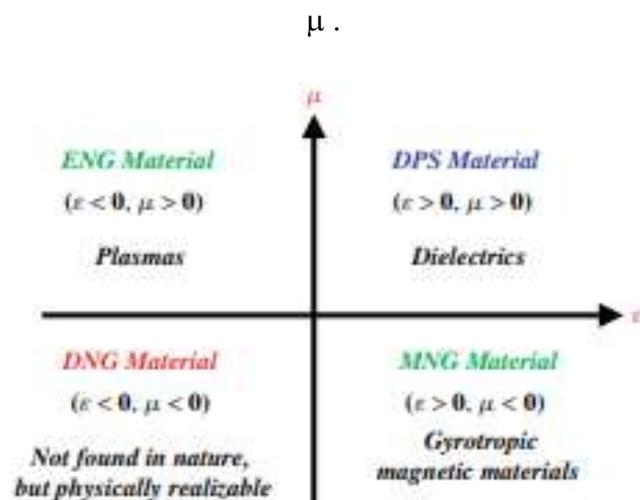
Um meio com permissividade inferior a zero e permeabilidade maior que zero ($\epsilon < 0$, $\mu > 0$) será designado um meio epsilon-negativo (ENG). Em certas faixas de frequência, muitos plasmas exibem essa característica. E, por exemplo, metais nobres (por exemplo, prata, ouro) se comportam dessa maneira na faixa do infravermelho (IR) e faixa da luz visível.

Um meio com permissividade superior e permeabilidade inferior a zero ($\epsilon > 0$, $\mu < 0$) será designado um meio mu-negativo (MNG). Em certas faixas de frequência, alguns materiais girotrópicos (possuem anisotropia variável com a frequência aplicada) apresentam essa característica. Foram construídos materiais artificiais que também possuem propriedades DPS, ENG e MNG.

Um meio com a permissividade e permeabilidade inferior a zero ($\epsilon < 0$, $\mu < 0$) será designado um meio DNG. Até o momento, essa classe de materiais só foi demonstrada com construções artificiais.

Esta classificação de meios é ilustrada graficamente na Figura 15.

Figura 15- Classificação de materiais com base na permissividade ϵ e permeabilidade



Fonte: Engueta, 2006.

Enquanto se descreve frequentemente um material por algum valor constante (independente de frequência) da permissividade e permeabilidade, na realidade todas as propriedades materiais são dependentes de frequência.

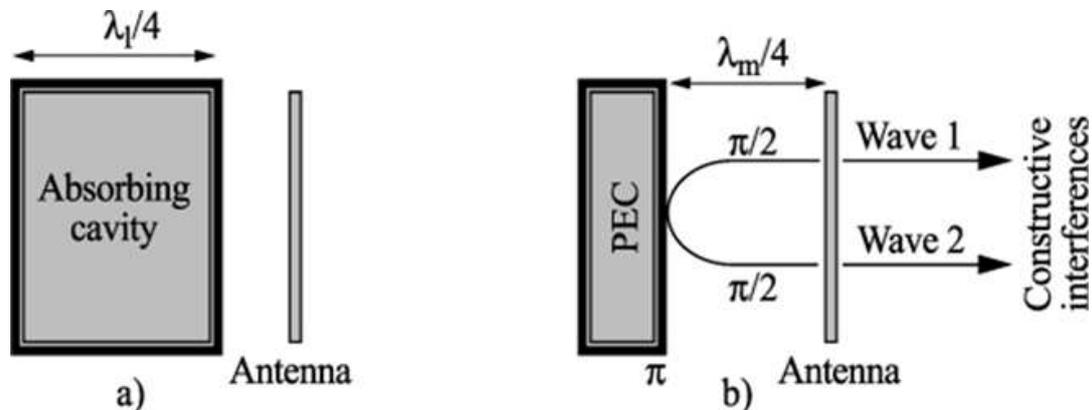
Existem vários modelos construídos para descrever a resposta de frequência dos materiais. Como o campo magnético de uma onda eletromagnética é menor do que seu campo elétrico pela impedância de ondas do meio em que está se propagando, é relevante a forma como o elétron se movimenta na presença do núcleo e, portanto, o momento de dipolo básico deste sistema é alterado pelo campo elétrico. Compreender esse comportamento leva a um modelo de suscetibilidade elétrica do meio. Por outro lado, há meios para os quais a resposta do campo magnético é dominante. Pode-se geralmente descrever a resposta magnética de um material de uma forma dupla com a do campo elétrico usando a suscetibilidade magnética e, portanto, sua permissividade. Enquanto os dipolos magnéticos surgem fisicamente de momentos associados aos laços atuais, eles podem ser descritos matematicamente por carga magnética.

Em outras palavras, o termo metamaterial pode ser traduzido como composto artificial que exhibe propriedades eletromagnéticas não encontradas em materiais naturais. Também conhecido como material canhoto (LHM), material de banda eletromagnética proibida (EBG), condutor magnético artificial (AMC), superfície de alta impedância (HIS), etc.

Os metamateriais também podem ser conceituados como estruturas periódicas, dielétricas ou metálicas, que se comportam como materiais homogêneos. Essa periodicidade leva a estruturas ressonantes que podem parecer incompatíveis com uma aplicação de banda larga.

Para projetar uma antena unidirecional, que é o caso de muitas plataformas, a antena deve irradiar para fora e preservar o interior de qualquer irradiação eletromagnética. A antena é geralmente apoiada por um refletor ou cavidade de absorção - Figura 16.

Figura 16- Antena unidirecional: ao lado da cavidade (a); ao lado do PEC (condutor elétrico perfeito) (b)



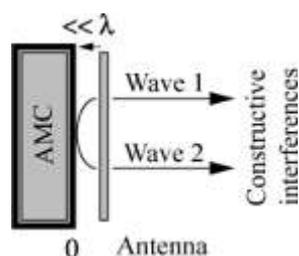
Fonte: Begaud, 2011.

A solução com a cavidade de absorção é simples, mas metade da radiação é perdida (Figura 16a), pois toda energia irradiada em sua direção é absorvida. Os materiais absorventes são pesados e os recursos são difíceis de reproduzir. Além disso, a cavidade é dimensionada a um quarto de comprimento de onda na frequência de operação mais baixa, o que se torna um problema para aplicações de baixa frequência.

Outra técnica eficiente é usar um refletor composto de um condutor elétrico perfeito (PEC) para recuperar a radiação perdida na primeira solução (Figura 16b). Essa técnica é ideal no meio da largura de banda, no qual o fenômeno de interferência construtiva é obtido colocando o refletor a um quarto de comprimento de onda (na frequência central) da antena. Esta solução apresenta uma largura de banda limitada e raramente pode exceder a oitava (BALANIS, 2016).

Entre os objetivos deste trabalho, pretende-se conceber a combinação de melhoria da diretividade, redução da SAR e compacidade. Para tanto, os metamateriais chamados condutores magnéticos artificiais (AMC) possuem características relevantes. Enquanto no metal condutor as ondas refletidas impõem uma mudança de fase de π , os condutores magnéticos artificiais não introduzem um deslocamento de fase (Figura 17).

Figura 17- Antena Unidirecional com AMC.



Fonte: Begaud, 2011.

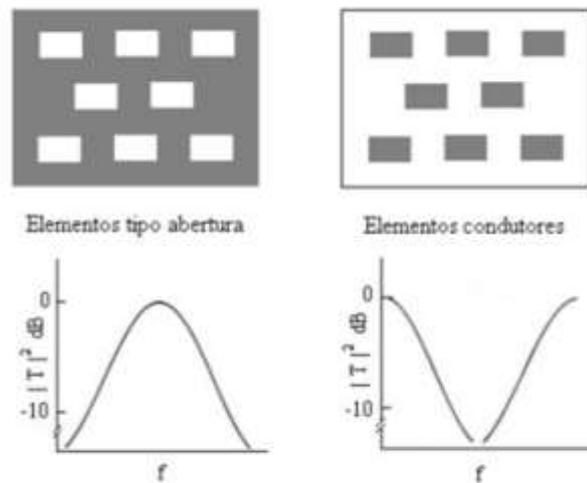
5.1 SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA (FSS)

O entendimento dos princípios relacionados aos metamateriais pode ser analisado, considerando os conceitos de superfícies seletivas em frequência (*Frequency Selective Surface* – FSS). Uma FSS é um arranjo periódico de aberturas ou de elementos condutores conforme Campos (CAMPOS, 2009).

A disposição física do material ou ranhura determina seu comportamento em relação à frequência de ressonância. Como se observa na Figura 18, a FSS com elementos do tipo abertura trabalha como um filtro passa-faixa, ou seja, na medida em que os elementos vão entrando em ressonância, a estrutura vai-se tornando “transparente” para a onda incidente, até que na frequência de ressonância da estrutura, ocorre a transmissão total da onda.

Por outro lado, a FSS com elementos condutores funciona como um filtro rejeita-faixa. Os elementos vão entrando em ressonância e, com isso, eles irradiam a potência incidente na direção de reflexão, até que na frequência de ressonância da estrutura, ela se comporta como um condutor perfeito refletindo totalmente a onda incidente (BALANIS, 2016).

Figura 18 - Tipos de FSS



Fonte: Campos, 2009.

Conforme verificado por Balanis, um condutor elétrico perfeito (PEC) reflete uma onda eletromagnética com um coeficiente de reflexão $\Gamma = -1$ (32).

Por outro lado, um condutor magnético perfeito (PMC) exibe um coeficiente de reflexão $\Gamma = +1$, isso significa que a fase da onda refletida é 0^0 , quando comparada à fase da onda incidente (BALANIS, 2016).

Nesse contexto, uma estrutura física real capaz de apresentar as características de reflexão de um PMC é chamada, na literatura, de condutor magnético artificial AMC (YING, 2003). Este comportamento físico é obtido, geralmente, por meio do projeto de superfícies de alta impedância.

Em linhas gerais, a HIS é um tipo de estrutura periódica ou quase periódica classificada, na literatura, como metasuperfície.

Além do comportamento AMC, o projeto da HIS também possibilita obter uma estrutura capaz de suprimir ondas de superfícies (SIEVENPIPER, 1999). Quando projetada para esta finalidade, a HIS é chamada, na literatura, de estrutura EBG (Eletromagnetic Band Gap).

A análise das superfícies de alta impedância evoluiu muito, após o trabalho de Sievenpiper (SIEVENPIPER, 1999), intitulado *High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band*, em 1999.

No artigo citado, ele projetou uma superfície ressonante, plana, capaz de apresentar simultaneamente os comportamentos AMC e EBG. Originalmente, a estrutura fabricada era composta por células unitárias metalizadas, com formato de cogumelo, em um arranjo geométrico periódico, sobre um substrato dielétrico, ligadas a um plano de terra por meio de vias metálicas, como mostrado nas Figuras 19 e 20.

Quando a periodicidade (D) da rede é muito menor que o comprimento de onda (λ) de operação da estrutura, cerca de $\lambda/10$, Sievenpiper (SIEVENPIPER, 1999) mostrou que a metasuperfície pode ser modelada como um circuito LC equivalente, como mostrado na Figura 22, com frequência:

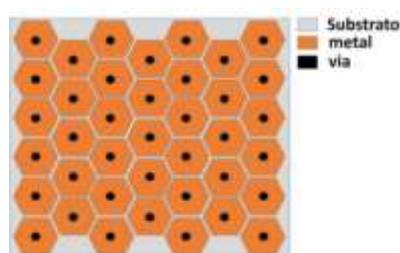
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5.1)$$

E as características de reflexão da HIS podem ser obtidas por meio de uma impedância equivalente, como a mostrada na Equação (5.2)

- $Z_{\text{superfície}} = \frac{jL\omega}{1 - \omega^2 LC} \quad (5.2)$

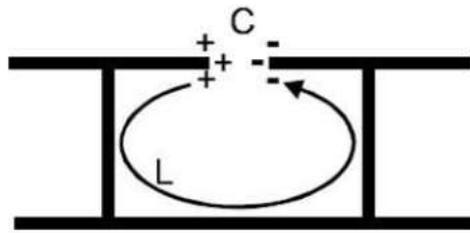
Nas figuras abaixo, é apresentada a ilustração da estrutura proposta por Sievenpiper que consiste de um conjunto periódico de placas metálicas, com formato de cogumelo, ligado ao plano de terra por vias condutoras verticais (KRZYSZTOFIK, 2018).

Figura 19 - Vista superior



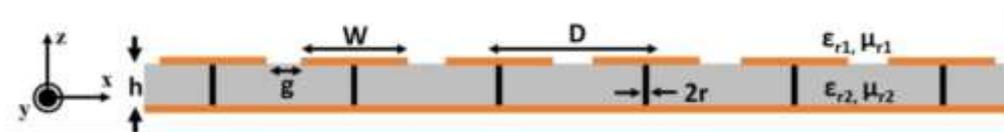
Fonte: Krzysztof, 2018.

Figura 20- Circuito equivalente



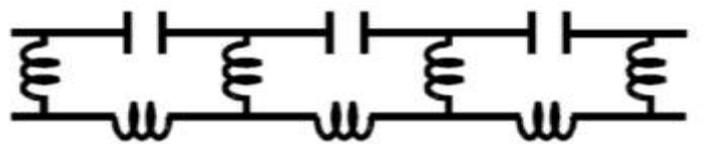
Fonte: Krzysztof, 2018.

Figura 21 - Vista lateral



Fonte: Krzysztof, 2018.

Figura 22- Capacitância e indutância no circuito



Fonte: Krzysztof, 2018.

Nesta representação, conforme mostrado na Figura 22, a capacitância (C) vem do campo elétrico entre as placas metálicas, que surge devido ao acúmulo de carga nas bordas. Como as cargas oscilam, devido a um campo incidente, elas fluem ao longo de um caminho que é constituído pela inclusão metálica, a via, e o plano condutor. Associada a esta corrente, há um campo magnético e, portanto, uma indutância (L). Assim, o comportamento da estrutura pode ser reduzido a um circuito ressonante paralelo com frequência de ressonância $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$ e impedância dada pela equação (5.2).

A impedância típica desse tipo de metasuperfície é semelhante àquela mostrada na Figura 23. Nessa figura, dois casos são mostrados: em (a), os materiais

utilizados são considerados sem perdas; enquanto em (b), as perdas são levadas em conta.

De modo geral, é possível notar que nas proximidades da frequência de ressonância da HIS os valores de $Z_{\text{superfície}}$ tornam-se muito grandes, por este motivo a HIS é chamada de superfície de alta impedância.

Além disso, a HIS apresenta um comportamento reativo interessante, ela é indutiva abaixo da frequência de ressonância e capacitiva acima.

O comportamento em questão facilita o casamento de impedância entre a antena e a HIS, possibilitando, por exemplo, a miniaturização da antena.

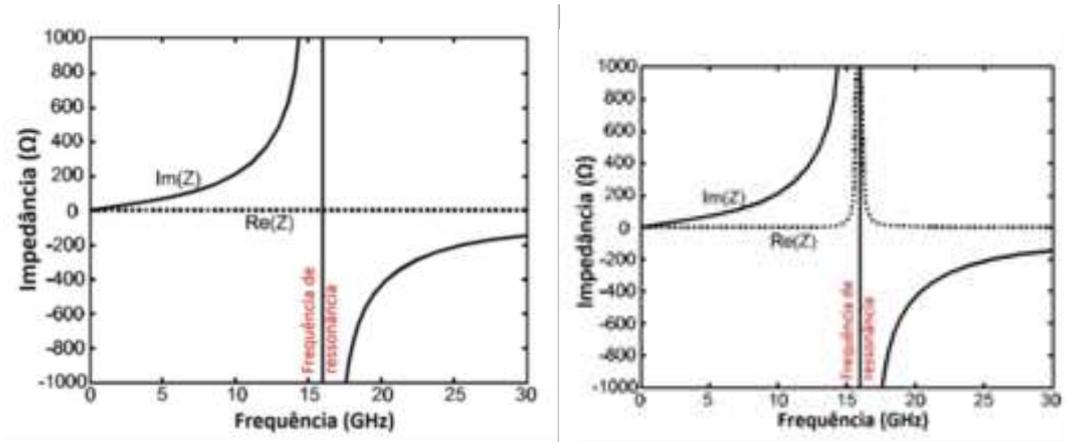
A impedância em ambos os casos (com e sem perdas) é praticamente reativa, salvo próxima a frequência de ressonância no caso em que as perdas do material são levadas em conta.

Isso significa que essa estrutura apresenta baixa absorção de energia, de modo que, praticamente, toda a potência incidente na HIS é refletida (86). Este resultado indica que a HIS tem um grande potencial para ser utilizada como plano de terra em antenas.

Além disso, o fato de a parte resistiva ser praticamente nula para a maioria das frequências permite simplificar os estudos dessas estruturas.

No contexto de simulação, esse resultado equivale a dizer que, na maioria dos casos, podem-se considerar os dielétricos sem perdas e as partes metálicas como condutor elétrico perfeito, o que simplifica enormemente as simulações.

Figura 23- Impedância de uma HIS com patch quadrado (a) Sem perdas (b) Com perdas. Valores típicos dos parâmetros utilizados são $L = 2 \text{ nH}$ e $C = 0.05 \text{ pF}$.



Fonte: Zilio, 2009.

Analisando as figuras, pode-se constatar que, quando a impedância é baixa, a componente tangencial do campo elétrico é pequena, comparada à componente tangencial magnética, portanto, a HIS comporta-se como um condutor elétrico convencional.

Nas proximidades da frequência de ressonância, a impedância é alta, e, conseqüentemente, a componente tangencial magnética é pequena, mesmo com a componente tangencial elétrica grande, de modo que a HIS tem um comportamento semelhante a um condutor magnético.

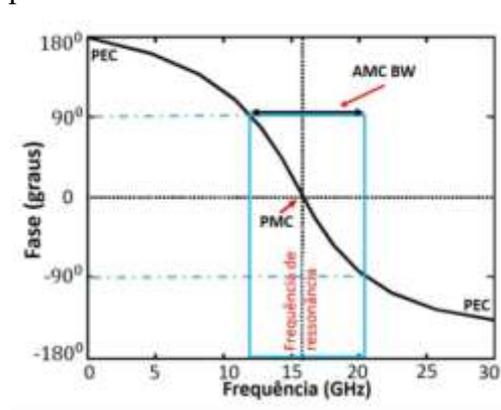
Sendo assim, na região de frequência que a metassuperfície possui alta impedância, a HIS também é chamada de condutor magnético artificial (AMC), na literatura. Essa nomenclatura surgiu no trabalho de Yang (YANG, 1999), ao estudar guias de ondas utilizando estruturas PBG.

A visualização do comportamento AMC é facilitada por meio do gráfico da fase Θ do coeficiente de reflexão Γ dado por (5.3):

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{Superfície}} - Z_0}{Z_{\text{Superfície}} + Z_0} \quad (5.3)$$

Sendo, Z_0 a impedância característica do espaço livre, cerca de 377Ω . Basicamente, o comportamento PMC ocorre quando Θ é igual a 0 e, como mostrado na Figura 24, o que acontece na frequência de ressonância.

Figura 24 - Fase do coeficiente de reflexão de uma HIS com patch quadrado. Valores típicos dos parâmetros utilizados são $L = 2 \text{ nH}^2$ e $C = 0.05 \text{ pf}$.



Fonte: Zilio, 2009.

Além disso, é possível notar que a fase varia entre 180° a -180° .

Na literatura, o comportamento AMC é caracterizado por uma largura de banda (BW) formada pelas frequências situadas entre -90° e $+90^{\circ}$ em torno da frequência de ressonância (COS, 2009), pois, nesta região de frequência, a interferência destrutiva entre onda incidente e a refletida pode ser "desprezada".

Fora de BW, a metasuperfície comporta-se aproximadamente como um condutor elétrico convencional, PEC quando θ é igual 180° . É importante ressaltar que esses dispositivos apresentam geralmente uma estreita largura de banda.

5.2 MODELAGEM DAS ESTRUTURAS FSS

5.2.1 Modelo de circuito

Embora não tenha sido aplicada modelagem neste trabalho, cabe ressaltar que a literatura relacionada às superfícies de alta impedância apresenta como grande dificuldade a questão da modelagem das estruturas. O problema maior surge devido à infinidade de topologias possíveis para o elemento irradiante da HIS. Diante dessa situação, verifica-se que a maioria dos modelos analíticos encontrados na literatura são para topologias consideradas simples, como o *patch* quadrado e a cruz de Jerusalém, por

exemplo. Neste caso, as expressões analíticas podem ser obtidas partindo do modelo de circuito ou por meio do modelo de linha de transmissão.

Conforme mostrado por Sievenpiper (SIEVENPIPER, 1999), no modelo de circuito, uma impedância para superfície da HIS pode ser obtida por meio de um circuito LC equivalente, ver Equação 1. Nesse caso, os valores L e C são dependentes da geometria da estrutura.

A técnica de mapeamento é muito utilizada para encontrar uma expressão analítica para a capacitância C. Infelizmente, além de complexa, essa técnica pode-se tornar inviável, dependendo da topologia do elemento irradiante. Como exemplo, são apresentadas as expressões de uma HIS com elemento irradiante de geometria quadrada. Nas referências (SIEVENPIPER, 1999); (REA, 2006), a indutância e a capacitância foram derivadas em função dos parâmetros da estrutura, ver Figura15(b), sendo a indutância:

$$L = \mu h(5.4)$$

e a capacitância:

$$C = \frac{W \epsilon_0 (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{d}{g} \right) (5.5)$$

A largura de banda em que ocorre o comportamento AMC é calculada por:

$$BW = \frac{1}{\eta_0} \sqrt{\frac{L}{C}} (5.6)$$

Onde: Z_0 é a impedância do espaço livre.

5.2.2 Modelo de linha de transmissão

No modelo de linha de transmissão, geralmente a impedância de superfície z_s é considerada como uma conexão em paralelo da impedância do grid z_g , formado pelos elementos metálicos, com a impedância do substrato dielétrico aterrado z_d (MUMIN, 2018)

$$Z_s = \frac{z_g z_d}{z_g + z_d} \quad (5.7)$$

Tanto z_g quanto z_d são quantidades que já foram muito estudadas separadamente no passado. Historicamente, o estudo da impedância do grid foi primeiramente realizado para um arranjo periódico de fios metálicos em 1897, por Lamb (LAMB, 1897), e, em 1946, por Macfarlane (MACFARLANE, 1946), em problemas de espalhamento. Posteriormente, diversos modelos de Linha de Transmissão foram desenvolvidos para melhorar e incluir novas condições nos modelos existentes.

Nesse contexto, destacam-se os trabalhos de Wait (WAIT, 1955) e Yatsenko (YATSENKO, 2000) que apresentaram análises mais gerais considerando polarização arbitrária e incidência oblíqua para a onda plana incidente. Em 1982, Lee et al. (ZARRILLO, 1982) estudou a impedância Z_g de um arranjo formado por superfícies indutivas e de um arranjo constituído por superfícies capacitivas.

5.3 Metasuperfície sem vias

Conforme foi possível verificar durante o andamento desta pesquisa, a fabricação das metasuperfícies com vias introduz grandes dificuldades nos aspectos construtivos. Muitos trabalhos na literatura buscam formas alternativas de projeto sem vias para tais dispositivos e, desta forma, precisamos compreender as vantagens e desvantagens desta opção.

Notadamente, no caso sem vias, a estrutura periódica é composta de uma superfície seletiva em frequência (FSS) (WU, 1995); (VARDAXOGLU, 1997);

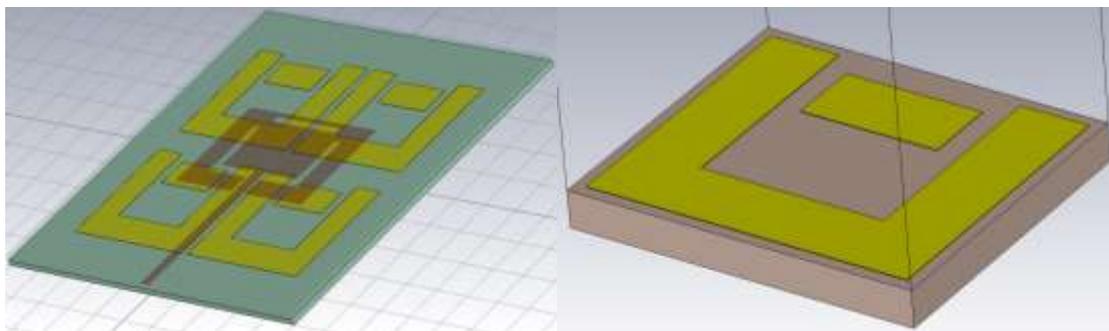
(MUNK, 2000) impressa sobre um substrato dielétrico aterrado, como mostrado na Figura 25.

Contudo, diferentemente da FSS, o período de repetição das metalizações é muito menor que o comprimento de onda. Deste modo, como no caso com vias, devido ao fato de as dimensões da rede serem pequenas comparadas ao comprimento de onda de operação, uma impedância equivalente para a superfície pode ser obtida, por exemplo, e para obter a impedância equivalente, um modelo de circuito como o mostrado na Figura 26.

Ainda, tanto o comportamento AMC quanto o EBG podem surgir no dispositivo, mas as condições em que eles ocorrem são distintas daquelas vistas para o caso com vias.

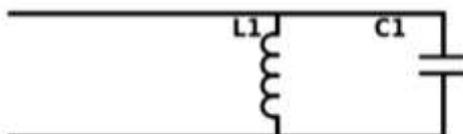
Nas Figuras 25 e 26, é apresentada a Ilustração de uma metasuperfície sem via, com o respectivo circuito.

Figura 25 - (a) Antena e matriz condutores (b) Célula Unitária



Fonte: Autoria própria

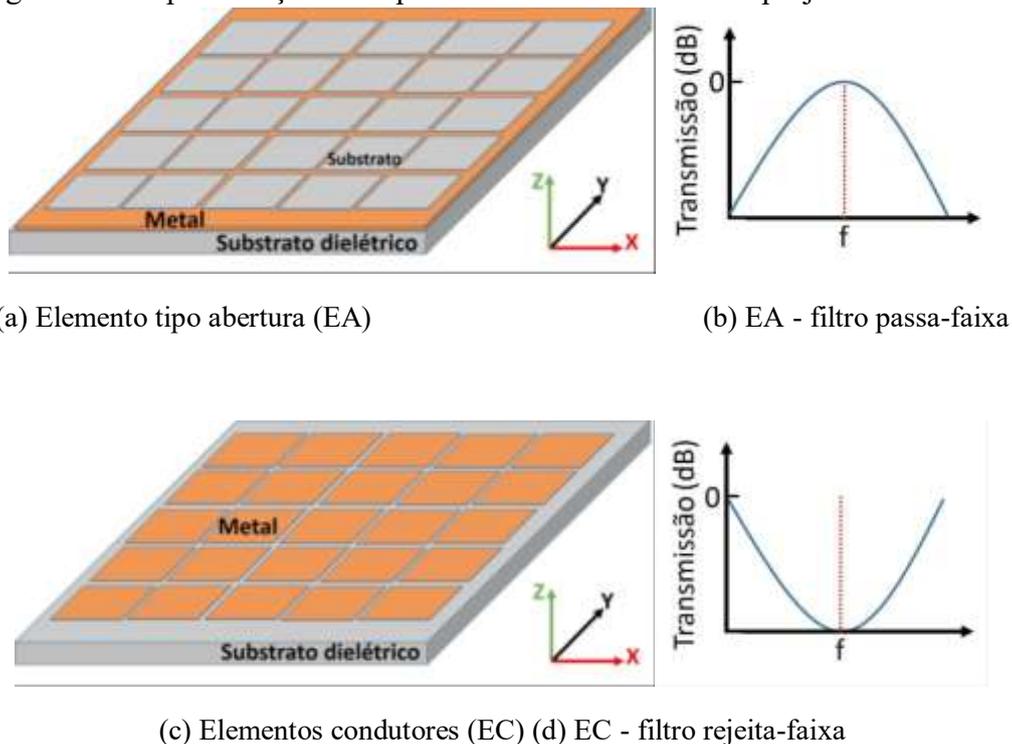
Figura 26 - Modelo do Circuito



Fonte: Autoria própria

Conforme Campos (CAMPOS, 2009), como mostrado na Figura 27, a FSS é uma estrutura planar periódica formada por elementos do tipo abertura como em (a) ou por elementos condutores como em (b). A resposta em frequência da FSS com elementos do tipo abertura é equivalente a um filtro passa-faixa. Isso significa que, na região de ressonância, a FSS torna-se “transparente” para as ondas incidentes. Na verdade, na frequência de ressonância (f), a onda é “totalmente” transmitida, ver Figura 27 (b). Por outro lado, a FSS formada por elementos condutores é um caso complementar aos elementos do tipo abertura, pois a resposta em frequência é equivalente a um filtro rejeita-faixa, de modo que, na frequência de ressonância (f), a onda é “totalmente” refletida, ver Figura 27 (d).

Figura 27 - Representação dos tipos de elementos usados no projeto de uma FSS.



Fonte: Campos, 2009.

De maneira geral, a FSS é um dispositivo eletromagnético que funciona como uma barreira em certas regiões de frequência para as ondas eletromagnéticas. Do ponto de vista físico, a FSS é um tipo de rede de difração (MUNK, 2000). Contudo, no caso em discussão, em que a célula unitária possui elementos metálicos, a onda

incidente induz uma densidade de corrente superficial J_s sobre as partes metálicas da FSS, e, devido a efeitos de blindagem eletrostática (CELOZZI, 2008); (CAMPOS, 2009), uma regra de seleção para as frequências está associada a J_s . Assim, as características de reflexão e transmissão do dispositivo estão relacionadas à densidade de corrente superficial também.

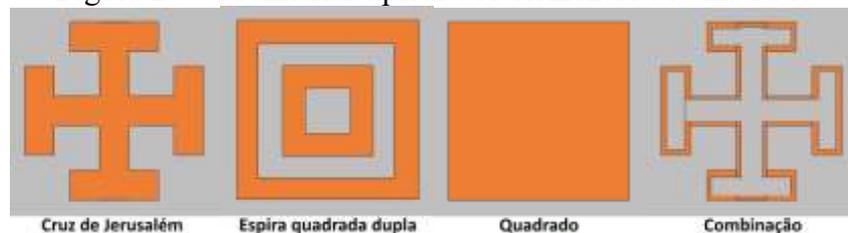
Do ponto de vista estrutural, a resposta em frequência da FSS depende das dimensões e das geometrias envolvidas no projeto da célula unitária, incluindo a periodicidade, o substrato dielétrico usado, o tipo de elemento utilizado e sua forma geométrica (CAMPOS, 2009).

Em particular, diversas formas geométricas para os elementos já foram estudadas na literatura. Por essa razão e para simplificar a análise das FSS quanto ao tipo de elemento, Munk classificou as formas em quatro grupos (MUNK, 2000):

- I. N-pólos conectados pelo centro;
- II. Espiras;
- III. Elementos de interior sólido; e
- IV. Elementos derivados das geometrias do grupo I, II e III.

Alguns elementos desses grupos são apresentados na Figura 24. Apesar de as geometrias mostradas serem simples, formas mais complexas, obtidas por geometrias fractais (ROMEU, 2000); (LI, 2013); (BRITO, 2013), ou por métodos de otimização (COS, 2009); (MANARA, 1999); (WEILE, 2000), também, são bastante comuns na literatura e podem ser enquadradas em algum dos grupos descritos anteriormente.

Figura 28 - Geometrias típicas dos elementos de uma FSS.



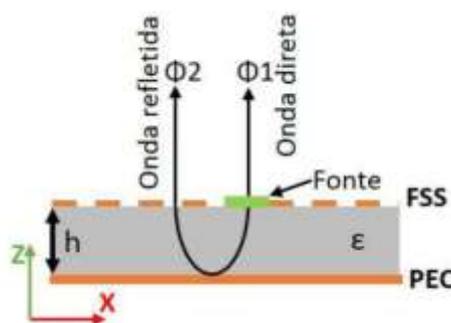
Fonte: Campos, 2009.

5.3.1 Condutor Magnético Artificial AMC

Em geral, para metassuperfície de alta impedância, a HIS baseia-se em elementos condutores implantados numa FSS. Nesses tipos de elementos, segundo Goussetis et al. (GOUSSETIS, 2006), considerando uma onda plana com incidência normal à superfície, a frequência de ressonância excita a magnitude máxima de corrente sobre a superfície do elemento condutor. Neste caso, a corrente está em fase com o campo incidente, portanto, a impedância vista pela onda é ôhmica. A consequência deste fato é que a onda refletida possui uma fase reversa à onda incidente; logo, a FSS comporta-se como um condutor convencional na região de reflexão.

Ao colocar uma FSS nas proximidades de um plano de terra, uma cavidade ressonante é formada (FERESIDIS, 2005); (WANG, 2004), como mostrado na Figura 8. Assumindo que a fonte de irradiação eletromagnética está fora da cavidade, ondas transmitidas pela FSS, para o interior da cavidade, são completamente refletidas na superfície do plano condutor, um PEC na Figura 29, e um novo fenômeno de ressonância é observado, agora, devido à cavidade (GOUSSETIS, 2006).

Figura 29- Cavidade ressonante formada por um plano condutor (PEC) e uma FSS.



Fonte: Goussetis, 2006.

Diante do citado, verifica-se que neste tipo de estrutura, há 2 (dois) tipos distintos de ressonância (GOUSSETIS, 2006). Uma ressonância que está associada à periodicidade da rede da FSS, na qual as correntes excitadas nos elementos condutores

estão em fase com a onda incidente. A segunda ressonância provém da formação da cavidade, que é conhecida, na literatura, por ressonância de Fabry-Perot (ZILIO, 2009). Essa ressonância ocorre em uma frequência diferente daquela ressonância da rede.

Além disso, apesar de a máxima magnitude de corrente, também, ocorrer na frequência de ressonância, a fase está defasada em 0^0 em relação à onda incidente. Como resultado, a onda refletida não possui deslocamento de fase em comparação à onda incidente, tal comportamento caracteriza a estrutura AMC.

Para ocorrência do comportamento AMC, a condição de ressonância consiste em impor uma diferença de fase, mostrada na Figura 20, entre F1 e F2 igual a zero, ou um múltiplo de 2π , como na equação 5.8,

- $\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1 = 2.N.\pi; N = 0;1;2::: (5.8)$

que representa a condição em que a interferência resultante é totalmente construtiva (HALLIDAY, 2009).

Conforme foi visto na Figura 20, a mudança de fase é produzida pela mudança de 3 (três) componentes na onda incidente: o plano condutor, um PEC, por simplicidade; a FSS e o caminho percorrido pela onda durante as reflexões no interior da cavidade. Sabe-se que o PEC introduz um deslocamento de fase de π (BALANIS, 2016), enquanto que a FSS, por ser uma superfície parcialmente refletora na frequência de ressonância desejada (frequência de AMC), causa um deslocamento de fase igual ao do seu coeficiente de transmissão, Φ_T (FERESIDIS, 2005). Logo, a diferença de fase pode ser escrita como:

- $\Delta\Phi = 2\Phi_T - 2\pi/\lambda (2\eta) - \pi = 2.N.\pi \quad N = 0;1;2::: (5.9)$

Note que Φ_T é multiplicado por dois para representar o fato de a onda passar através da FSS duas vezes, uma vez que a fonte de irradiação está fora da cavidade. O segundo termo do lado direito é a diferença de caminho para duas transmissões consecutivas através da FSS, equivalente ao termo $2nh\cos\theta$ deduzido para cavidades ressonantes na referência, onde n corresponde ao índice de refração do meio,

e θ o ângulo de incidência. Segundo Goussetis *et al.*, (GOUSSETIS, 2006), a fase do coeficiente de transmissão da FSS é dada por

$$\Phi_T = k_z \cdot h - (2N + 1) \cdot \pi/2 ; \quad N = 0;1;2;\dots \quad (5.10)$$

onde k_z é a constante de propagação ao longo da normal à superfície.

5.4 Projeto da Célula Metamaterial

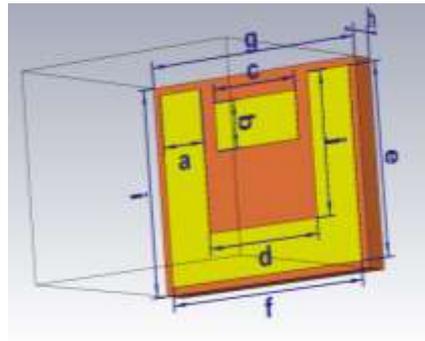
O projeto da célula unitária do metamaterial, utilizado na antena de microfita deste estudo, é do tipo *Capacitively Loaded Loop* (CLL) como é mostrado na Figura 16 (KETZAKI, 2013), (ISLAM, 2018). Para obter o comportamento AMC nas frequências alvo de 2,4 e 5,8 GHz, foi desenvolvido um layout que apresenta uma barra com grau de liberdade no eixo das ordenandas.

A utilização de simulações foi fundamental, diante da complexidade da geração de estruturas metamateriais. Ensaios como movimentação computacional da barra e verificação de resultados da célula unitária criada foram determinantes no desenvolvimento da estrutura metamaterial e visualização da resposta eletromagnética da célula proposta.

O modelamento da estrutura unitária foi realizado (Figura 30), utilizando como substrato dielétrico a fibra de vidro (FR4) com permissividade relativa ($\epsilon_r = 4,4$), tangente de perda ($\text{tg}\delta = 0,02$) e laminados de trilhas de cobre, de espessura de 0,03 mm como elemento metálico.

A Tabela 2 mostra os parâmetros com dimensões para a célula

Figura 30- Aspecto da célula unitária



Fonte: Autoria própria

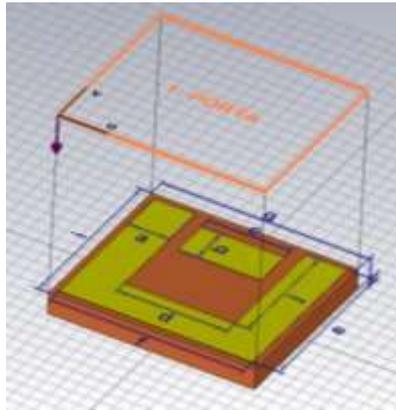
Tabela 2- Dimensões (mm) da célula unitária

a	b	c	D	e	F	G	h	i	J
3	3	6	8	12	14	15	1,6	13	9

Durante os ensaios, a célula unitária apresentada em (KETZAKI, 2013); (ISLAM, 2018) foi modificada estruturalmente para operar como AMC na frequência de interesse do projeto (2,4 e 5,8 GHz). Nesta etapa, é importante levar em consideração que a geometria da célula deve ser muito menor que o comprimento de onda para um bom desempenho como metamaterial. Essa característica é necessária para que a permissividade (ϵ), permeabilidade (μ) e o índice de refração (n) assumam valores negativos (KALAIYARASAN, 2020) -(LIMA, 2020), (HFSS™, 2016)- (ZIOLKOWSKI, 2003).

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, conforme a Figura 31 alterada (HFSS™, 2016).

Figura 31- Posicionamento da porta na célula unitária



Fonte: Autoria própria

A excitação da célula unitária, para a simulação, requer a incidência oblíqua de ondas eletromagnéticas planas, 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 (S11) e o coeficiente de transmissão (S12) (HFSS™, 2016); (NUMAN, 2013).

Esses parâmetros podem ser calculados de acordo com (4.1) e (4.2) (ZIOLKOWSKI, 2003); (NUMAN, 2013):

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

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

$$n_{eff} = \sqrt{\varepsilon_{eff} \cdot \mu_{eff}} \quad (4.3)$$

No caso deste trabalho, os parâmetros foram obtidos mediante a simulação do CST.

5.4.1 O projeto da célula unitária do AMC sem vias

Como critério de validação computacional, inicialmente, é implementada uma célula unitária com *patch* metálico quadrado, cujos parâmetros de projeto utilizados são iguais aos obtidos no trabalho de Zhang (YING, 2003).

No entanto, a implementação feita neste trabalho diferencia-se basicamente quanto ao método numérico aplicado para obter a fase do coeficiente de reflexão do AMC.

No trabalho de Zhang, o estudo é realizado no domínio do tempo utilizando o FDTD, diferentemente, neste trabalho, as simulações foram realizadas no domínio da frequência utilizando o FEM por meio do software comercial CST. Ressalte-se que, no caso em tela, os métodos utilizados são equivalentes.

Neste trabalho, a implementação da célula unitária consiste em um modelo baseado na teoria de Bloch-Floquet (GARCIA, 2015) aplicado por meio do simulador CST. Essencialmente, a célula unitária da estrutura AMC possui condições de contorno periódicas (PBCs) em seus quatro lados, modelando, assim, uma superfície periódica infinita, como mostrada na Figura 27. Por simplicidade, o *patch* metálico e o plano terra são especificados como condutores elétricos perfeitos (PEC).

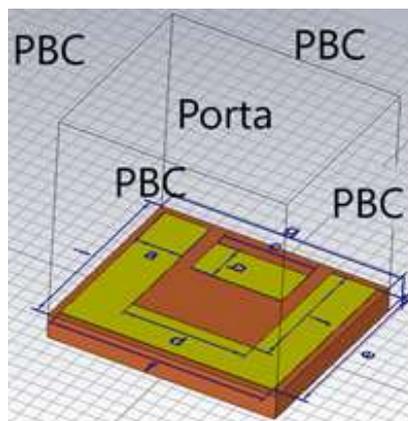
O espaço entre o elemento irradiante metálico e o plano de terra é preenchido com um substrato dielétrico. Para excitar a estrutura, uma porta é posicionada a meio comprimento de onda ($\lambda/2$), acima da trilha metálica, e uma onda plana linearmente polarizada na direção z é acionada.

Como neste trabalho optou-se pelo estudo no domínio da frequência, diferentes comprimentos de ondas são utilizados para excitar a superfície do AMC, representando uma janela (intervalo) de frequência. No texto, λ_i e λ_f serão chamados de comprimentos de onda inicial e final, respectivamente, correspondendo à frequência de excitação inicial e final, f_i e f_f .

Para evitar que a cada passo de frequência a malha do sistema seja reajustada, na Figura 32, λ assume o valor de λ_i para todos os valores de frequência. A região acima da porta é especificada como PML (*perfectly matched layer*), para reduzir

a interferência causada por reflexões de onda. A malha do sistema é ajustada automaticamente, com restrições apenas no tamanho mínimo e no tamanho máximo dos elementos. O domínio computacional é limitado pelo tamanho da célula unitária.

Figura 32 - Aspecto da Célula Unitária e condições de borda periódicas



Fonte: Autoria própria

Partindo dessa geometria, inicialmente foi avaliada a resposta do AMC em função de diferentes parâmetros de projeto, tais como permissividade elétrica, largura do “gap” e espessura do substrato.

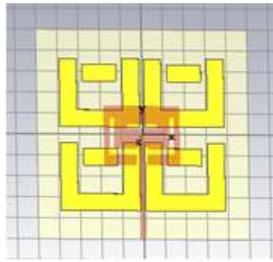
5.4.2 Fase do coeficiente de reflexão

Para realizar a caracterização da metasuperfície e obter a região de frequência em que ocorre o comportamento AMC, é comum computar o intervalo da fase Θ do coeficiente de reflexão de -90^0 a $+90^0$ (COS, 2009) conforme Figura 27.

5.5 A estrutura desenvolvida para o AMC.

A estrutura do AMC desenvolvida consiste em matriz 2X2 de células unitárias conforme mostrado na Figura 33. Assim, o projeto da célula unitária, usada nas antenas de microfita para aplicações em 2,4 GHz é uma variante do tipo *Capacitively Loaded Loop* (CLL) (LIMA, 2020), (ISLAM, 2018); (HFSS™, 2016).

Figura 33 - Antena De microfita com fendas e AMC 2X2.



Fonte: Autoria própria

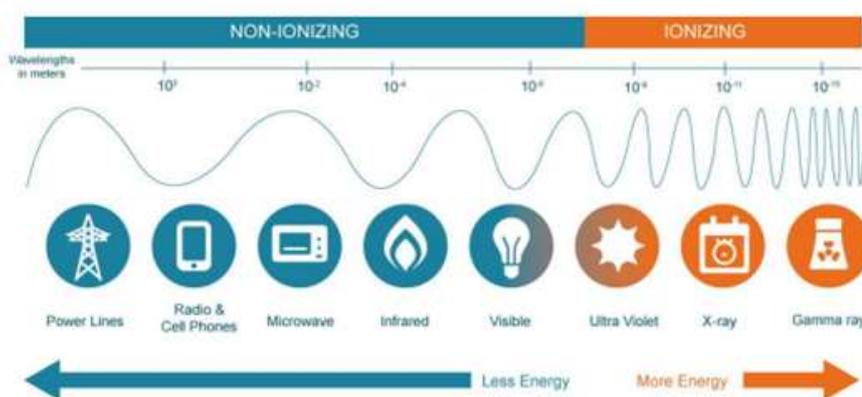
6. RADIAÇÃO ELETROMAGNÉTICA E SAR

6.1 Radiação Eletromagnética e a Exposição Humana

Os sistemas de comunicação contribuíram para uma verdadeira revolução na sociedade. Sistemas como telégrafos, rádios, televisão, comunicações via satélite e, mais recentemente, com os sistemas celulares por intermédio da utilização de ondas eletromagnéticas, possibilitam o acesso à informação e mobilidade das comunicações. Entretanto, os mesmos sistemas que trazem tantos benefícios para a sociedade, ampliam a exposição dos seres humanos a ondas eletromagnéticas que se propagam pelo ar. A quantidade excessiva de ondas eletromagnéticas já produz efeitos reconhecidos a serem limitados.

No espectro eletromagnético (Figura 30), verificamos que a energia transmitida pela radiação e os efeitos produzidos em seres vivos variam com a frequência.

Figura 34 - Espectro eletromagnético



Fonte: Mirion, 2021.

Estudos demonstram que a radiação ionizante produz alterações no comportamento das células, causando danos nos tecidos humanos, incluindo possíveis alterações no DNA.

Mesmo em faixas abaixo da luz visível 10^{14} GHz, a radiação da faixa de frequências utilizada pelos sistemas sem fio de telefonia celular produzem efeitos prejudiciais largamente difundidos pela literatura e razão para a necessária regulação por organismos de estado (ANEEL, 2020) (U.S. Food and Drug Administration (FDA), 2018). Alguns dos efeitos são apresentados abaixo:

- Efeito térmico de aumento da temperatura do corpo:
Ao se propagarem pelo corpo humano, as ondas eletromagnéticas têm parte de sua energia transformada em energia térmica o que pode levar ao seu aquecimento se a potência for muito elevada. É este o princípio de funcionamento do forno de microondas. Se o corpo não for capaz de dissipar este calor, pode ocorrer elevação da sua temperatura e um possível dano ao tecido humano, sendo as áreas mais vulneráveis os olhos e os testículos.
- Efeito auditivo de microondas:
Campos modulados por pulsos com frequências entre 200 MHz e 6,5 GHz podem ser ouvidos. Isto ocorre devido à interação termoelástica no córtex auditivo do cérebro. O limiar de percepção é de 100 a 400 mJ/m² para pulsos menores que 30 μs.
- Efeito da energia absorvida nas células e tecidos do corpo:
A Organização Mundial da Saúde, a Agência Internacional de Pesquisa do Câncer, respectivamente (OMS) e (IARC), classificam a exposição à CEM como possivelmente cancerígena (BAAN, 2011).
- Efeitos “não térmicos” ou de longo período de exposição.

6.2 SAR

No corpo humano, cada tipo de tecido biológico apresenta um nível de absorção de energia eletromagnética. Com base neste fato, foi criado o conceito de taxa de absorção específica (SAR – *Specific Absorption Rate*), visando quantificar a energia absorvida, especificamente, nos diferentes tecidos irradiados (ICNIRP. 2021).

SAR (*Specific Absorption Rate*) é a taxa de absorção de energia por unidade de massa dos tecidos do corpo, em watt por quilograma (W/kg), específica para uma determinada fonte de energia eletromagnética.

Como tal é a medida dosimétrica utilizada para estabelecer limites à emissão de radiação por campos eletromagnéticos não ionizantes. O conceito de dose, energia absorvida por unidade de massa, foi desenvolvido para estabelecer os limites para a radiação não ionizante.

Ao se definir o SAR, procurou-se estabelecer uma unidade de medida (dose) correlacionada a efeitos de elevação de temperatura do corpo.

Os valores de SAR dependem de parâmetros do campo incidente, tais como: frequência, intensidade, polarização e configuração origem-objeto (campo próximo ou distante); características do corpo exposto como tamanho, geometria interna e externa; propriedades dielétricas dos diferentes tecidos e, também, de efeitos refletores do solo e de outros objetos próximos ao corpo exposto. Quando o eixo do corpo humano é paralelo ao vetor de campo elétrico, e, em condição de exposição a ondas planas, SAR de corpo inteiro atinge valores máximos. Na prática, não há como medir valores de SAR diretamente em um indivíduo. Para analisar o efeito, utilizam-se simulações computacionais a fim de calculá-la como no caso desta tese. Dessa forma, outras grandezas são utilizadas para se avaliar a exposição a energias eletromagnéticas, como intensidade de campo elétrico, intensidade de campo magnético e densidade de potência.

A exposição a campos mais intensos, produzindo valores de SAR superiores a 4 W/kg, pode exceder a capacidade termo-reguladora do corpo e produzir níveis de aquecimento nocivos aos tecidos.

6.2.1 Limites

O ICNIRP, sigla em inglês da Comissão Internacional de Proteção Contra Radiações Não Ionizantes, estabeleceu padrões para limitar as radiações não ionizantes adotados pela maior parte dos países do mundo, inclusive o Brasil mediante a Anatel (ANATEL, 2002).

Os limites à exposição são baseados no SAR médio do corpo humano determinado de acordo com as seguintes condições:

- Onda plana com o homem em pé, paralelo ao campo elétrico incidente, que representa uma situação de maior absorção, exceto em relação a poucos casos especiais.

• O SAR deve ser uma média em um período de tempo de 6 minutos, de modo a manter a relação entre potência absorvida e aquecimento induzido (aumento da temperatura do tecido devido à absorção).

Como o limiar para efeitos irreversíveis é superior a 4 W/kg, o ICNIRP estabeleceu os níveis de exposição para os profissionais da área (ocupacional) e público em geral com fatores de segurança de 10 e 50 vezes em relação ao limiar para efeitos irreversíveis.

A Tabela 3 apresenta níveis de exposição para os profissionais da área (ocupacional) e público em geral com fatores de segurança.

Tabela 3- Níveis de exposição para os profissionais da área (ocupacional) e público ICNIRP.

	SAR	Fator de segurança
Efeitos Térmicos irreversíveis	> 4 W/kg	-
Limite Ocupacional	0,4 W/kg	10
Limite Público Geral	0,08 W/kg	50

6.2.2. SAR e Terminais de usuário

Os efeitos da radiação sofrem um agravamento com relação a unidades móveis, tornando a situação bem mais complexa em relação às ERBs. Pelas próprias características de funcionamento, os terminais celulares ficam muito próximos ao corpo humano em que as condições de campo distante com onda plana não se aplicam. Nestes casos, não basta limitar o valor médio do SAR no corpo humano, é necessário controlar o valor de pico de SAR em uma dada região, devido à proximidade do terminal, principalmente da cabeça.

6.2.3 SAR localizada

A SAR localizada foi definida como aquela de um cubo com massa de:

- 10g (ICNIRP), ou
- 1 g (ANSI) ou FCC.

Na Tabela 4, estão estabelecidos os seguintes valores limites de SAR de pior caso medidos para um terminal celular:

Tabela 4- Valores limites de SAR para um terminal celular.

	ICNIRP	ANSI ou FCC
Ocupacional	10 W/kg	8 W/kg
Público	2 W/kg	1,6 W/kg
Massa do cubo	10g	1g

O valor máximo de SAR localizada é específico de cada terminal. A avaliação é efetuada em laboratório do fabricante, envolvendo a medida direta da SAR em um manequim que simula a cabeça humana e exibe características de absorção próximas às do tecido humano. O maior valor de SAR obtido para um cubo de massa de 10g em todo o volume da cabeça é definido como o SAR do terminal (Norma IEC/IEEE 62209-1528, 2021).

Procedimentos de teste foram desenvolvidos pelo *European Committee for Electrical Standardization* – CENELEC e pelo IEEE (TELECO. 2021).

6.3 A Radiação Eletromagnética e 5G

O aumento da demanda por altas taxas de dados, ampliação da largura de banda e redução da latência induzem ao aprofundamento de estudos de tecnologias que atendam a estas expectativas da sociedade. A tecnologia 5G pretende atingir taxas de dados muito mais altas em comparação com a geração anterior. No entanto, a taxa de dados muito alta, como requisito do 5G, acarreta um aumento na energia recebida e transmitida pelos equipamentos. E, conseqüentemente, um aumento na quantidade de energia eletromagnética imposta ao usuário. Não apenas isso, conforme Kim (KIM, 2020), é possível identificar três técnicas adotadas em 5G, que podem aumentar a exposição ao campo eletromagnético humano (EMF):

1. Em primeiro lugar, o 5G visa operar em maior frequência (por exemplo, 28, 60 e 70 GHz) (KIM, 2017), além das bandas de frequência mais baixas existentes para comunicações via celular.

As vantagens são:

- 1) a disponibilidade de larguras de banda; e
 - 2) a possibilidade e a capacidade de integração de um maior número de antenas em pequenas dimensões (KIM, 2017). Em uma frequência mais alta, no entanto, a taxa de "absorção" de EMF na pele humana também sobe.
2. Em segundo lugar, um número maior de transmissores deverá operar. Em 5G, mais estações base (BSs) serão implantadas devido ao emprego de pequenas células, pois as áreas de cobertura serão menores devido às perdas por propagação no espaço livre $(\lambda/4\pi r)^2$. Como uma consequência direta, as BSs atendem a regiões geográficas menores áreas gráficas e, portanto, estão localizadas mais perto de usuários humanos, o que novamente resulta em uma maior chance de um usuário humano ser exposto a CEM.
 3. Terceiro, os feixes direcionais serão empregados em 5G como uma solução para atenuação mais rápida de um sinal devido à operação em bandas de alta frequência (KIM, 2017). Observe que o objetivo principal de usar tal sistema de múltiplas antenas é aumentar a área de cobertura. Esta maior concentração de energia eletromagnética resulta em um maior potencial para exposição humana ao EMF (Campo eletromagnético).

6.4 Impactos Potenciais da tecnologia 5G

Embora atenção substancial tenha sido dada a avanços técnicos que o 5G irá introduzir, os impactos potenciais que a tecnologia pode representar para a saúde humana não foram discutidos completamente de forma exaustiva.

6.4.1 Efeito na saúde

O "aquecimento" da pele é um impacto representativo no corpo humano causado pela exposição a CEM. A temperatura da superfície externa da pele

normalmente varia de 30 a 35 ° C. A temperatura limite de detecção de dor para a pele humana é de aproximadamente 43° C (WU, 2015), e qualquer temperatura que a exceda pode causar uma lesão a longo prazo. O aquecimento é considerado um impacto significativo, pois pode causar efeitos subsequentes, como danos celulares e indução de proteínas.

Também se sabe que os CEM de alta frequência afetam as glândulas sudoríparas (que podem servir como antenas helicoidais), nervos periféricos, olhos e os testículos, e podem ter efeitos indiretos sobre muitos órgãos do corpo.

Estudos recentes mostraram impactos na saúde de EMF em frequências acima de 6 GHz. Conforme recente estudo (SAMARAS, 2019), energia EMF transmitida ao corpo foi analisada em função do ângulo de incidência e polarização, e sua relevância para as diretrizes foram discutidas. Outro estudo (NEUFELD, 2018) determinou uma área média máxima para densidade de potência (PD) que limita a temperatura máxima aumentar para um determinado limite. Além disso, considerando Padrões de tráfego “intermitentes” em redes sem fio modernas comunicações de dados, uma abordagem analítica para aquecimento "pulsado" foi desenvolvido e aplicado para avaliar a relação de temperatura de pico com média.

6.5 Reconhecimento por organizações

O *Federal Communications Commission* (FCC) (MEANS, 2001) dos Estados Unidos (EUA.) e a *International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP) (ICNIRP, 2020) definem diretrizes sobre o máxima quantidade de energia EMF permitida em um corpo humano. Vale ressaltar que a diretriz da FCC na taxa de absorção específica (SAR) é calculada para média de 1 grama (g) de tecido, enquanto que definido pela média de ICNIRP é de 10 g. Isso implica que a diretriz da FCC é mais conservadora, enquanto o ICNIRP permite duas a três vezes mais absorção de energia.

Além disso, a *Food and Drug Administration* dos EUA (FDA) afirma que o entendimento atual sobre impactos adversos das emissões de EMF na saúde humana é insuficiente para concluir se a exposição às emissões é segura ou não e, portanto, pesquisas adicionais são necessárias para abordar as lacunas atuais na literatura sobre segurança da saúde humana no uso de sistemas sem fio (UNITED STATES

GOVERNMENT ACCOUNTABILITY OFFICE, 2012). Enquanto isso, a Organização Mundial da Saúde e a Agência Internacional de Pesquisa do Câncer (IARC) da (OMS) classificam a exposição a CEM como possivelmente cancerígenas (BAAN, 2011).

6.5.1 Métricas Úteis

PD (densidade de potência) e SAR são as duas métricas mais amplamente aceitas para medir a intensidade e os efeitos da exposição à EMF (WU, 2015); (IEEE Standard, 2018). No entanto, a seleção de uma métrica apropriada para avaliar a exposição à EMF ainda permanece controversa. O FCC sugere PD como uma métrica que mede a exposição humana à EMF gerado por dispositivos operando em frequências superiores a 6 GHz (MEANS, 2001) enquanto um estudo recente sugere que uma diretriz definida em PD não é eficiente para determinar os impactos sobre questões de saúde, especialmente quando os dispositivos estão operando muito próximos do corpo humano, como em um *uplink*. (IEEE Standard, 2018).

No entanto, o PD não pode avaliar o efeito de certas características de transmissão (por exemplo, reflexão) de forma adequada. Assim, a elevação da temperatura e SAR em uma área de contato direto são propostas como a métrica apropriada para exposição à EMF acima de 6 GHz. (ZISKIN, M; *et al.*, 2018)

Nesta tese, utilizamos a SAR como referência para a antena de microfita proposta para uso em equipamentos 5G. A métrica é mais adequada do que a temperatura da pele, que está sujeita a ser dispersa durante a propagação pela atmosfera externa (ou seja, temperatura do ar).

Todo dispositivo sem fio deve passar por testes de conformidade antes de ir para o mercado. Um padrão internacional intitulado IEC6223217 foi indicado como referência em testes de conformidade para Estações rádio base (BSs) e equipamentos de usuário (UE). Tal padrão se concentra na mudança de características no campo de radiofrequência (RF) em relação à distância de uma fonte.

6.5.2 Redução da exposição humana a energia eletromagnética

Conforme observado à exposição humana pode ser reduzida se uma BS adotar um controle de potência ou técnica de formação de feixe adaptável (BARACCA, 2018). Além disso, o nível de exposição pode ser reduzido quando várias bandas de espectro são combinadas para uso coordenado. A razão desta redução é que, com uma frequência portadora mais alta, um sistema sem fio deve reduzir o tamanho da célula, o que acarreta ameaças mais graves à saúde humana.

Nesta tese, é projetada antena de microfita para utilização em 5G com diretiva e com redução de exposição a SAR, por intermédio da introdução de AMC moldável com dupla capacitância.

6.5.3 Modelos comparativos para a análise da energia sobre o usuário

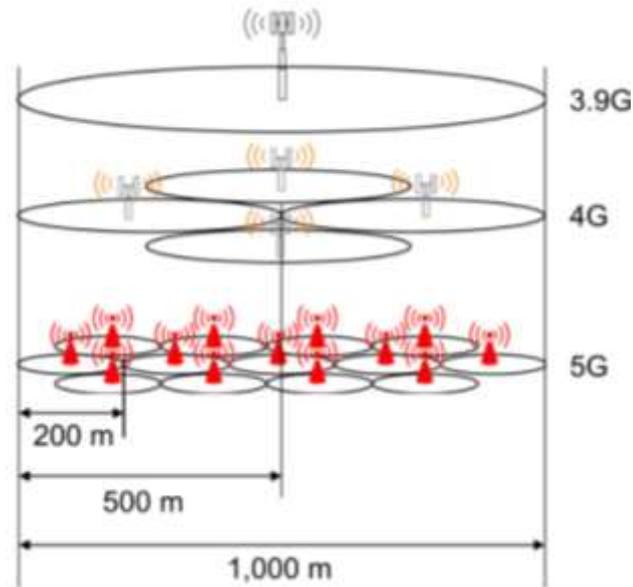
Para analisar a energia EMF imposta a um usuário humano em um sistema sem fio 5G, são utilizados dois modelos "comparativos": entre diferentes sistemas sem fio, isto é, 5G, 4G e 3,9G, e 2 entre o *downlink* e o *uplink*.

1º. Modelo: 5G versus 4G versus 3,9G

Normalmente, para todos os três sistemas, assumimos uma rede totalmente carregada para entender o "pior caso" de exposição à EMF. Como mencionado anteriormente, nenhum dos três sistemas deve adotar quaisquer técnicas "adaptativas", ou seja, controle de potência e formação de feixe adaptável. Por conseguinte, não existe um método particular aplicado para reduzir a quantidade de energia EMF sendo imposta a um usuário em um determinado instante de tempo. A justificativa é fornecer uma visão "mais conservadora" sobre a segurança do consumidor, deixando espaço para uma margem de segurança.

Conforme mencionado na seção "Preocupação com a exposição humana à EMF em 5G", um sistema 5G adota o menor diâmetro de célula (ou seja, 200 m) entre os três sistemas, buscando formar uma rede de células pequenas (Figura 35). Esta diferença no tamanho das células é um fator significativo que diferencia o nível de exposição humana à EMF restrições aplicadas, entre 5G, 4G e 3.9G, conforme discutido na seção "Discussões e resultados numéricos".

Figura 35 - Diferença no tamanho da célula entre os três padrões sem fio

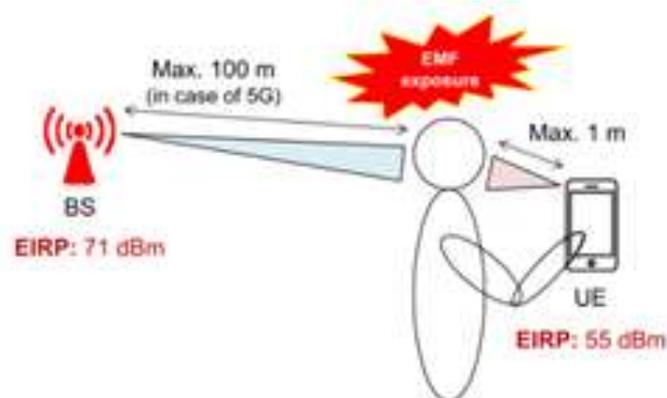


Fonte: Baracca, 2018.

2º. Modelo Downlink versus Uplink

Outro estudo de caso é definido como uma comparação entre uplink e downlink em um sistema 5G (Figura 36).

Figura 36- Diferença geométrica entre as duas direções de comunicação.



Fonte: Baracca, 2018.

Neste estudo de caso, a cabeça do usuário é colocada entre a estação radiobase (BS) e o dispositivo portátil, o que representa um caso em que o impacto do

ser humano à exposição à EMF é destacado. Há uma semelhança fundamental entre o downlink e o uplink: ambos adotam a formação de feixes (3GPP, 2017).

Consequentemente, ambos adotam antenas direcionais, o que resulta em concentração de energia eletromagnética superior em um feixe de antena.

As diferenças entre downlink e uplink são as seguintes. Primeiro, no uplink, a potência isotropicamente irradiada equivalente (EIRP) que um transmissor gera é menor do que em um downlink.

A razão é dupla: 1) um uplink requer uma taxa de dados mais baixa do que um downlink; e 2) uma estação de usuário (UE), como um transmissor, tem capacidade menor de acomodar várias antenas quanto uma BS. Em segundo lugar, o sinal tem propagação mais rápida em um downlink do que em um uplink. A distância entre sites (ISD) para uma célula 5G é de aproximadamente 200 m, o que resulta em um raio de célula de 100 m. Como consequência, no downlink, a distância máxima que um usuário pode ser separado de uma BS é de aproximadamente 100 m. Em contraste, em um cenário de uplink, a distância máxima de separação do usuário humano e do transmissor (um dispositivo portátil como estando em um uplink) gira em torno de poucos centímetros. Quando um dispositivo portátil é segurado nas mãos de um usuário, pode-se considerar uma série de cenários representativos, como contato direto pelo ouvido, separação moderada para mensagens de texto ou navegação na web e posterior separação com o uso de um fone de ouvido. O “máximo de 1 m”.

Na Figura 36, é visualizado o último cenário que produz a distância máxima entre o dispositivo portátil e a cabeça do usuário. Terceiro, o feixe de uma antena em um uplink é menos forte e nítido do que em um downlink.

6.6 Legislação

Os países adotam suas próprias legislações e recomendações sobre a exposição humana à radiação de acordo com seus estudos, níveis medidos e embasamento quanto aos efeitos biológicos. Em 1996, a OMS iniciou o programa *International EMF Project*, que tinha como um dos objetivos facilitar o desenvolvimento de padrões de segurança mundialmente aceitos, diminuindo as enormes diferenças entre as normas existentes nos países.

Algumas organizações internacionais desenvolvem uma grande contribuição para as pesquisas e normas quanto à exposição à radiação. Isto será observado e, na seção seguinte, também será abordado um pouco sobre a regulamentação nº 303 da ANATEL.

6.6.1 Órgãos Reguladores Internacionais

Nos Estados Unidos, o NCRP (Conselho Nacional de Proteção e Medidas Contra Radiação) trabalha formulando e divulgando informações, orientações e recomendações sobre proteção à radiação. O conselho também visa estimular a cooperação entre organizações com a mesma preocupação, além de desenvolver e aplicar conceitos básicos sobre quantidades, unidades e medidas de radiação. O Conselho decidiu entrar no âmbito das radiações não ionizantes com o objetivo de desenvolver um relatório sobre quantidades, unidades de medidas e sobre técnicas de medições. Posteriormente, decidiu que os efeitos biológicos e os critérios de exposição deveriam ser examinados. Em 1981, produziu o Relatório número 67, que se preocupa com o primeiro objetivo. Esse relatório representa para RNI definições de quantidades e unidades fundamentais, além de um movimento em direção ao desenvolvimento de nomenclatura comum para os campos ionizantes e não ionizantes. Trata-se, também, da propagação de ondas eletromagnéticas, processos de transferência de energia, interação de microondas com objetos no campo e técnicas de medição. Em 1993, produziu o Relatório 119 que teve como objetivo reunir conhecimentos gerais úteis para os profissionais de saúde e segurança preocupados com a avaliação dos riscos de radiofrequência. Ele fornece uma coleção de informações sobre várias fontes de radiofrequência e um guia simples de como fazer para estimar as exposições associadas a essas fontes. Atualmente, o NCRP já produziu mais de 150 relatórios sobre radiação. Em 1982, o IEEE publicou a recomendação C95.1, que posteriormente foi adotada pela ANSI como o Padrão Nacional Americano de segurança com respeito à exposição humana a campos eletromagnéticos de radiofrequência na faixa de 300 kHz a 100 GHz.

O relatório trata de recomendações aplicadas a aspectos não ocupacionais e ocupacionais para evitar possíveis efeitos nocivos em humanos expostos a campos

eletromagnéticos na faixa de frequência especificada. Nos Estados Unidos, essa é a recomendação de referência. A ICNIRP, Comissão Internacional de Proteção Contra Radiação Não Ionizante, foi constituída em 1992 como uma comissão independente sem fins lucrativos, com sua secretaria em Munique.

Em 1998, usando como referência os relatórios 67 e 119 do NCRP e o C95.1-1982 da ANSI/IEEE entre outros estudos, a ICNIRP publicou diretrizes para limitar a exposição aos campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos para frequências de até 300 GHz. Este documento considera somente o aquecimento dos tecidos para limitar a exposição, níveis de referência e medidas de proteção (ICNIRP, 2021).

Na Alemanha, o Bundesamt für Strahlenschutz (BfS) – (Escritório Federal de Proteção à Radiação) trabalha pela segurança e proteção do homem e do meio ambiente contra danos causados por radiações ionizantes e não ionizantes. O trabalho no campo das radiações não ionizantes inclui a proteção contra a radiação ultravioleta e os efeitos da comunicação móvel, além das precauções para a proteção do público em geral e de pessoas de exposição ocupacional (BUNDESAMT FÜR STRAHLENSCHUTZ, 2021).

A BfS faz previsões do índice UV juntamente com a Agência Federal do Meio Ambiente, o Serviço Meteorológico Nacional da Alemanha e com outras instituições associadas; também faz rankings com diferentes modelos de celulares, em que se compara a SAR com o aparelho na orelha e perto do corpo. Esta organização também se propõe a informar os males relacionados à radiação e os meios de minimizá-los (BUNDESAMT FÜR STRAHLENSCHUTZ, 2021).

6.6.2 Órgão Regulador Nacional

No Brasil, o órgão que regulamenta e fiscaliza os limites de exposição humana à radiação não ionizante é a ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações). Em julho de 2002, entrou em vigor o Regulamento sobre Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz. Atualmente, a resolução vigente é a 700, de 2018. Nesta resolução, encontram-se especificados vários conceitos necessários para

aplicação, os métodos de medição, 32 os níveis de SAR indicados, os limites de exposição, que seguem o especificado na diretriz internacional do ICNIRP.

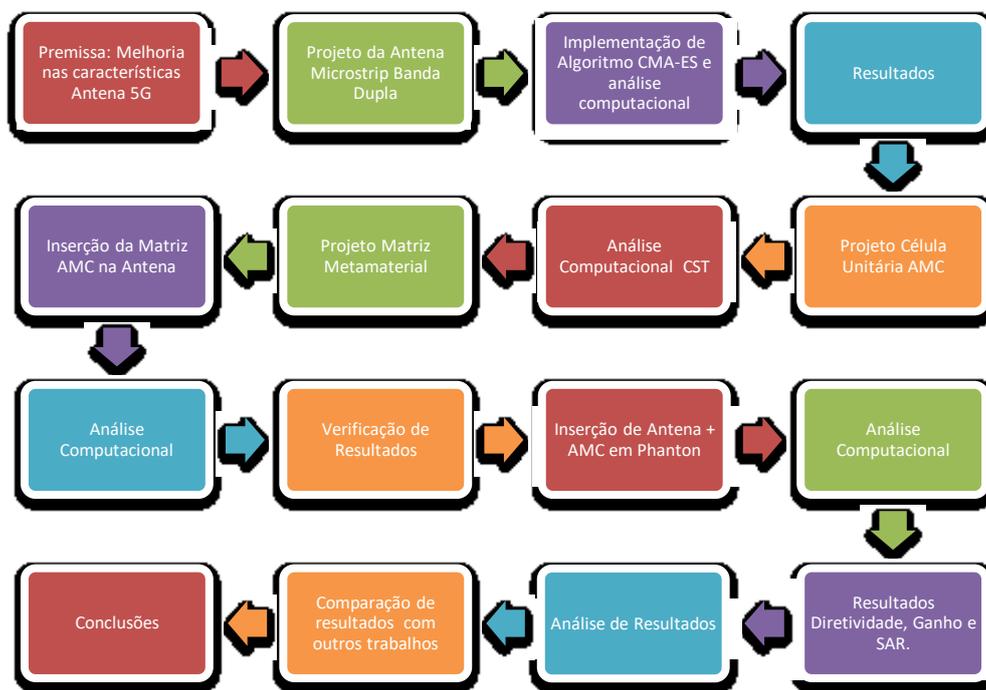
Mediante o estudo apresentado, foi possível verificar a necessidade de mecanismos e técnicas que auxiliem a redução da energia eletromagnética absorvida pelo usuário. Diante de tal demanda, pretende-se, por este trabalho, contribuir com o aprimoramento de técnicas que possam reduzir a energia absorvida, desenvolvendo mecanismos que auxiliem na redução da radiação prejudicial aos seres humanos.

7. RESULTADOS

Neste capítulo, são apresentados os resultados do sistema antena e célula AMC e simulações como forma de certificar e comparar os projetos das antenas de microfita com e sem AMC.

Na Figura 37, é apresentado um fluxograma da metodologia adotada para os projetos deste trabalho.

Figura 37- Fluxograma da metodologia utilizada



Fonte: Autoria própria

Considerando que antenas e metamateriais apresentam estruturas complexas, as simulações computacionais foram necessárias para minimizar o tempo de elaboração e caracterização do layout da antena, pois forneceram a resposta eletromagnética da estrutura.

Para a simulação da antena, foi utilizado o CST Studio Suite, que é um pacote de software para análise eletromagnética 3D de alto desempenho. Este simulador permite projetar, analisar e aperfeiçoar componentes e sistemas eletromagnéticos (EM). O pacote de simulação oferece análises de desempenho e a eficiência de antenas e filtros, compatibilidade e interferência eletromagnética (EMC / EMI), exposição do

corpo humano a CEM, efeitos eletromecânicos em motores e geradores e efeitos térmicos em alta potência dispositivos. O CST Studio Suite é utilizado na engenharia para otimizar o desempenho do dispositivo, identificando problemas de conformidade no início do processo de design e reduzindo o número de protótipos físicos necessários e o risco de falhas e recalls de testes.

7.1 Antena Microfita com Fendas

Conforme descrito no capítulo 3, uma antena de microfita consiste de duas camadas metálicas minimamente espessas separadas por uma camada dielétrica, chamada de substrato (BALANIS, 2016). Tais camadas encontram-se dispostas em uma estrutura planar.

Segundo a literatura pesquisada e confirmada por meio de simulações, a inserção de fendas no *patch* configura-se como uma técnica bastante eficiente para ampliação da banda. Além disso, cada fenda inserida no elemento irradiante gera uma nova ressonância característica que se soma à principal.

O elemento irradiante acima do substrato é chamado de *Patch*, e, por intermédio deste elemento, as ondas são transferidas da antena e irradiam para o espaço livre.

Já o metal posto abaixo do substrato é denominado plano de terra e funciona como um aterramento para a antena, além de funcionar como um refletor, reduzindo, assim, a criação de lóbulos laterais e secundários (BALANIS, 2016).

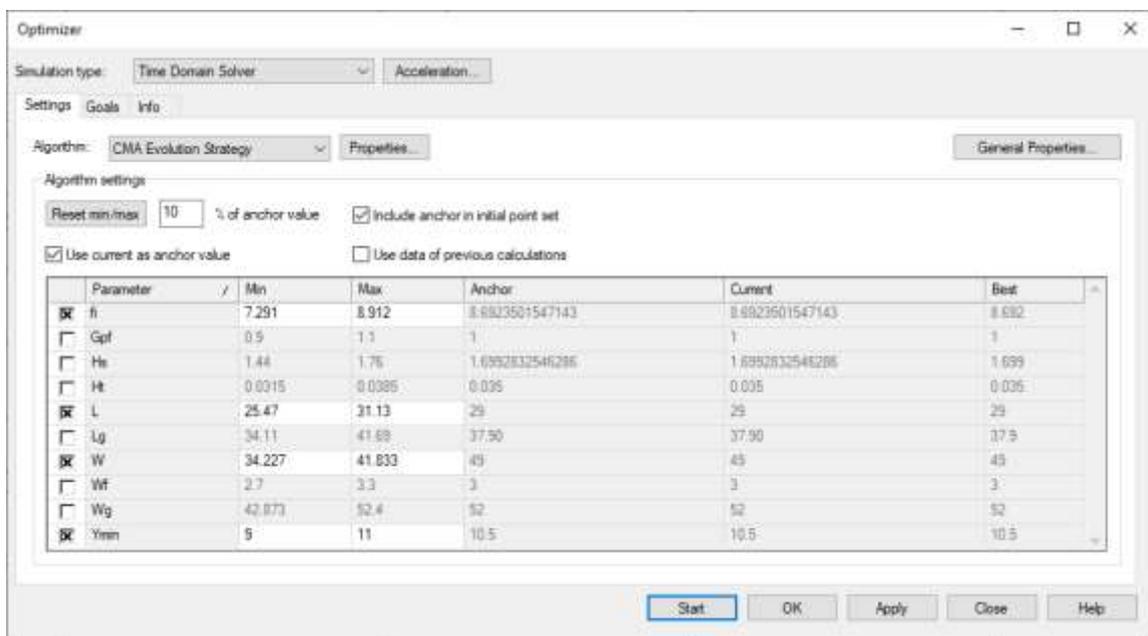
Na antena de microfita, desenvolvida neste trabalho, foram inseridas 5 fendas na *patch* metálica.

Considerando as características citadas, para a implementação do projeto, foram verificados os comportamentos de diversos formatos de antena e, por fim, constatou-se a necessidade de criação de layout original e desenvolvimento de metodologia com vistas ao atendimento dos requisitos. Escolhido o tipo de antena de microfita, foi utilizada análise computacional e algoritmos evolutivos para determinação do layout. No caso desta tese, houve opção pela metodologia da inserção de fendas em layout, criado para esta finalidade.

Com base no layout criado para a antena, foi implementada metodologia baseada em algoritmo evolutivo (CMA-ES) (HANSEN, 2011) para determinação do posicionamento mais adequado das fendas. O algoritmo CMA-ES foi simulado no CST, utilizando uma população de variáveis constituída de largura do elemento irradiante, comprimento, posicionamento da fenda móvel, obtendo-se, assim, a ressonância nas frequências desejadas.

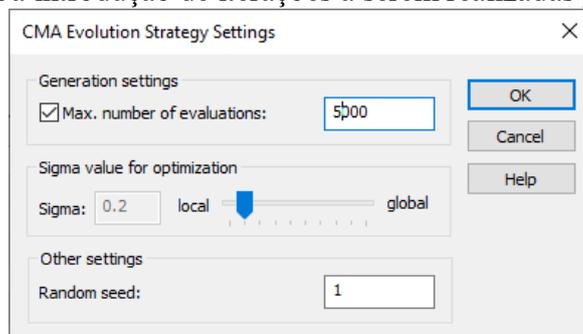
Nas Figuras 38 e 39, são apresentadas telas do simulador com o modelamento de parâmetros utilizado na simulação.

Figura 38- Tela de introdução de parâmetros a serem manipulados pelo algoritmo CMA-ES no CST.



Fonte: Autoria própria

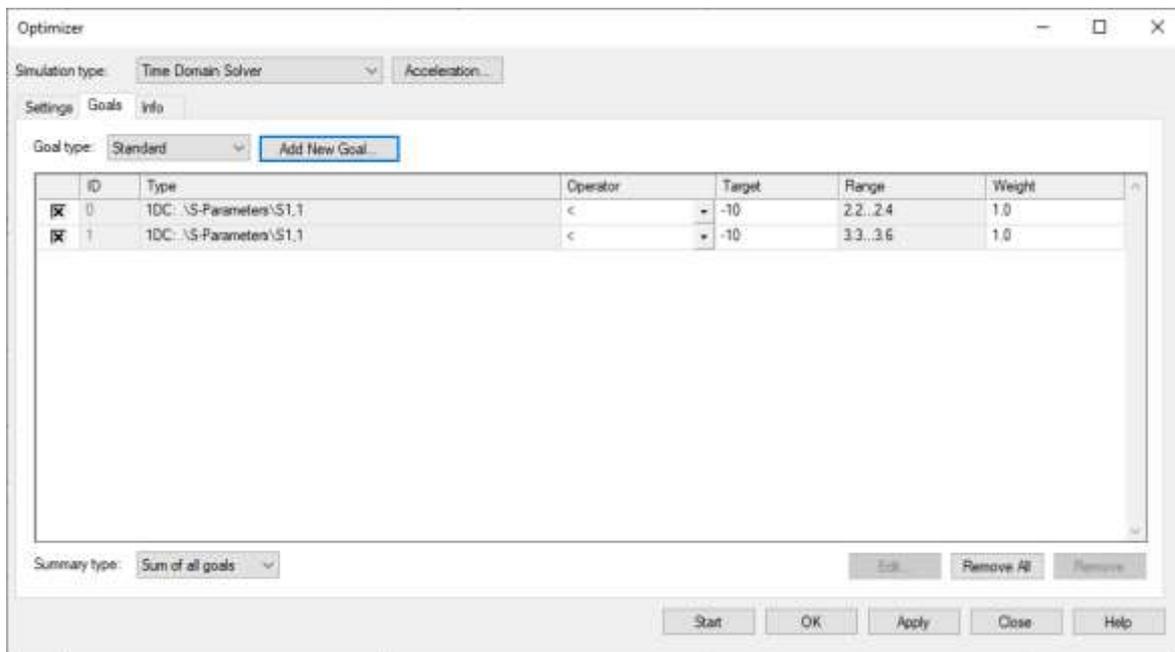
Figura 39- Tela com a introdução de iterações a serem realizadas pelo algoritmo CMA.



Fonte: Autoria própria

Na Figura 40, é apresentada tela com os objetivos a serem atingidos pelo algoritmo CMA-ES no simulador CST.

Figura 40 - Tela para determinação de alvos a serem atingidos pelo algoritmo CMA ES

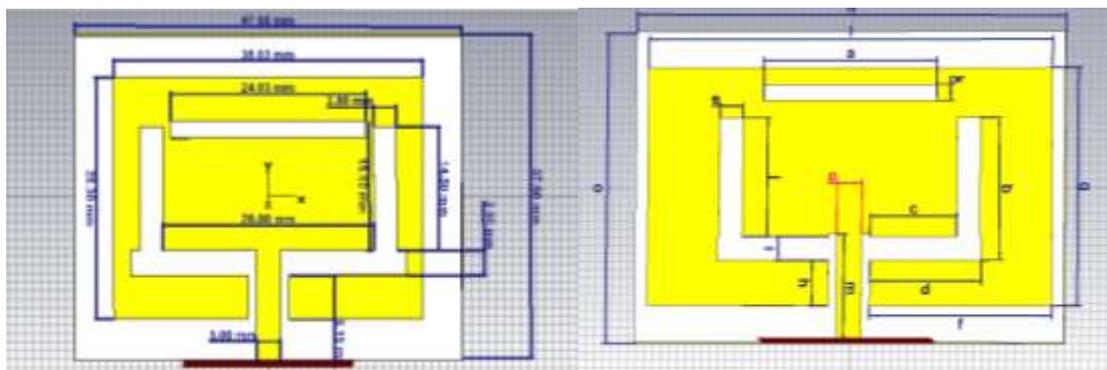


Fonte: Autoria própria

A implementação foi realizada por meio de antena planar (BALANIS, 2016) com a inserção de 5 fendas (quatro fixas e uma com posição variável no eixo das ordenadas) (Figura 41).

Conforme apresentado na Figura 41, a variação das coordenadas da fenda móvel produziu efeito necessário para obtenção da banda dupla (EJAZ, 2020) nas faixas desejadas.

Figura 41- Aspecto geral da antena



Fonte: Autoria própria

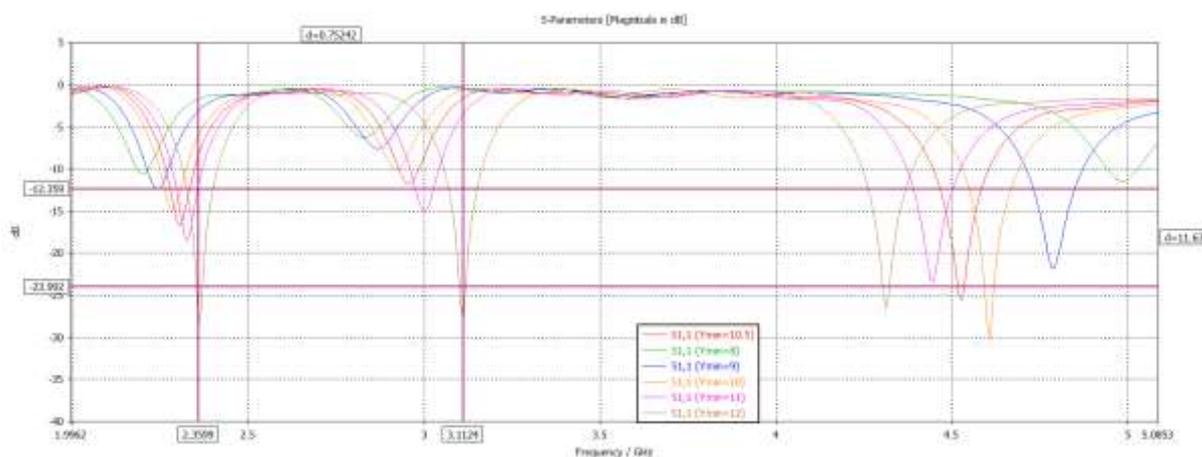
Tabela 5 - Parâmetros com dimensões para a célula

L	W	Hs	ha	a	B	c	e	f	
28,3	38,0	1,6	0,12	24,3	17,4	10,5	2,8	9	

Fonte: Autoria própria

A resposta da antena simulada com a variação da posição da fenda móvel é apresentada na Figura 42:

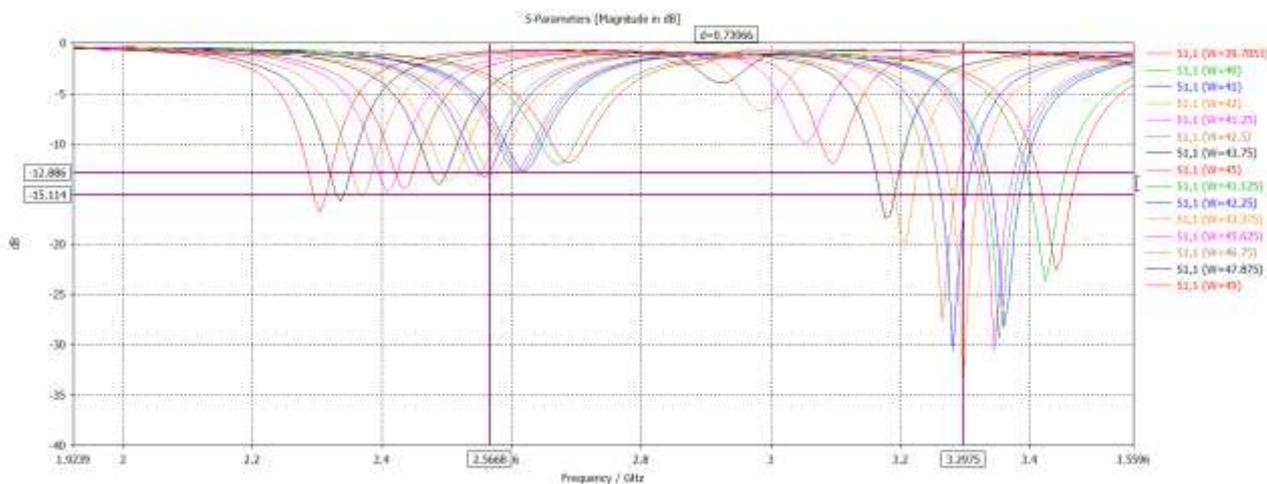
Figura 42- S11 em com a variação de Ymin para a antena proposta



Fonte: Autoria própria

Como forma complementar, foi simulada a variação da dimensão W e apresentada a resposta da antena na Figura 43:

Figura 43 - S11 em com a variação de W para a antenna proposta

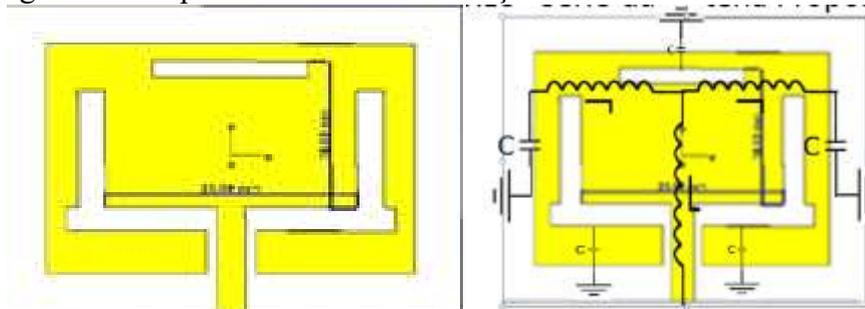


Fonte: Autoria própria

Mediante a análise das correntes superficiais, verificou-se uma abstração virtual, na qual o elemento irradiante é dividido em setores e, nestes setores, foram aplicadas as equações de Balanis (BALANIS, 2016) para determinação das faixas ressonantes.

A estrutura tem como base um filtro Passa-faixa Série (Figura 44):

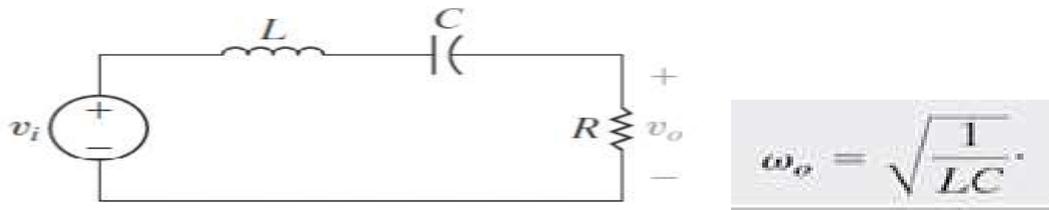
Figura 44 - Aspecto da antenna e simulação de um filtro Passa-faixa Série



Fonte: Autoria própria

Aspecto da distribuição de componentes para modelagem em RLC – Série da Antena Proposta. Com base na análise de circuitos elétricos RLC desenvolvida em anexo (1), obtivemos a frequência angular (Figura 45).

Figura 45 - Circuito equivalente da antena.



Fonte: Autoria própria

Cálculo da antena com base em Filtro Passa-Faixa – RLC Série

Nas especificações iniciais do projeto, foram consideradas as frequências de ressonância (f_r) alvo, a permissividade relativa (ϵ_r) = 4.7 e a espessura do dielétrico (h) = 1.6 mm

A distribuição das fendas teve como foco caracterização de duas áreas na *patch* metálica como forma de controlar a densidade de corrente superficial e obter nova frequência de ressonância característica a ser somada à principal.

Conforme visto no capítulo 1:

$$L_p = \frac{c}{2 \cdot f_r \sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L \quad W_p = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

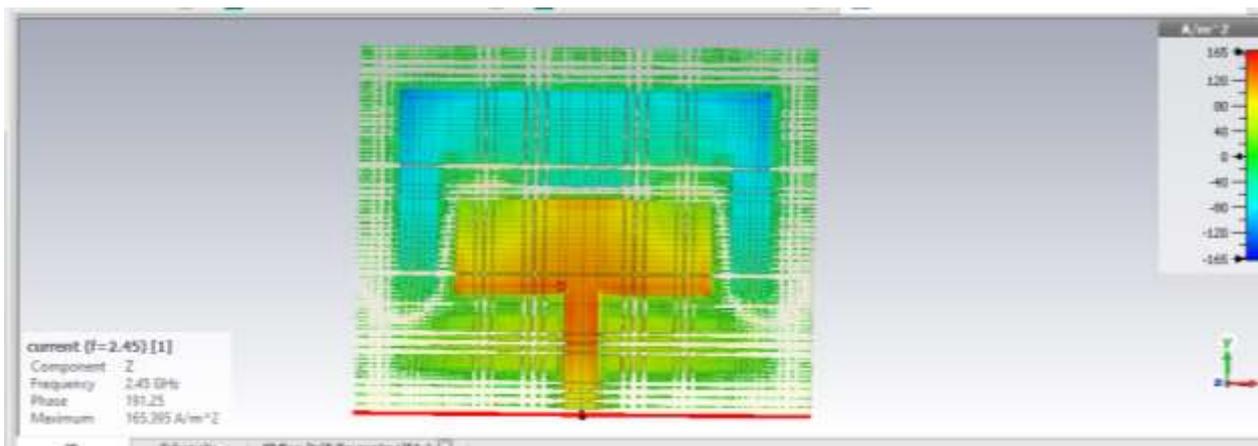
Para a composição dos resultados, foram calculadas (BALANIS, 2016) as frequências f_{r1} e f_{r2} com base nos parâmetros L e W e, com os mesmos parâmetros, foram simuladas duas antenas. Os substratos utilizados foram o FR4 e CuClá.

Após a simulação e obtenção dos parâmetros próximos nas duas ressonâncias alvo, foi implementado algoritmo CMA-ES no projeto inicial de forma a se aprimorarem os resultados.

Nas figuras abaixo, são apresentados resultados obtidos com o simulador comercial CST. Para efeito de ilustração, foram coletadas telas relacionadas: S_{11} Perda de retorno, Diagramas de Irradiação, Campos elétricos e magnéticos e Resultados da SAR.

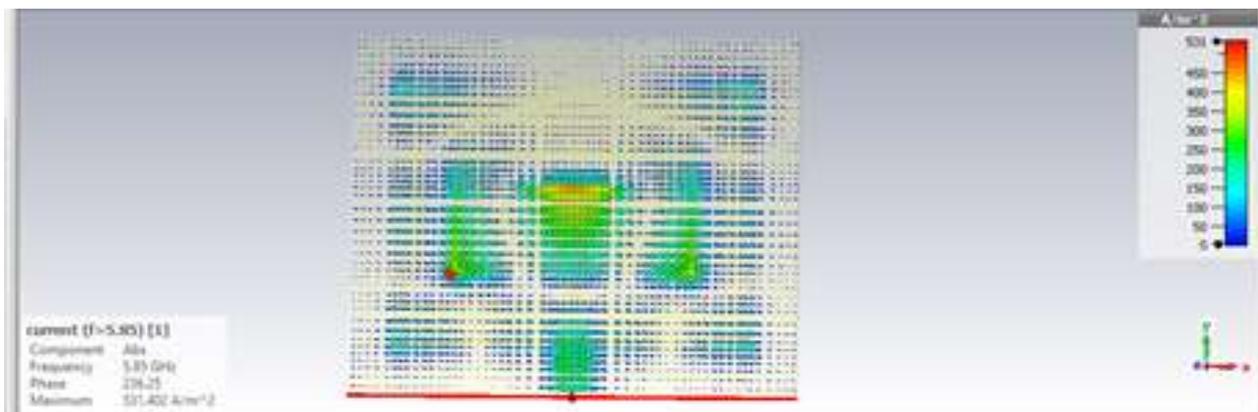
As Figuras 46 e 47 (abaixo) apresentam o aspecto geral da antena e a densidade de corrente distribuída no elemento irradiante para $f=2,4$ GHz e 5,8 GHz.

Figura 46 - Densidade de corrente na antena $f=2,4$ GHz



Fonte: Autoria própria

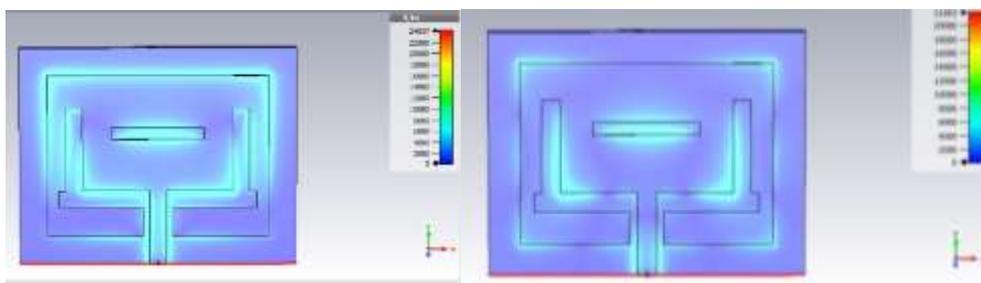
Figura 47- Densidade de corrente na antena $f=5,8$ GHz



Fonte: Autoria própria

A Figura 48 apresenta um comparativo das densidades de correntes da antena proposta para frequências 2,4 e 5,8 GHz.

Figura 48- Comparativo da distribuição da densidade de corrente

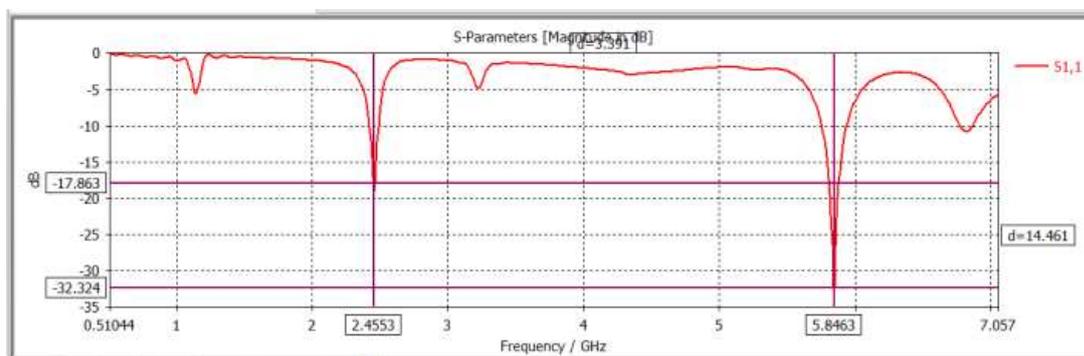


Fonte: Autoria própria

Como pode ser observado na figura 48, para a $f=2,4$ GHz e 5,8 GHz foram obtidas perdas de retorno -17,86 dB e -32,32 dB respectivamente.

A estrutura de fendas com o formato apresentado na Figura 47 estabelece uma distribuição de capacitâncias e indutâncias que induz a geração de ressonância secundária, atuando na área menor de forma praticamente isolada da antena de área maior. Desta forma, com a organização das fendas, foram criados limites de atuação no elemento irradiante, visualmente perceptíveis nos resultados da simulação e diagrama de densidade de corrente.

Figura 49- Resultados de S11 na antena proposta.

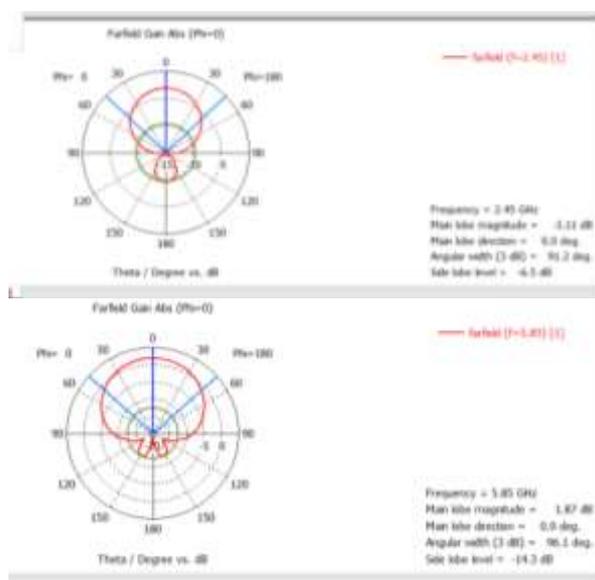


Fonte: Autoria própria

As Figuras 50 e 51 abaixo, apresentam os diagramas de irradiação em 2D e

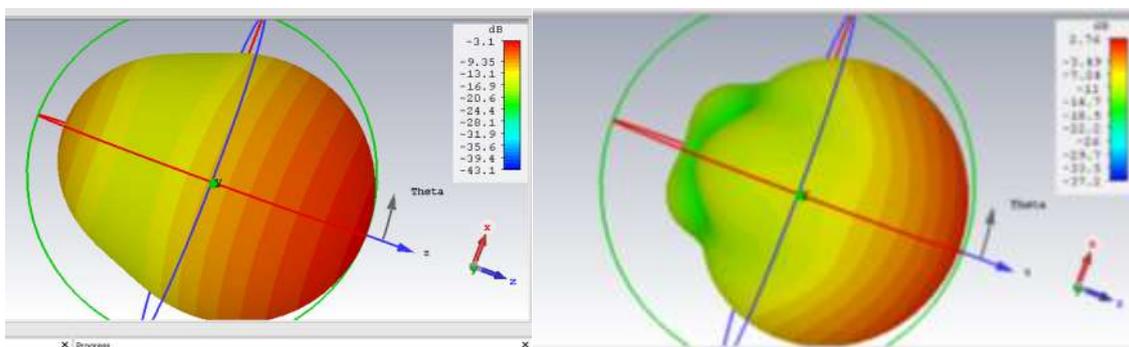
3D:

Figura 50 - Diagrama de irradiação 2D para $f = 2,4$ GHz e 5,8 GHz.



Fonte: Autoria própria

Figura 51 - Diagrama de irradiação para $f = 2,4$ GHz e 5,8 GHz.



Fonte: Autoria própria

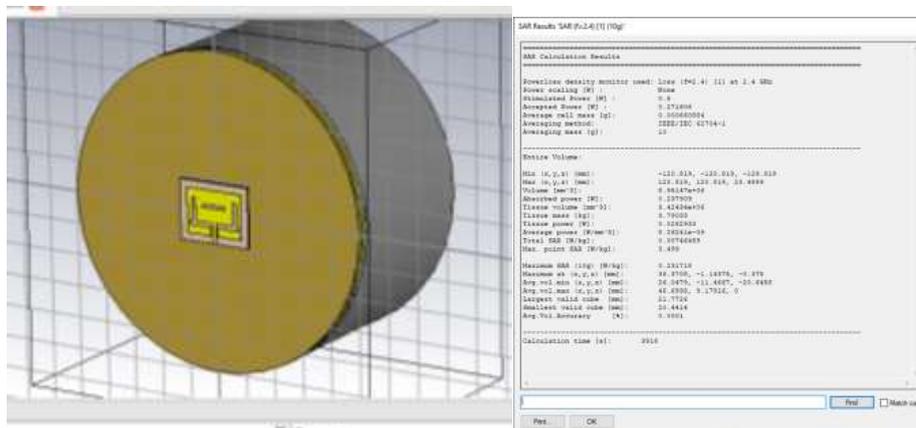
Além dos parâmetros verificados para a antena projetada, foi utilizado um sistema para verificação da SAR (MIRION TECHNOLOGIES, 2021), descrita no capítulo 4.

O valor medido nos testes foi comparado às medidas dosimétricas utilizadas como limites à emissão de radiação por campos eletromagnéticos não ionizantes por agentes reguladores internacionais (ICNIRP, 2020) (ICNIRP e FCC).

Para simulação e análise da taxa de absorção de energia foi utilizado um artefato virtual (*flat phantom*) constituído de cilindro com camadas, imitando os tecidos

da cabeça e suas constantes elétricas como: pele, crânio, gordura e cérebro, observado na Figura 52. Neste artefato, foram utilizadas as características elétricas dos tecidos citados.

Figura 52- Antena posicionada no centro do Phantom a 6mm de distância.
Resultado para 2,4 GHz.



Fonte: Autoria própria

A antena proposta com phantom foi simulada no CST e foram obtidos valores apresentados na tabela 6 relacionados a SAR:

Tabela 6 - Valores obtidos para SAR e limites recomendados.

F	10g	1g
2,4GHz	0.231718	0.480307
5,8GHz	0.287467	0.798485
Limites	ICNIRP→2 W/Kg	ANSI→1.6W/Kg

7.2 Estudo e implementação de Metamateriais

Conforme apresentado no capítulo 4, os metamateriais, também conhecidos como superfícies de alta impedância (HIS) (ENGHETA, 2006), têm propriedades no controle da propagação de ondas eletromagnéticas. Duas destas propriedades são de interesse especial. Primeiro, elas podem se comportar como condutores magnéticos perfeitos, para que as correntes paralelas da imagem apareçam

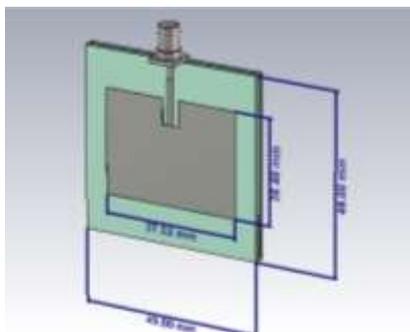
em fase, em vez de fora de fase. Este recurso permite radiação eficiente para antenas colocadas paralelas e próximas à superfície. Segundo eles, limitam a propagação de ondas eletromagnéticas em certas bandas de frequência (ARAÚJO, 2018) (gap eletromagnético ou EBG), de modo que ocorra ausência de interferência de multipercurso e os padrões de radiação são mais suaves.

Em Sievenpiper (SIEVENPIPER, 1999), foi apresentado projeto de uma superfície ressonante, plana, capaz de apresentar simultaneamente os comportamentos AMC e EBG. Basicamente, a estrutura fabricada era composta por células unitárias metalizadas, com formato de cogumelo, em um arranjo geométrico periódico, sobre um substrato dielétrico, ligadas a um plano de terra por meio de vias metálicas.

Como forma de analisar o comportamento da estrutura metamaterial projetada, foi elaborado projeto de *patch* acoplado com estrutura de um conjunto periódico de placas metálicas (Figuras 53,54 e 55), com formato de cogumelo, ligado ao plano de terra por vias condutoras verticais, conforme proposto por Sievenpiper.

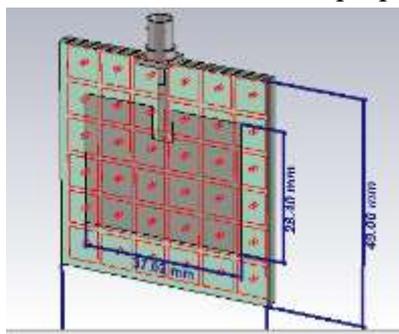
Utilizando o Simulador CST, construímos o modelo e foi realizada análise computacional, obtendo-se as características S_{11} , Diretividade, Campo distante e Eficiência de radiação.

Figura 53- Antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper.



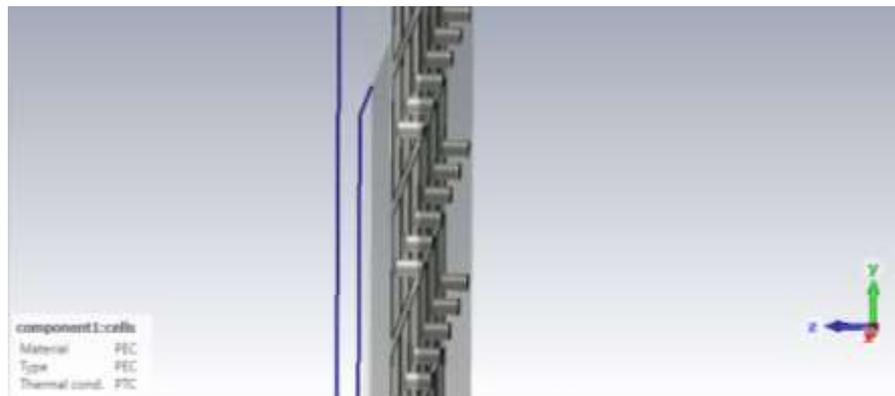
Fonte: Autoria própria

Figura 54- Antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper.



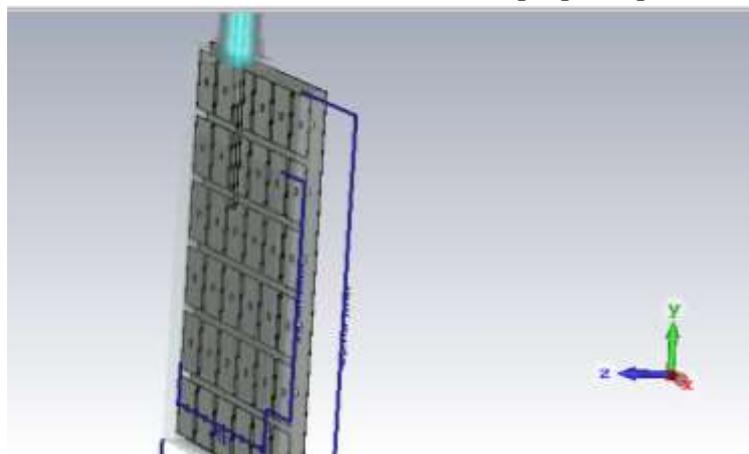
Fonte: Autoria própria

Figura 55- Detalhe dos condutores Antena de microfita proposta por Sievenpiper.



Fonte: Autoria própria

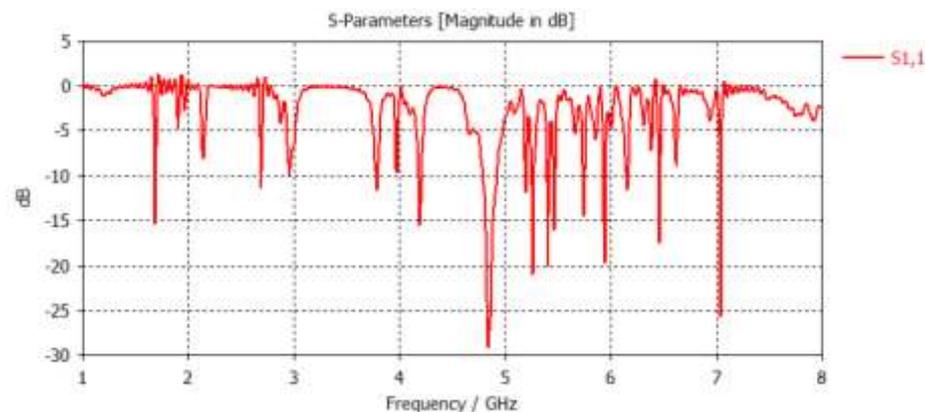
Figura 56- Antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper



Fonte: Autoria própria

No gráfico da Figura 57, é apresentada a Perda de Retorno S_{11} , em função da frequência para a antena de microfita com estrutura.

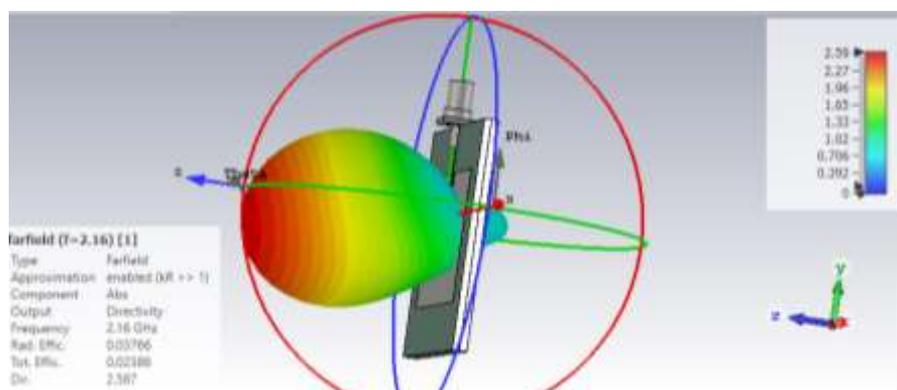
Figura 57- Perda de Retorno S11 em função da frequência para a antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper.



Fonte: Autoria própria

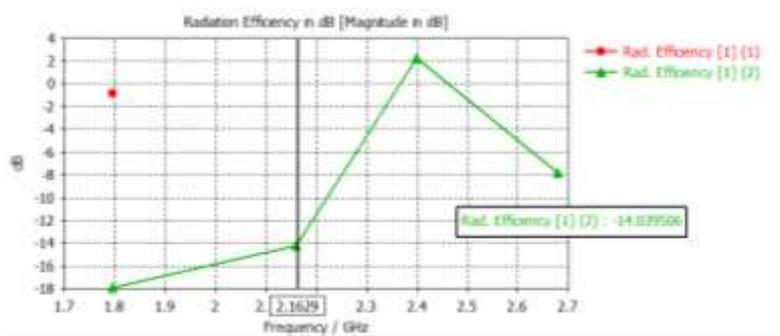
Nos gráficos das Figuras 58, 59 e 60, é apresentada a Diretividade e Eficiência para a antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper:

Figura 58- Diretividade para a antena de microfita com estrutura proposta por Sievenpiper.



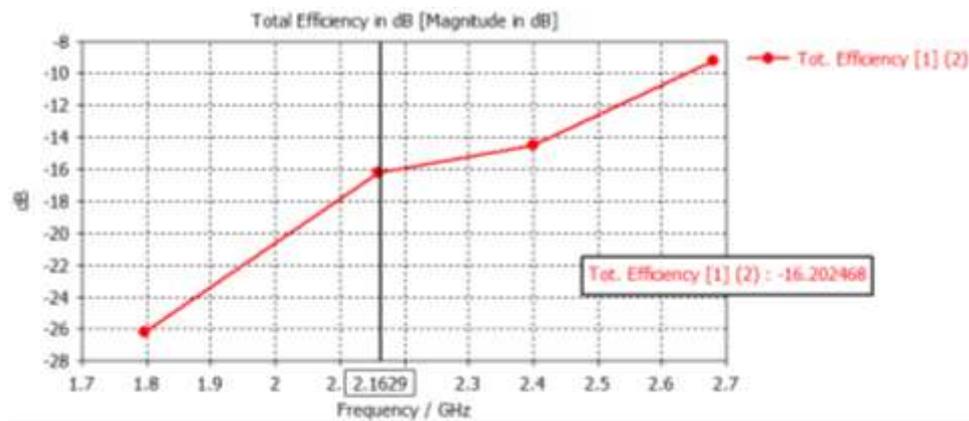
Fonte: Autoria própria

Figura 59- Eficiência de irradiação para a antena de microfita proposta por Sievenpiper.



Fonte: Autoria própria

Figura 60 - Eficiência total de radiação para a antena de microfita proposta por Sievenpiper.



Fonte: Autoria própria

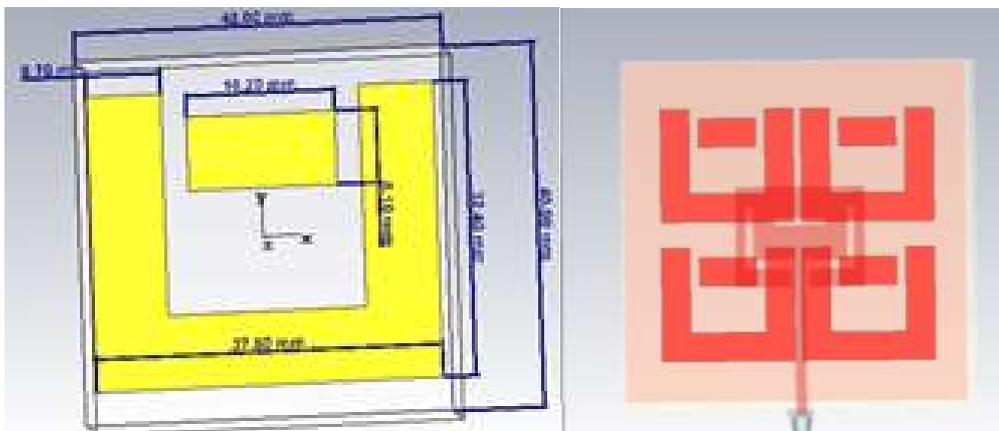
Da análise dos resultados obtidos, foi possível verificar que a estrutura proposta por Sievenpiper (SIEVENPIPER, 1999), embora tenha contribuído de forma relevante para o estudo das superfícies de alta impedância (ARAÚJO, 2018), apresentou baixa eficiência de radiação para o fim desejado nesta pesquisa e oferece uma dificuldade de construção para prototipação, além de apresentar espessura do substrato relativamente exagerada.

7.2.1 Projeto da Célula Metamaterial

Conforme já apresentado, os focos principais deste trabalho são: aprimorar o estado da arte com melhoria no ganho, diretividade e redução da SAR para a antena projetada, para tanto foi desenvolvida solução, utilizando um tipo de metamaterial conhecido como AMC (condutor magnético artificial) (LIMA, 2020). Inicialmente no projeto da célula unitária em U, foi inserido elemento capaz de acrescentar dois capacitores e permitir a modelagem do elemento indutivo através da alteração de suas dimensões.

A Figura 61a ilustra a célula do AMC desenvolvida nesta pesquisa e a Figura 61b, a matriz de células proposta como forma de utilizar o efeito refletor produzido pelo metamaterial.

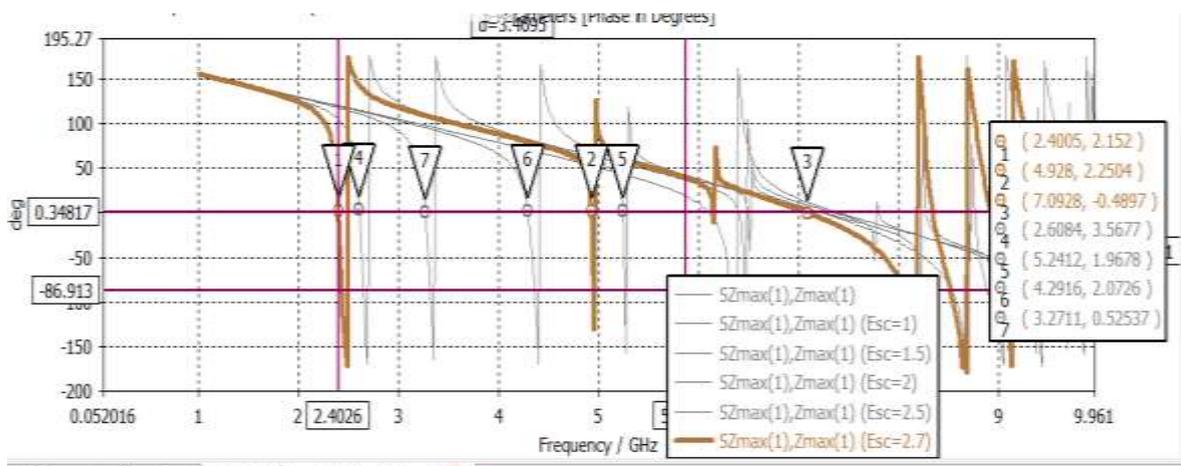
Figura 61- Aspecto célula unitária AMC e a Matriz AMC 2X2.



Fonte: Autoria própria

Com foco no aprimoramento da diretividade e redução da SAR, foi então construída e simulada solução baseada em plano composto de condutores magnéticos artificiais (AMC) (CAMPOS, 2009), também conhecidos como superfícies de alta impedância (HIS) ou metamateriais. Conforme destacado no item 6, estes elementos têm propriedades no controle da propagação de ondas eletromagnéticas. Na Figura 62, é apresentado o Diagrama de Reflexão relacionando a célula unitária AMC.

Figura 62- Diagrama de Reflexão da célula unitária

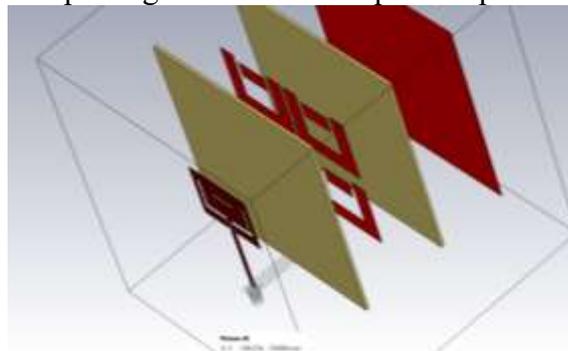


Fonte: Autoria própria

A estrutura do AMC desenvolvida consiste em uma matriz 2X2 de células unitárias, conforme mostrado na Figura 61 b. Assim, o projeto da célula unitária, usada nas antenas de microfita para aplicações em 2.4 GHz é uma variante do tipo *Capacitive Loaded Loop* (CLL), como mostrado na Figura 61a (KUMAR, 2020), (ROMEUE, 2000), (MANARA, 1999); (WEILE, 2000).

A estrutura da antena desenvolvida (Figura 63) consiste em cinco camadas distribuídas da seguinte forma: uma camada para plano de terra (a camada mais inferior), seguida por duas camadas de substrato e uma camada AMC entre elas. Finalmente, uma camada para o elemento radiante, colocada no topo.

Figura 63 - Aspecto geral da antena explodida para visualização.

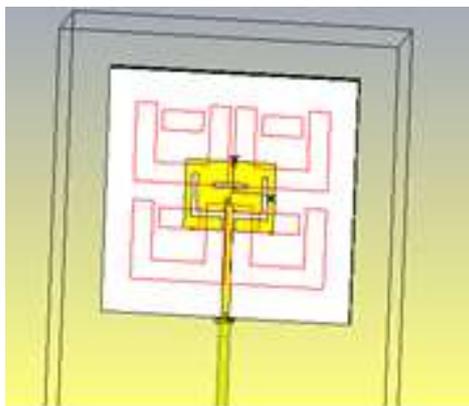


Fonte: Autoria própria

7.2.2 Análise do comportamento da antena de microfita com e sem AMC

Aplicado o algoritmo CMA-ES na célula unitária do AMC, foi obtido o diagrama de reflexão nas frequências desejadas, conforme explanado no capítulo 4. Com base nestas dimensões, foi inserida estrutura metamaterial do tipo AMC (*Artificial Magnetic Conductor*) na antena. O plano AMC (LIMA, 2020) foi formado usando uma matriz 2×2 , cada célula unitária com formação em U e um elemento móvel para ajuste chamado sobrefenda (Figura 64).

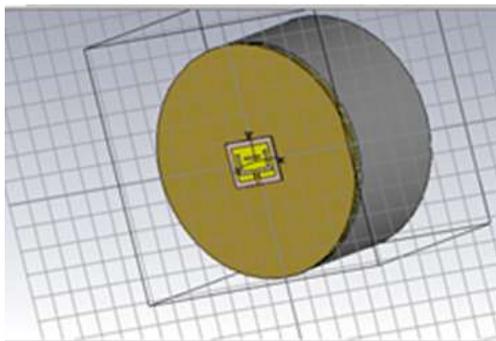
Figura 64- Antena obtida com inserção do AMC.



Fonte: Autoria própria

Para análise do comportamento da antena e sua SAR (taxa de absorção específica), foi utilizado Phantom (OLIVEIRA, 2014), (SILVA, 2017) com características elétricas semelhantes ao corpo humano. Antena foi posicionada no centro do Phantom a 6mm de distância (Figura 65).

Figura 65 - Antena foi posicionada a 6mm do centro do Phantom.

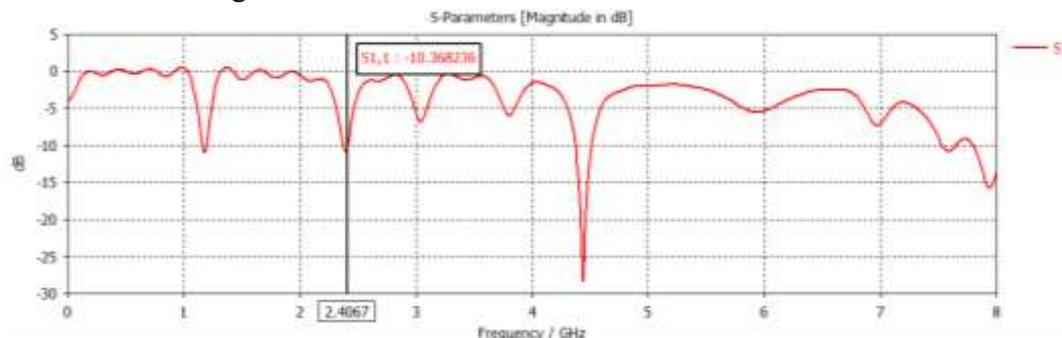


Fonte: Autoria própria

Inicialmente, foram realizadas simulações da antena de microfita sem a inserção de AMC e coletadas as telas de SAR, obtidas da simulação da antena com Phantom no simulador CST.

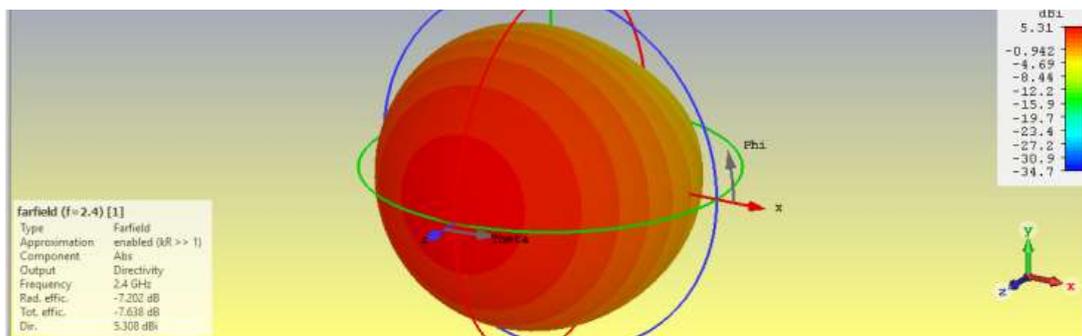
Abaixo, são apresentados os resultados da S_{11} , Diretividade, Ganho e SAR para frequência de 2,4 GHz (Figuras 66 a 74).

Figura 66- S_{11} Perda de Retorno Antena sem AMC.



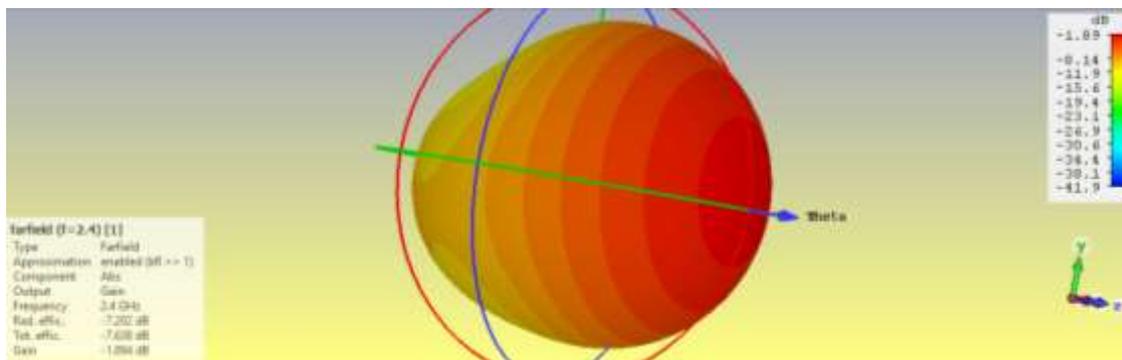
Fonte: Autoria própria

Figura 67- Diagrama de irradiação e a respectiva Diretividade 2,4 GHz sem AMC.



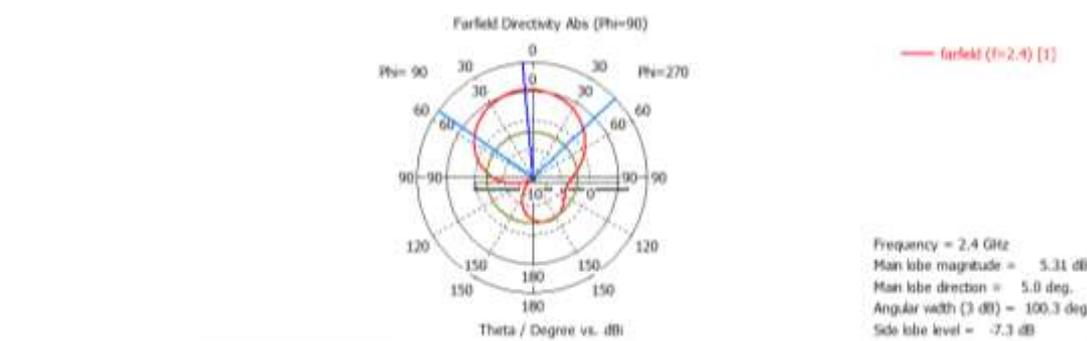
Fonte: Autoria própria

Figura 68- Diagrama de irradiação e o respectivo ganho 2,4 GHz sem AMC.



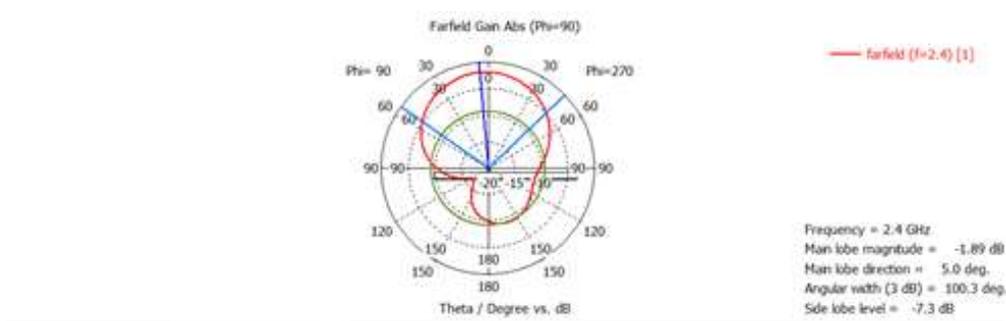
Fonte: Autoria própria

Figura 69- Diagrama de irradiação 2D e a respectiva Diretividade 2,4 GHz sem AMC.



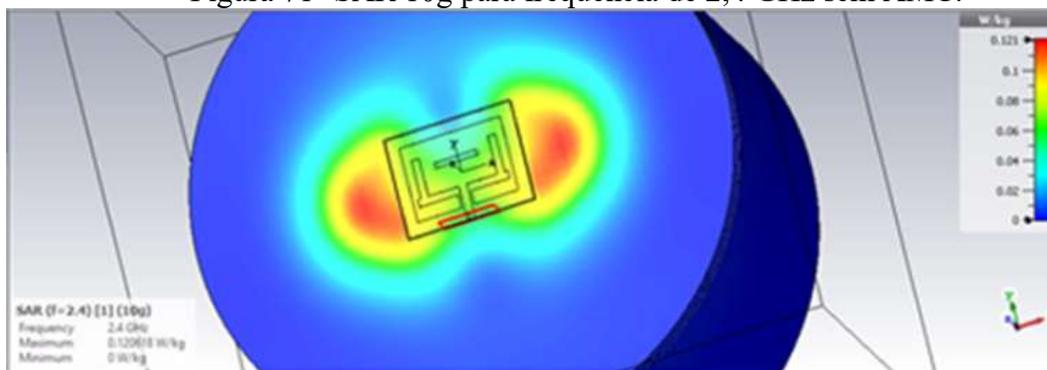
Fonte: Autoria própria

Figura 70- Diagrama de irradiação e o respectivo Ganho 2D 2,4 GHz sem AMC.



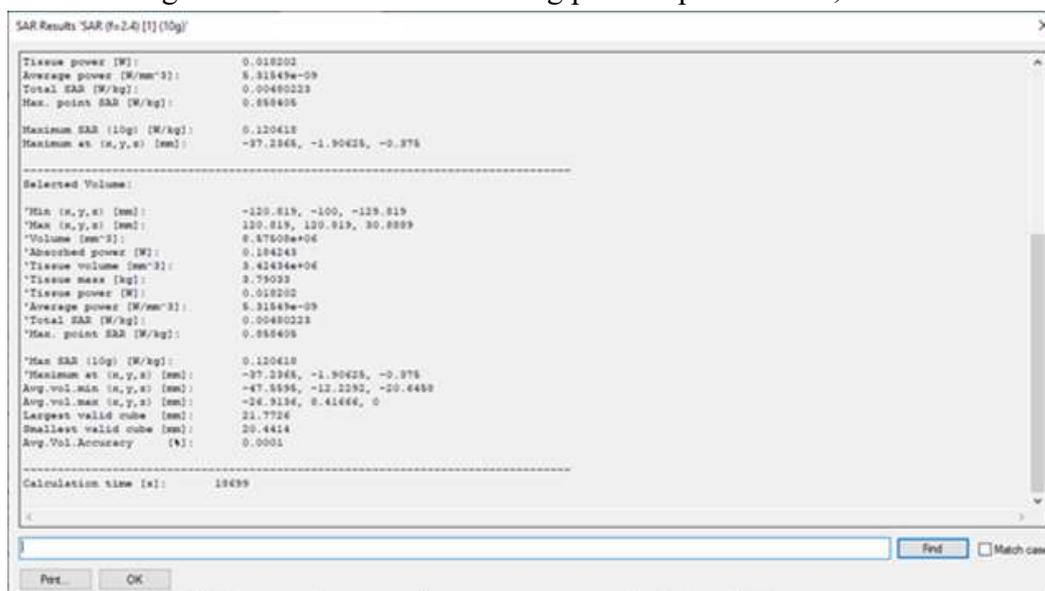
Fonte: Autoria própria

Figura 71- SAR 10g para frequência de 2,4 GHz sem AMC.



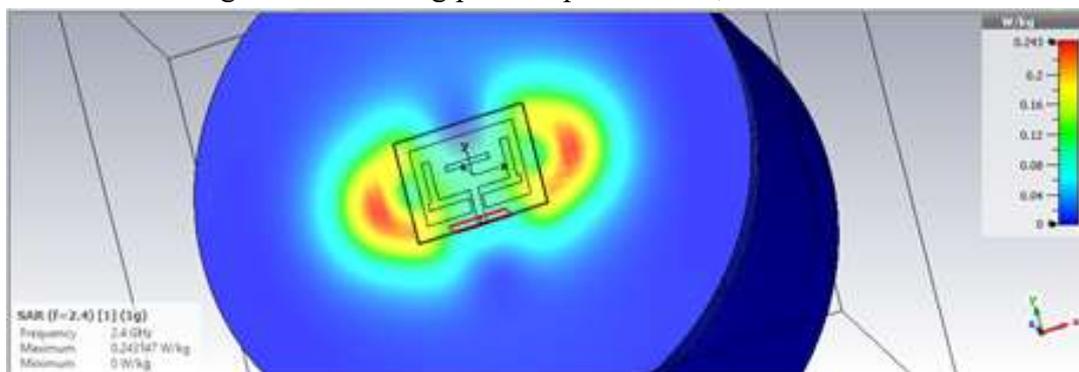
Fonte: Autoria própria

Figura 72- Relatório da SAR 10g para frequência de 2,4 GHz.



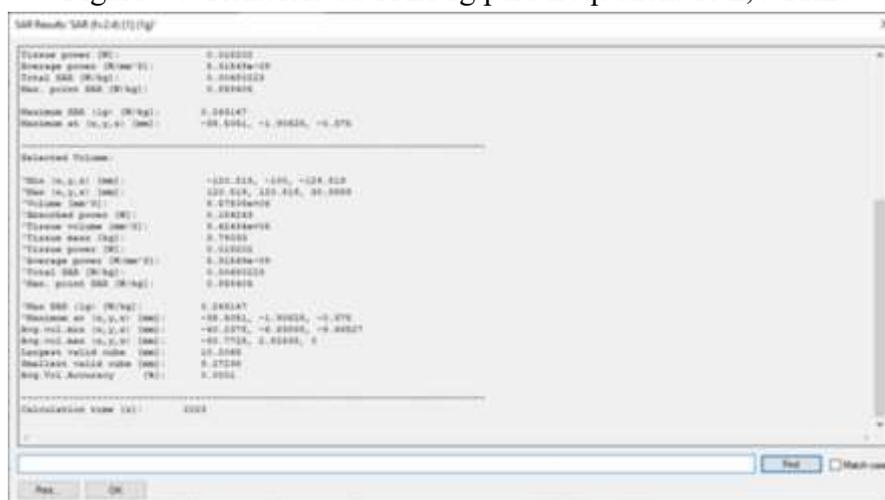
Fonte: Autoria própria

Figura 73 - SAR 1g para frequência de 2,4 GHz sem AMC.



Fonte: Autoria própria

Figura 74- Relatório da SAR 1g para frequência de 2,4 GHz.



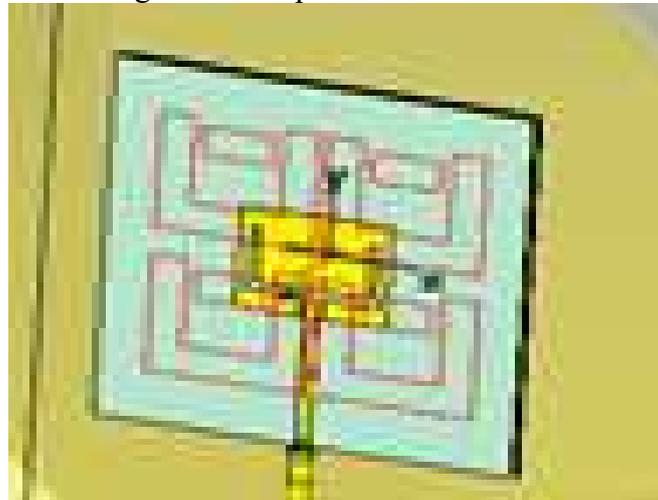
Fonte: Autoria própria

7.3 Antena com AMC

Na antena projetada, foi inserida estrutura AMC (Figura 75) e, por meio de simulação, foi obtido gráfico para S_{11} (Figura 76), relacionando a perda de retorno e a frequência. Conforme verificado, o sistema antena AMC apresentou desempenho satisfatório em características como: Ganho, Diretividade e Dimensões em relação ao estado da arte identificado em outros trabalhos (EJAZ, 2020). Também foi obtida redução da SAR em relação à estrutura sem AMC.

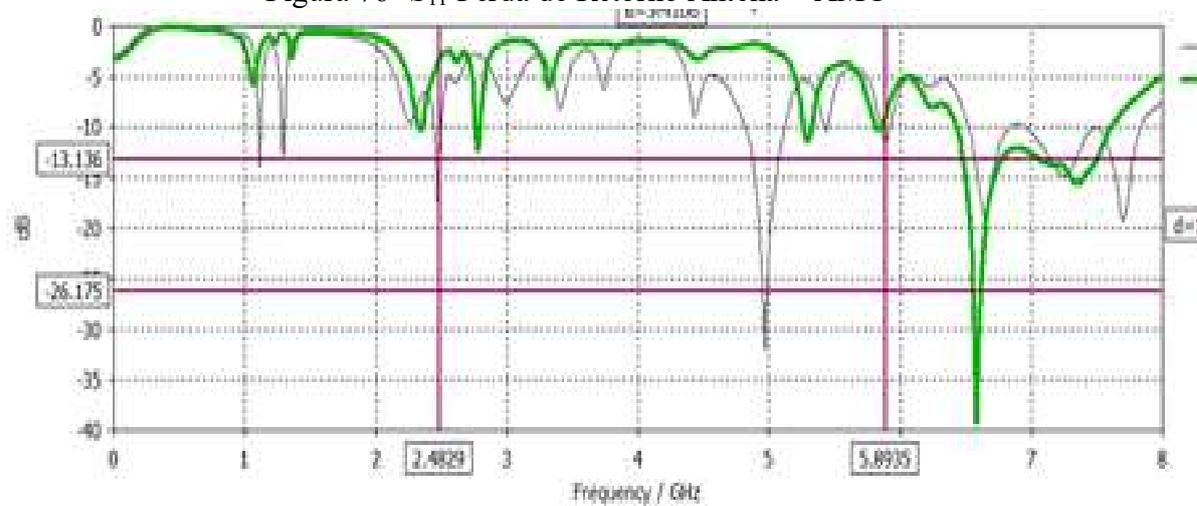
O Sistema Antena Microstrip com fendas (WELKE, 2013) + AMC e plano de terra (Figura 68) foi simulado mediante o software CST STUDIO SUITE. Nas figuras abaixo, são apresentados resultados produzidos na antenna proposta.

Figura 75 - Aspecto Antena e AMC



Fonte: Autoria própria

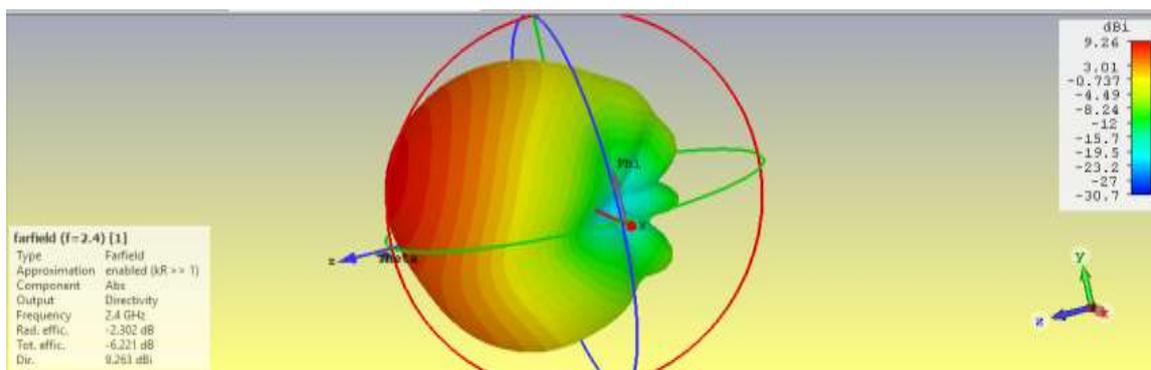
Figura 76- S_{11} Perda de Retorno Antena + AMC



Fonte: Autoria própria

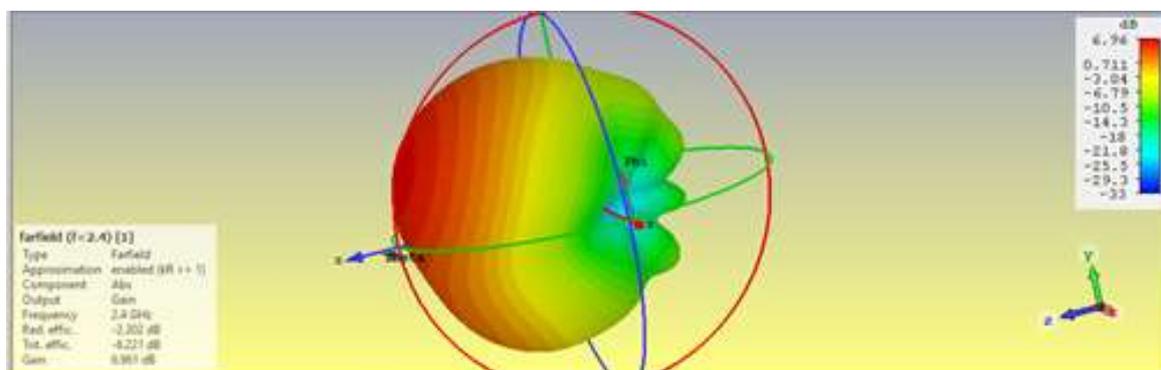
Da simulação, obteve-se o diagrama de irradiação, a Diretividade e o Ganho 2,4 GHz, nas Figuras 77 e 78.

Figura 77 - Diagrama de irradiação e a Diretividade 2,4 GHz com AMC.



Fonte: Autoria própria

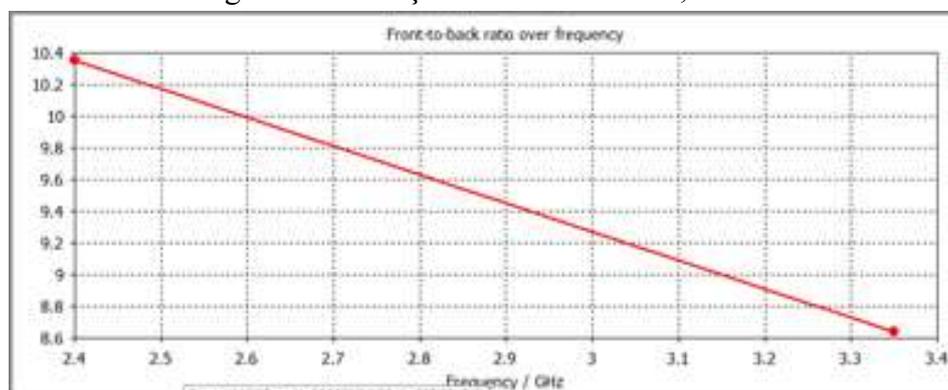
Figura 78- Diagrama de irradiação e a respectivo Ganho 2,4 GHz com AMC.



Fonte: Autoria própria

A Relação Frente-Costa:

Figura 79 - Relação Frente-Costa $f=2,4$ GHz

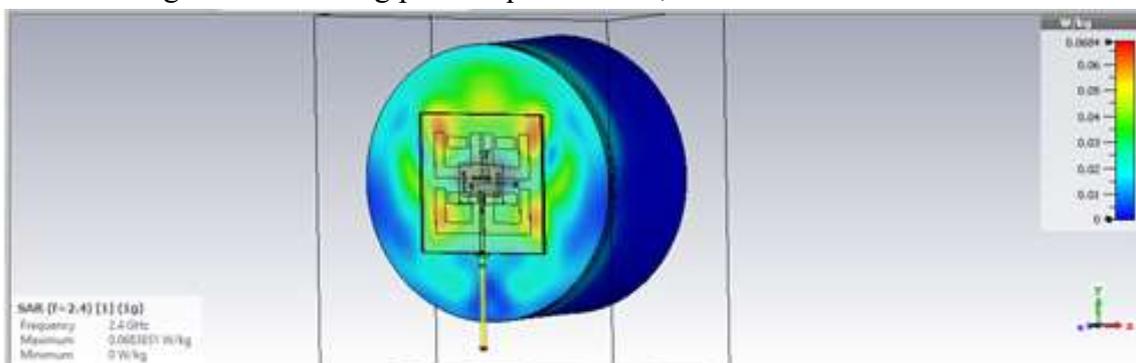


Fonte: Autoria própria

Da simulação com a introdução do phantom e Antena de microfita com AMC 2X2, foi possível obterem-se as imagens relacionadas à SAR.

SAR ICNIRP 1g

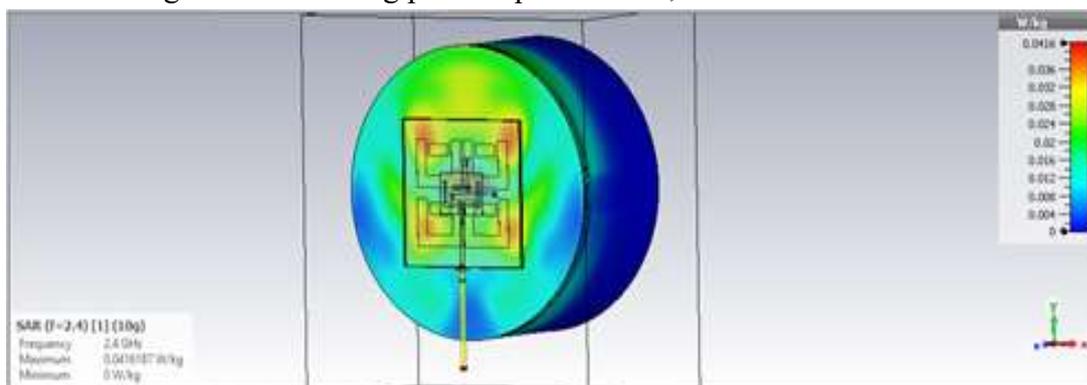
Figura 80 - SAR 1g para frequência de 2,4 GHz Antena com AMC.



Fonte: Autoria própria

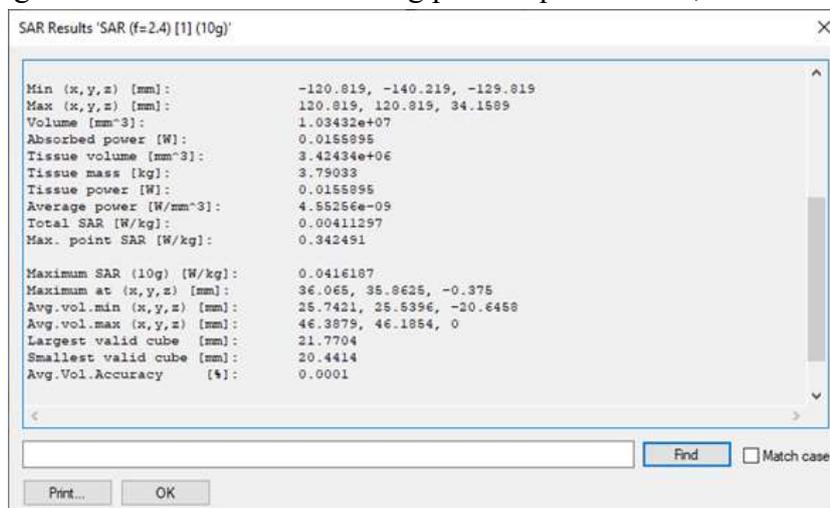
SAR ICNIRP 10g

Figura 81- SAR 10g para frequência de 2,4 GHz Antena com AMC.



Fonte: Autoria própria

Figura 82 - Relatório da SAR 10g para frequência de 2,4 GHz SAR.



Fonte: Autoria própria

A tabela abaixo apresenta comparação de resultados entre a antena com e sem AMC:

Tabela 7 - Resultados Diretividade, Ganho e SAR simulados.

Antena de microfita com fendas	Sem AMC F=2,4GHz	Com AMC F=2,4GHz
Diretividade	5,31	9,23
Ganho	1,89	6,96
SAR ANSI (1g)	0,24	0,068
SAR ICNIRP (10g)	0,12	0,041

Fonte: Autoria própria (*Limites: ICNIRP 2WKg ANSI 1,6W/Kg*).

O desenvolvimento de célula unitária e matriz 2X2 para introdução de componente metamaterial do tipo AMC trouxe resultados relevantes. Conforme é possível verificar na Tabela 7.2, obtivemos um aumento de 73% na Diretividade da antena com a implementação do AMC. O Ganho da antena também aumentou 268% em relação à antena sem AMC. Nos valores da SAR, foram obtidas reduções de aproximadamente 70%.

7.3.1 Substrato dielétrico e sua contribuição no comportamento da antena

No sentido de aprimorar os resultados, foram investigados e alterados os substratos para Arlon CuCla, FR4, Rogers 5880 e Policarbonato de forma a verificar, por meio da simulação, possíveis diferenças e melhorias.

Nas Tabelas 8 e 9, são apresentados os resultados obtidos nas simulações, realizando a troca do substrato. Nestes resultados, foi mantido o sistema antena + AMC, e foram alterados somente os materiais que compõem o substrato. Para melhor análise, foram coletados resultados de: S_{11} , Diretividade e Ganho.

Os resultados correspondentes ao Ganho e à Diretividade podem ser visualizados na Tabela 8.

Tabela 8 - Valores obtidos com substratos diferentes

Frequência		2,4 GHz		
Substrato	Permissividade	Ganho	Diretividade	
Arlon CuCla	2,2	6,81	8,57	
FR4	4,3	1,13	6,28	
Policarbonato	2,9	9,97	6,56	
Rogers 5880	2,2	7,12	8,55	

Fonte: Autoria própria

Pelas simulações, foi possível aferir as equações e verificar que os materiais com menor permissividade apresentam maior Ganho e Diretividade.

Os resultados correspondentes à SAR podem ser visualizados na Tabela 9.

Tabela 9 - Valores obtidos para SAR substratos diferentes.

Frequência		2,4 GHz	
Substrato	SAR 10g	SAR 1g	
Arlon CuCla	0,035	0,058	
FR4	0,308	0,548	
Policarbonato	0,330	0,595	
Rogers 5880	0,035	0,059	
	ICNIRP 2 W/Kg	ANSI 1.6W/Kg	

Fonte: Autoria própria

Conforme verificado pelas simulações e visualizado nas Tabelas 8 e 9, o substrato Arlon CuCla217 (menor permissividade) oferece vantagens para a utilização em projetos e protótipos da antena, pois apresentou maior Ganho, maior Diretividade e menor SAR.

7.4 PROTOTIPAÇÃO

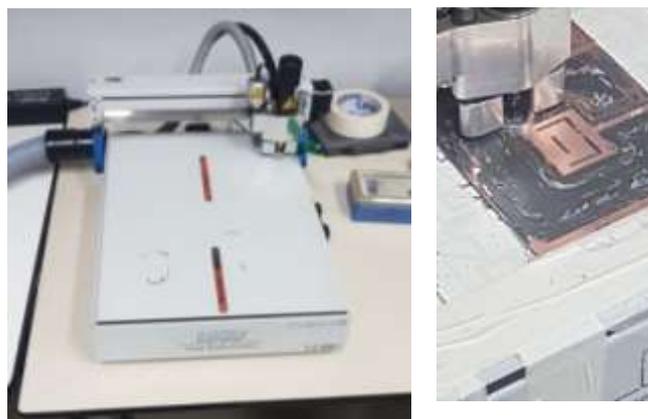
A antena proposta foi prototipada no LACOM / UFRGS, sendo utilizada a máquina de prototipagem LPKF ProtoMat E23 e, como dielétrico, foi utilizado o Arlon CuCla.

Figura 83- Aplicativo e prototipadora LPKF E2



Fonte: Autoria própria

Figura 84- Construção do Protótipo da Antena



Fonte: Autoria própria

Figura 85- Antena prototipada em placa de Arlon CuCla e AMC 2 X 2



Fonte: Autorial própria

Após a prototipação e soldagem do conector SMA, a antena foi aferida no analisador de espectro N9912A 6 GHz da *Agilent Technologies*.

Foram realizados testes para verificação da frequência de ressonância, coeficiente de reflexão (S11) e largura de banda (BW).

Figura 86 - Imagem do protótipo conectado ao analisador de espectro N9912A 6 GHz.



Fonte: Autorial própria

Figura 87- S11-9 dB na frequência de 2,4 GHz da antena prototipada medido no analisador de espectro N9912A 6 GHz.



Fonte: Autoria própria

A largura de banda obtida para a ressonância de 2,4GHz foi de aproximadamente 80 MHz, ou seja, 3,33% (ref. -7 dB).

Figura 88 - S11-6,5 dB na frequência de 5,8 GHz da antena prototipada medido no analisador de espectro N9912A 6 GHz da *Agilent Technologies*.



Fonte: Autoria própria

Os valores medidos no protótipo pelo analisador de espectro N9912A 6 GHz da *Agilent Technologies* estão mostrados na Tabela 10:

Tabela 10 - Valores obtidos na medição do protótipo com substrato Arlon CuCl₄ para 2,4 e 5,8GHz.

Fr (GHz)	S11 (dB)
2,4	-9,31
5,8	-6,5

Fonte: Autoria própria

Tabela 11- Comparação dos valores da simulação e medição.

Fr (GHz)	S11 (Simulado) dB	S11 (Medido) (dB)
2,4	-10	-9,31
5,8	-10,5	-6,5

Fonte: Autoria própria

Diante da comparação entre valores simulados e medições pode-se perceber a compatibilidade perda de retorno da antena simulada e medida. As diferenças observadas podem ser atribuídas à variação na impedância pela soldagem realizada e inserção do conector SMA. O ar entre placas do AMC e antena, também pode ter contribuído para alteração na permissividade relativa ϵ_r formada pela composição dos substratos CuCl₄ e ar.

7.5 Comparação da Antena com outros trabalhos

A Tabela 12 mostra a comparação do sistema antena com AMC proposto com outras antenas e, desta forma, pode-se verificar relevante melhoria no estado da arte e desempenho em características como: Ganho, Diretividade e Redução da SAR em relação a outros trabalhos (EJAZ, 2020):

Tabela 12 - Comparação com outros trabalhos.

Ref.	Low-SAR Antenna Design	Operating Frequency (GHz)	Antenna Dimensions (λ_0)	SAR Reduction (dB)	SAR Reduction in Comparison with	Impedance Bandwidth (%)
KLEM,2005	Slot antenna with reflector	3.5 to 6.5	$0.73 \times 0.53 \times 0.027$ (at the BW center)	~6	Omnidirectional slot antenna	~67 (-6 dB)
PEI,2019	Belt buckle (loop) on AMC	2.45	$0.47 \times 0.27 \times 0.0506$ (without AMC)	12.8	Same antenna without AMC	Na
NAZERI, 2019	Patch antenna with metallic casing loop	0.9 and 2.4	$0.42 \times 0.22 \times 0.01$ (at 0.9 GHz)	1.29 and 1.81	Same antenna without metallic casing loop	~20 and ~15 (-10 dB)
LEE,2020	PIFA on AMC	0.9 and 1.9	$0.36 \times 0.18 \times 0.0147$ (at 0.9 GHz)	1.9 and 1.4	Same antenna without AMC	~13 and ~15 (-6 dB)
MANIKONDA, 2018	E-shaped EBG on a patch	2.4	$0.56 \times 0.528 \times 0.0344$	3	Microstrip antenna without E shaped EBG	8.33 (-10 dB)
GUAN, 2020	L-shape proximity feeding I-shaped patch backed by a conductor plate	2.45	$0.41 \times 0.41 \times 0.0425$	3.76	Microstrip line fed rectangular patch backed by a conductor plate	4.89 (-10 dB)
NASSER, 2017	PIFA with water-filled U-shaped conductive edges	1.8 0.9 and 1.8	0.091 (edges' thickness at 1.8 GHz)	5.77 5.9 and 8.4	Same antenna without the water-filled edges	~21 (-6 dB) ~5.5 and ~11
MUMIN, 2018	Rectangular patch with a square slot	5.8	$0.22 \times 0.22 \times 0.0309$	10	1.6 W/kg reference value	4.8 (-10 dB)
PARACHA, 2019	Patch with slotted rings and U-shaped slot in the ground plane on AMC	1.575 and 2.45	$0.37 \times 0.4 \times 0.053$ (at 1.575 GHz)	10	Same antenna without AMC	1.84 and 0.74 (-10 dB)
KHAN, 2014	Polygon-shaped slotted PIFA on AMC	2.45 and 5.8	na	12 and 20	Same antenna without AMC	~10 and 5 (-10 dB)
E.T	Antena de microfitas com Fendas sobre AMC.	2.4 and 5.8	$0.47 \times 0.37 \times 0.052$	20	Same antenna without AMC	~10 and 12(-10dB)

Fonte: Autoria própria

8. CONCLUSÕES

A pesquisa apresentada nesta tese teve como foco as antenas de microfita com ênfase na análise do comportamento dos parâmetros de radiação. Foram identificadas respostas características quando essas antenas são projetadas e modeladas na forma convencional e introdução de fendas em seu elemento irradiante. Foram implementadas antenas com substrato de fibra de vidro e com o substrato específico CuCl₂.

Mantendo o foco na proposta de antena de microfita banda dupla para melhoria do estado da arte com aumento do Ganho, Diretividade e Redução da SAR. Foi utilizada a técnica de inserção de fendas para estabelecer as frequências de atuação.

Com o auxílio das distribuições de corrente, foi visto que na região metálica, distante das bordas, as correntes possuem a mesma direção do campo elétrico aplicado à superfície. Na realidade, a forma geométrica do *patch* metálico induz alterações na distribuição de campo elétrico e na direção da corrente nas proximidades de suas bordas.

Em outras palavras, a forma geométrica determina como ocorre o fluxo de corrente na superfície do elemento condutor. Alterações no *patch* metálico feitas por meio de fendas, por exemplo, permitem alterar o diagrama de irradiação e o comprimento efetivo da estrutura e, ainda ampliar, em termos quantitativos, as frequências de ressonância.

De maneira geral, para obter as ressonâncias nas frequências relacionadas a 5G, explorou-se a inserção de fendas, de maneira a proporcionar a maior concentração de cargas nas bordas do elemento condutor, para aumentar as capacitâncias e indutâncias formadas.

Observou-se que as distribuições de campo elétrico em diferentes geometrias eram semelhantes, contudo divergiam quanto à direção do fluxo de corrente. A de microfita quadrada com a introdução de fendas no formato, baseado em variação de indutâncias e capacitâncias, apresentou duas frequências de ressonância desejadas.

Na análise citada, constatou-se que o surgimento das várias frequências depende do número e disposição das fendas utilizadas. Estas novas frequências estão associadas às capacitâncias parasitas que surgem do acoplamento elétrico entre os “braços” da estrutura de fendas.

Foi obtido dispositivo que apresenta duas bandas de operação, mas a largura de banda associada à sua faixa de operação é pequena, de modo que um estudo para aumentar a largura de banda é necessário. Conforme citado no capítulo 3, na ampliação da largura de banda poderão ser utilizadas técnicas como: manipulação e introdução de elementos parasitas ou fendas, utilização de substratos espessos com baixa permissividade ϵ e estrutura para descasamento de impedância da alimentação com a antena (LEE, 2012).

Assim, obtidas frequências de interesse para 5G, foi avaliada a resposta do AMC com o elemento irradiante proposto.

Em princípio, o AMC sem vias é uma FSS colocada sobre um plano condutor. Por essa razão, em termos de redução de SAR e aumento da Diretividade, verificou-se que a utilização da geometria desenvolvida produziu melhores resultados para as superfícies seletivas em frequência (FSS).

Contudo, ao longo desta pesquisa foi observado que a simples introdução do AMC não garante a aplicabilidade dessa estrutura a qualquer tipo de antena. Na verdade, devido aos efeitos de acoplamento, a geometria e a simetria dos elementos condutores do AMC influenciam no desempenho das antenas. Por isso, num segundo momento, deste estudo, buscou-se analisar e compreender como a introdução do AMC afeta a resposta da antena em características como Diretividade e SAR.

Para estudo e aprimoramento de certas características, foram utilizados metamateriais com propriedades negativas e ressoadores organizados periodicamente. O estudo apresentado relaciona o desempenho de uma antena em função da forma geométrica dos elementos condutores do AMC.

A introdução de condutores magnéticos artificiais (AMC) sem vias na aplicação das antenas produziu variações em suas características de funcionamento. Para esse fim, num primeiro momento, foi realizado um estudo das variações na frequência de ressonância em função dos parâmetros de projeto. Um *patch* retangular

com fendas foi utilizado como geometria de referência. Características como desempenho da Perda de retorno, Diretividade, SAR e Ganho total das antenas foram analisadas comparando-as com o modelo de referência.

Inicialmente, foi utilizada antena de microfita retangular com introdução de fendas em seu elemento irradiante. Esta antena foi modelada de forma convencional com a utilização das equações de Balanis (BALANIS, 2016) e aprimorada com auxílio do recurso computacional baseado no algoritmo evolutivo (CMA-ES).

Ao avaliar a adequada introdução de fendas no *patch* quadrado, constatou-se que alterações no elemento irradiante produzem variação na frequência de ressonância. Desta forma, foi utilizada a técnica computacional desenvolvida nesta pesquisa para fixar algumas fendas e movimentar uma das fendas de forma a obter um layout adequado para as frequências desejadas.

Conforme citado, a obtenção das ressonâncias nas frequências relacionadas a 5G foi resultado da adequada distribuição de fendas na estrutura irradiante e com ajuste da posição da fenda móvel implementada por meio do algoritmo CMA-ES. Tal processo contribuiu de forma a proporcionar a maior concentração de cargas nas bordas do elemento condutor, a fim de aumentar as capacitâncias e indutâncias formadas.

Durante a pesquisa e análise de resultados, observou-se que esse tipo de estrutura permite uma aproximação entre a primeira e a segunda frequência de ressonância. O número e disposição das fendas utilizadas são fatores decisivos nas frequências. E estas novas frequências estão associadas às capacitâncias parasitas que surgem do acoplamento elétrico entre os “braços” da estrutura de fendas.

Com a obtenção das frequências alvo para 5G, foi possível encaminhar o estudo para a introdução do AMC com elemento irradiante projetado.

Como foi visto no capítulo 3, o AMC sem vias é uma FSS colocada sobre um plano condutor. Desta forma, a utilização da geometria desenvolvida produziu os resultados importantes na redução de SAR e aumento da Diretividade.

Ressalve-se que a simples introdução do AMC não é condição suficiente para trazer resultados relevantes na redução de SAR e aumento da Diretividade. Fatores

como o layout do elemento irradiante, acoplamento e geometria dos elementos da matriz AMC influenciam no comportamento da antena e suas características.

Inicialmente, o foco foi a verificação de resultados com introdução de metamateriais com vias e sem vias.

Em razão das dificuldades construtivas oferecidas e adequação aos propósitos da pesquisa, optou-se pela introdução de condutores magnéticos artificiais (AMC) sem vias na aplicação da antena. Assim sendo, foram produzidas variações em suas características de funcionamento. Para esse fim, num primeiro momento, foi realizado um estudo das variações na frequência de ressonância em função dos parâmetros de projeto (L e W) e posteriormente na fenda móvel (Y_{min}).

O desenvolvimento de célula unitária e matriz 2×2 para introdução de componente metamaterial do tipo AMC trouxe resultados importantes como aumento de 73% na Diretividade, Redução de 70% na SAR e ampliação de 268% no Ganho, comparando-se com a antena de microfita sem AMC.

Com efeito, foi visto que um aumento em h (altura do substrato) significa que a frente de onda se torna mais plana na superfície da AMC, e, portanto, a frequência de ressonância do AMC torna-se mais próxima daquela para a qual foi projetada. Como resultado, um melhor casamento de impedância entre antena e AMC é observado. Por outro lado, para uma distância h fixa, as dimensões das antenas otimizadas dependem da área da célula unitária do AMC e da geometria do elemento de microfita metálico (GIMAN, 2019).

Mais do que isso, comprovando as equações de Balanis (BALANIS, 2016), verificou-se que a alteração do material do substrato produz alteração nas características da antena e produz influência decisiva na Diretividade e redução da SAR.

Os resultados poderão ser aprimorados em trabalhos futuros. A aplicação do algoritmo evolutivo CMA-ES, em conjunto com a matriz AMC, poderá trazer resultados importantes no aprimoramento da redução da SAR, melhoria do Ganho e da Diretividade.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

3GPP, “**Channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (Release 14)**”, Sophia Antipolis, France, Tech. Rep. 38.901 v14.3.0, Dec. 2017.

AGARWAL, K; GUO, Y-X; SALAM, B. “Wearable AMC Backed Near-Endfire Antenna for On-Body Communications on Latex Substrate”, **IEEE Trans. Compon., Packag. Manufact. Technol.**, vol. 6, no 3, p. 346–358, mar. 2016, doi: 10.1109/TCPMT.2016.2521487.

ALEMARYEEN, A; NOGHANIAN, S. “Crumpling effects and specific absorption rates of flexible AMC integrated antennas”, **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, vol. 12, no 4, p. 627–635, mar. 2018, doi: 10.1049/iet-map.2017.0652.

ANATEL “Regulamento sobre limitação da exposição a campos elétricos, magnéticos e eletromagnéticos na faixa de radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz”, Anexo à **Resolução nº 303** de 2 de julho de 2002. ANATEL.

ANEEL. “**Campos elétricos e magnéticos**”. Disponível em: Acesso em: 25 maio 2020.

ARAÚJO, A. “**Projeto de antena de microfita com polarização circular para aplicação em veículos aéreos não tripulados**”, Mossoró – RN. Fevereiro, 2018.

ASGHAR, M; LUPIN, S; SHOAIIB, S; EXCELL, P. “Design and Analysis of Compact Antenna for 5G Communication Devices”, **IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus)** pp 2236-2239, 2020.

ATRASH, M; ABDALGALIL, O. F; MAHMOUD, I. S; ABDALLA, M. A.; ZAHARAN, S. R. “Wearable high gain low SAR antenna loaded with backed all-textile EBG for WBAN applications”, **IET Microwaves, Antennas & Propagation**, vol. 14, no 8, p. 791–799, jul. 2020, doi: 10.1049/iet-map.2019.1089.

ATRASH, M; ABDALLA, M. A; ELHENNAWY, H. M. “A Wearable Dual-Band Low Profile High Gain Low SAR Antenna AMC-Backed for WBAN Applications”, **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 67, no 10, p. 6378–6388, out. 2019, doi:

10.1109/TAP.2019.2923058. Available: <https://pubmed.ncbi.nlm.nih.gov/32167495/>

Disponível em: Acesso em: 25 Nov. 2020.

BAAN, R; BÉATRICE, G; SECRETAN, L; GHISSASSI, F; BOUVARD, V; BENBRAHIM, L. “Carcinogenicity of radiofrequency electromagnetic fields”, **The LANCET Oncology** Published: June 22, 2011 doi: [https://doi.org/10.1016/s1470-2045\(11\)70147-4](https://doi.org/10.1016/s1470-2045(11)70147-4) volume 12, issue 7, p624-626, July 01, 2011.

BALANIS, C. “**Antenna Theory Analysis and Design**”, 4.ed., John Wiley & Sons, 2016, 1104p. ISBN 978-1-118-64206-1.

BARACCA, P; WEBER, A; WILD, T; GRANGREAT, C. “A statistical approach for RF exposure compliance boundary assessment in massive MIMO systems”, in Proc. Int. **ITG Workshop Smart Antennas**, Mar. 2018.

BEGAUD, X. “**Wideband Antennas and Artificial Magnetic Conductors**” Non-standard Antennas ISBN: 978-1-848-21274-9 May 2011 Wiley-ISTE 480 Pages.

BRITO, D. B; ARAÚJO, L. M; ASSUNÇÃO, A. G. D; MANIÇOBA, R. H.; C. A MINKOWSKI C.A., “Fractal frequency selective surface with high angular stability”, In 2013 **SBMO/IEEE MTT-S International Microwave Optoelectronics Conference (IMOC)**, pages 1–4, Aug 2013. 28.

BULLA, G; SALLES, A. A; FERNÁNDEZ-RODRÍGUEZ, C. “Novel monopole antenna on a single AMC cell for low SAR”, **International Journal of Microwave and Wireless Technologies**, vol. 12, no 9, p. 825–830, novembro, 2020, doi: 10.1017/S1759078720000458.

BUNDESAMT FÜR STRAHLENSCHUTZ. “**Responsibility for people and the environment**”. Disponível em: https://www.bfs.de/EN/home/home_node.html Acesso em: 18 out. 2021

CAMPOS, A. “**Superfícies seletivas em frequência: análise e projeto**”, Natal : IFRN Editora, 2009. 199 p. : il. ISBN 978-85-89571-47-0

CARVER, K; MINK, J. "Microstrip antenna technology", **IEEE Trans. Antennas Propag.**, vol. AP-29, Jan 1981. p. 2-24. 153

CELOZZI, S; ARANEO, R; GIAMPIERO, L. "Electromagnetic Shielding", John Wiley and Sons, Hoboken, New Jersey, USA, 2008. 27.

CHENG, D. "Field and Wave Electromagnetics", China: Prentice Hall, 1989

COS, M. E; HERAS, F. L; FRANCO, M. "Design of planar artificial magnetic conductor ground plane using frequency-selective surfaces for frequencies below 1 GHz", **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, 8:951–954, 2009. 5, 6, 18, 28, 32, 33, 50, 70.

EJAZ, A ;ZAHID, M ;AMIN, Y. "Dual Band Notch Planar Patch Antenna for UWB Applications", 2020 3rd **International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)**.

ENGHETA, N; ZIOKOWSKI, R. "Metamaterials: Physics and Engineering Exploration", **IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers**, Published by John Wiley & Sons, Inc.2006.

FAISAL, M; KAYDAR, Q; MOHAMAD, D. "Quad-Band Dual-Layer Microstrip Antenna Design for Mobile Handset", **American Journal of Electrical and Electronic Engineering**, 2014.

FERESIDIS, A. P; GOUSSETIS, G; WANG S; VARDAXOGLU, J. "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas", **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 53(1):209–215, Jan 2005. 4, 8, 14, 21, 28, 30, 34, 37.

FERNÁNDEZ. C ; BULLA, G; SOARES, N ; FULGÊNCIO, G ; SALLES, A. "Review of Low SAR Antennas for Mobile Applications", 2021 **15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**, pp. 1-5, doi: 10.23919/EuCAP51087.2021.9411305, 2021.

GARCÍA, P; FERNÁNDEZ, J. "Floquet-Bloch Theory and Its Application to the Dispersion Curves of Nonperiodic Layered", **Systems Research Article** Vol. 2015 |Article ID 475364 | [doi 475364](https://doi.org/10.1155/2015/475364)

GARG, R. et al. **Microstrip antenna design handbook**. Boston: USA: Artech House, 2001.

GIMAN, F; SOH, P; ABDULLAH, A. “Dual-Band Slot Dipole with AMC using Textiles”, **International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES 2019)**.

GONZALO, R; MAAGT, P; SOROLLA, M. “Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates”, **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 47, pp. 2131–2138, Nov. 1999.

GOUSSETIS, G; FERESIDIS, A.P; VARDAXOGLU, J. TAILORING “The AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 54(1):82–89, Jan 2006.5, 6, 14, 19, 28, 29, 30.

GREENWOOD, G. “Finding Solutions to NP Problems”, Published in **Proceedings CEC 2001**, 815-822, 2001.

GUAN, C.-E; FUJIMOTO, T. “**Design of a Wideband L-Shape Fed Microstrip Patch Antenna Backed by Conductor Plane for Medical Body Area Network**”, *Electronics*, vol. 9, no 1, p. 21 de jan., 2020, doi: 10.3390/electronics9010021.

HALLIDAY, D; RESNICK, R; WALKER, J. “**Fundamentos de Física**”: volume 4: óptica e física moderna”, LTC, 8 ed., 2009. 30.

HANSEN, N. “The CMA Evolution Strategy: A Tutorial”, **Colab Computational Laboratory**, Eth Zurich, Icos Institute Of Computational Science, Eth Z'Urich, June 28, 2011.

HANSEN, N. “**The CMA Evolution Strategy**” [Online] <https://www.lri.fr/~hansen/cmaesintro.html>. Disponível em: Acesso em: 25 Junho 2021.

HANSEN, N; OSTERMEIER, A. “Adapting arbitrary normal mutation distributions in evolution strategies: The covariance matrix adaptation”, In Proceedings of the 1996 **IEEE Conference on Evolutionary Computation (ICEC '96)**, pages 312–317, 1996.

HANSEN, R. “Effects of a high-impedance screen on a dipole antenna”, **IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.**, vol. 1, pp. 46–49, 2002.

HFSS™, “**Getting Started with HFSS: Floquet Ports**”, Technical Report, 2016.

IBRA, D; IDY, D; LAMINE, S; KHOUMA, M; KADIDIATOU, D. “Dual band printed MIMO antennas for 5G handsets”, **IEEE**, 2017.

ICNIRP, “**ICNIRP guidelines: for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (100 kHz to 300 GHz)**”, out. 2021. [Online].

ICNIRP. “**ICNIRP Guidelines - For limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz)**”. Disponível em: <https://www.icnirp.org/cms/upload/publications/ICNIRPrfgdl2020.pdf>. Acesso em: 18 out. 2021.

IEEE Standard “**Draft Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to the Radio Frequency Electromagnetic Fields**”, 0 Hz to 300 GHz, PC95.1/D3.5, Oct. 2018.

ISLAM, M; RAHMAN, MD; SAMSUZZAMAN, MD; MANSOR, M; MISRAN, N. “**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.

JIANG, Z. H; BROCKER, D. E; SIEBER, P. E; WERNER, D. H. “A Compact, Low-Profile Metasurface-Enabled Antenna for Wearable Medical Body-Area Network Devices”, **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 62, no 8, p. 4021–4030, ago. 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2327650.

KALAIYARASAN, R; NAGARAJAN, G; SEENUVASAMURTHI, S. “Co-axial Feed with variations of U-slot in Rectangular Microstrip Patch Antenna at 2.45 GHz”, **International Conference on Emerging Trends in Information Technology and Engineering (ic-ETITE) 2020** 1 978-1-7281-4141-1/\$31.00 ©2020 IEEE

KARIMIAN, R; POURAH, J; NEDIL, M; DENIDNI, T. A. “On the design of low SAR CPW antenna with magneto dielectric AMC based ground plane”, in 2016 **10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**, Davos, Switzerland, abr. 2016, p. 1–5, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481411.

KETZAKI, D. A; YIOULTSIS, T. V. “Metamaterial-based design of planar compact MIMO monopoles”, **IEEE Trans. on Antennas and Prop.**, vol. 61, pp. 2758–2766, Jan. 2013. [59] W. J.

KETZAKI, D; YIOULTSIS, T. “Metamaterial-Based Design of Planar Compact MIMO Monopoles”, **IEEE Trans. on Antennas and Prop**, vol. 61, no. 5, pp. 2758–2766, Jan. 2013.

KHALEEL, H; AL-RIZZO, H; RUCKER, D. “**An AMC Based Antenna for Telemedicine Applications**”, 2012.

KHAN, M. S; ALI, H; BASHIR, S; AL-HADHRAMI, L. M; JAN, K. U. “Textile antenna incorporated with high impedance surface for on-body performance enhancement”, in The **8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)**, The Hague, Netherlands, abr. 2014, p. 1413–1417, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902045.

KHAN, N. “**A parallel implementation of the covariance matrix adaptation evolution strategy**”.ar Xiv pre print arXiv:1805.11201, 2018.

KIM, S, VISOTSKY, E; MOORUT, P; BECHTA, K; GHOSH, A; DIETRICH, C. “Coexistence of 5G with the Incumbents in the 28 and 70 GHz Bands”, **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, vol. 35, no. 6, pp. 1254–1268, Jun. 2017.

KIM, S; NASIM, I. “**Human Electromagnetic Field Exposure in 5G at 28 GHz**”, Georgia Southern University DEZ 2020

KLEMM, M; KOVCS, I. Z; PEDERSEN, G. F; TROSTER, G. “Novel small-size directional antenna for UWB WBAN/WPAN applications”, **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 53, no 12, p. 3884–3896, dez. 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.859906.

KLEMM, M; KOVCS, I; PEDERSEN, G; TROSTER, G. “Novel small-size directional antenna for UWB WBAN/WPAN applications”, **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 53, no. 12, pp. 3884–3896, Dec. 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.859906.

KRZYSZTOFIK; CAO, T. N. “**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>

KUMAR, G; RAY, K. P. “**Broadband Microstrip Antennas**”, Boston: Artech House, 2003

KUMAR, R; BIKASH, P; GHOSHAL, D. “Design of a Equally Spaced U shaped slotted Patch Antenna with Defected Ground Structure for Multiband Applications”, **7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)**, pp 267-272, 2020.

KUMARI, A; BADHAI, R. K; SURAJ, P. “A Compact Polygon Shape Ultra Wideband Antenna For Portable Devices”, In **IEEE International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET)**, pp. 1-4, 2018.

LAMB, H. “On the reflection and transmission of electric waves by a metallic grating”, **Proceedings of the London Mathematical Society**, s1-29(1):523–546, 1897. 22

LAZZARI, J; GUIMARAES, S; LIMA, B. “**Comparação da performace de algoritmos evolutivos, utilizando as funções de benchmark**”, do cec 2014, 2018 DOI: 10.13140 Technical Report, Research gate.net· September 2018.

LEE, G; LEE H. “SAR Reduction Using Integration of PIFA and AMC Structure for Pentaband Mobile Terminals’, **International Journal of Antennas and Propagation**”, Jan. 31, 2017. <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2017/6196721/> (accessed Oct. 15, 2020).

LEE, K-F; TONG, K.F. IEEE, F. “Microstrip Patch Antenas – Basic Characteristics and Some Recent Advances”, **Proceesings of the IEEE**, Vol. 100, No. 7 July 2012.

LI, Y; LI, L; ZHANG, Y; ZHAO, C. “A novel subwavelength fractal frequency selective surface based on antenna-filter-antenna”, In **2013 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference**, pages 276–278, July 2013. 28.

LIANG, J;QU, B; SUGATHAN, P. “Problem definitions and evaluation criteria for the cec 2014 special session and competition on single objective real-parameter numerical optimization”, Technical Report 201311, **Computational Intelligence Laboratory, Zhengzhou University**, Zhengzhou, China And Technical Report, Nanyang Technological University, Singapore, December 2013.

LIMA, A ; CUNHA, N ; SILVA, J., “Effect of Metamaterial Cells Array on a Microstrip Patch Antenna Design Optoelectronics and Electromagnetic Applications”, **Journal of Microwaves**, Vol. 19, No. 3, September 2020 Brazilian Microwave and Optoelectronics Society-SBMO

LUUKKONEN, O; SIMOVSKI, C; GRANET, G; GOUSSETIS, G, LIOUBTCHENKO, D; RAISANEN, A; TRETYAKOV, S. “Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 56(6):1624–1632, June 2008. 5, 7,23, 24, 84, 85.

MACFARLANE, G. G.“Surface impedance of an infinite parallel-wire grid at oblique angles of incidence”, **Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation**, 93(10):1523–1527, 1946. 22.

MANARA, G; MONORCHIO, A; MITTRA, R.“**Frequency selective surface design based on genetic algorithm**”, *Electronics Letters*, 35(17):1400–1401, Aug 1999. 28.

MANCINI, M. “Internet das Coisas: História, Conceitos, Aplicações e Desafios”, **ResearchGATE** publicado em São Paulo Junho 2018. Acesso 20/03/2019 https://www.researchgate.net/publication/326065859_Internet_das_Coisas_Historia_Conceitos_Aplicacoes_e_Desafios

MANIKONDA, R; VALURRI, R; PRUDHIVI, M. “Specific absorption rate reduction using EBG structure as superstrate for textile antenna”, **ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences**, vol. 13, pp. 3495–3501, 2018.

MARTINS, L; ROCHA, L; XAVIER, H. “Aplicação Da Tecnologia Metamaterial Em Uma Antena Multibanda De Microfita Para Aplicação Em Telecomunicações Móveis”,

I Simpósio de Estudos em Engenharia Elétrica do Tocantins – Palmas/TO, 15 a 18 de agosto de 2017.

MCVAY, J; ENGHETA, N; HOORFAR, A. “Dipole radiation near a metamaterial surfacemade of Hilbert-curve inclusions”, in **Bianisotropics 2002 Digest of Abstracts**, Marrakech, Morocco, p. 38, May 8–11, 2002.

MCVAY, J; HOORFAR, A; ENGHETA, N. “Applications of Hilbert artificial magnetic conductor ground planes to performance enhancement of electrically small antennas”, in 2003 **IEEE Sarnoff Symposium Digest**, pp. 297–300, March 11–12, 2003.

MEANS, D; CHAN, K. “Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields”, Supplement C Edition 01-01 to OET Bulletin 65 Edition 97-01. Washington, DC, USA: **Federal CommunicationsCommission**, Jun. 2001.

MERSANI, A; OSMAN, L; JEAN, R. “Perfomance of dual-band AMC antenna for wireless local area network aplications”, **IET Microw. Antennas Propag**, 2018.

MIRION TECHNOLOGIES. “**Introduction to Radiation Safety - What is Radiation?**”Disponível em: <<https://www.mirion.com/learning-center/radiation-safety-basics/what-is-radiation>>. Acesso em: 16 out. 2021.

MOSTAPHA, S. “**Project title: Covariance matrix adaptation evolution strategy (CMA-ES)**”, Project Code: Ypea108, Publisher: Yarpiz (Www.Yarpiz.Com), Copyright (C) 2015, Yarpiz ([Www.Yarpiz.Com](http://www.Yarpiz.Com))

MOTA, A; CERQUEIRA, A. “Metamateriais e Aplicações em Telecomunicações”, V Srst – **Seminário De Redes E Sistemas De Telecomunicações Instituto Nacional De Telecomunicações – Inatel** Issn 2358-1913. Setembro de 2016.

MUMIN, A; ALIAS, R; ABDULLAH, J; DAHLAN, S. H; ALI, J. “Assessment of Electromagnetic Absorption towards Human Head Using Specific Absorption Rate”, **Bulletin of Electrical Engineering and Informatics**, vol. 7, p. 657–664, 2018, doi: 10.11591/eei.v7i4.1357.

MUNK, B. A. “**Frequency Seletive Surface: Theory and Design**”, John Wiley and Son, New York,USA, 2000. 25, 27, 47.

NASSER, N; VAUDON, P; SERBAI, D; BARAKE, R; RAMMAL, M.“A novel low SAR water-based mobile handset antenna”, in 2017 **Sensors Networks Smart and Emerging Technologies (SENSET)**, Beirut, set. 2017, p. 1–4, doi: 10.1109/SENSET.2017.8125004.

NATHANE, A; VIEIRA, M. “Estudo e Simulação de Arranjo de Antenas”, **Revista Mackenzie de Engenharia e Comptação**, São Paulo, vol. 16, no. 1 - 2016.

NAWALE, P.A; ZOPE, R. G;“Rectangular Microstrip Patch Antenna For 2.4 GHz Communication Using Defected Ground Struture”, **International Journal of Advance Foundation and Research in Computer (IJAFRC)** Vol. 2, Issue, January 2015. ISSN.

NAZERI, A; ABDOLALI, A; MEHDI, M. “An Extremely Safe Low-SAR Antenna with Study of Its Electromagnetic Biological Effects on Human Head”, **Wireless Pers Commun**, vol. 109, no 2, p. 1449–1462, nov. 2019, doi: 10.1007/s11277-019-06621-6.

NEUFELD, E; CARRASCO, E; MURBACH, M;BALZANO, Q; CHRIST, A;KUSTER, N. “Theoretical and numerical assessment of maximally allowable power-density averaging area for conservative electromagnetic exposure assessment above 6 GHz”, **Bioelectromagnetic**, vol. 39, no. 8, pp. 617–630, Dec. 2018.

Norma IEC/IEEE 62209-1528,AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES **ATO N° 1630**, DE 11 DE MARÇO DE 2021. Disponível em: <https://master.org.br/ato-no-1630-atualizacao-dos-procedimentos-de-ensaio-para-sar/> Acesso em 18 out. 2021.

NUMAN, A; SHARAWI, M. “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.

OLIVEIRA, A; ELDER, E. C; ALFREDO, G; SILV, M; GONÇALVES, J; JOSIEL, N. “Análise paramétrica em uma antena patch retangular de microfita com fendas”, **Revista INNOVER**, volume 1, número 4, Dezembro 2014

OTHMAN, N; SAMSURI, N. A; RAHIM, M. K. A; KAMARDIN, K. “Low specific absorption rate and gain-enhanced meandered bowtie antenna utilizing flexible dipole-like artificial magnetic conductor for medical application at 2.4 GHz”, **Microwave and Optical Technology Letters**, vol. 62, no 12, p. 3881–3889, 2020, doi: 10.1002/mop.32507.

PARACHA, K. “A Low Profile, Dual-band, Dual Polarized Antenna for Indoor/Outdoor Wearable Application”, **IEEE Access**, vol. 7, pp. 33277–33288, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2894330.

PEI, R; LEACH, M; LIM, E. G.; WANG, Z; WANG, J; HUANG, Y. “A Belt Antenna Design with Textile Artificial Magnetic Conductor Reflector”, in **2019 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)**, Guangzhou, China, maio 2019, p. 1–3, doi: 10.1109/IEEE-IWS.2019.8804090.

POZAR, D. M. Microstrip Antennas. Proc. IEEE, Vol. 80, No 1, January 1992. 79-81.

POZAR, D. M; SCHAUBERT, D. H. “Microstrip Antennas - The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays”, **IEEE Press**, 1985, ISBN 0-7803-1078-0.

RAMOS, W, MESQUITA, R; SILVA, E. “**Design of the artificial magnetic conductors with meander line elements: reduction in the first and second resonant frequencies**”, *Materials Research Express*, 4(7):075801, 2017.10, 72.

REA, S.P; LINTON, D; ORR, E; MCCONNELL, J. “Broadband high-impedance surface design for aircraft hrf protection. **IEEE Proceedings – Microwaves**”, *Antennas and Propagation*, 153(4):307–313, August 2006. 22, 32.

ROMEU, J; RAHMAT-SAMII, Y. “Fractal FSS: a novel dual-band frequency selective surface”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 48(7):1097–1105, July 2000. 28.

SAMARAS, T; KUSTER, N. “Theoretical evaluation of the power transmitted to the body as a function of angle of incidence and polarization at frequencies > 6 GHz and its relevance for standardization”, **Bioelectromagnetic**, vol. 40, no. 2, pp. 136–139, Feb. 2019.

SIEVENPIPER, D; ZHANG, L; JIMENEZ, R; ALEXOPOLUS, N; YABLONOVITCH, E. “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden

frequency band”, **IEEE Trans. Microwave Theory Tech.**, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.

SILVA, R; DIAS, M; SANTOS, J. “Análise das principais técnicas de alargamento de bandas em antenas de microfita com plano de terra contínuo”, **Revista Militar de Ciência e Tecnologia**, 2017.

TELECO. “**Frequências de celular**”, Disponível em: <https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialrsar/pagina_3.asp>. Acesso em: 16 out. 2021.

TETIK, E; TETIK, G. D. “**The Effect of a Metamaterial Based Wearable Monopole Antenna on the Human Body**”, Celal Bayar Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi, vol. 14, no 1, p. 93–97, mar. 2018, doi: 10.18466/cbayarfbe.369051.

TONG, L; HUANHUAN, Y; QILI, X; XIANGYU, C; GAO, J; WU, ZHENBO “Dual-polarised and ultra-thin broadband AAMCs for both P and L bands applications”, **IET Microwaves. Antennas Propag**, 2018.

TRETYAKOV, S. “**Analytical Modeling in Applied electromagnetics**”, Artech House, Boston, MA, 2003. 23, 24.

U.S. Food and Drug Administration (FDA), **Current Research Result on Cell Phones**, Washington, DC, USA, updated Mar. 2018.

United States Government Accountability Office, “**Telecommunications: exposure and testing requirements for mobile phones should be reassessed**”, Washington, DC, USA, Rep. GAO-12- 771, Aug. 2012.

USTUN, D; TOKTAS, A; SABANCI, K; YIGIT, E; TOKTAS, F. “An UWB Antenna Design Having Band-Reject Characteristic by Y-Shaped Strip”, In **IEEE XXIII rd International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)**, pp. 185-188, 2018.

VARDAXOGLU, J. C. “**Frequency Selective Surface: analysis and Design**”, Wiley, New York, USA, 1997. 25.

VELAN, S. “Dual-Band EBG Integrated Monopole Antenna Deploying Fractal Geometry for Wearable Applications”, **Antennas Wirel. Propag.Lett.**, vol. 14, p. 249–252, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2014.2360710.

VOLAKIS, J. L. **Antenna engineering handbook**. 4th. ed. New York: McGraw-Hill, 2007.

WAIT, J.“**Reflection at arbitrary incidence from a parallel wire grid**”, Applied Scientific Research, Section A, 4(1):393–400, Dec 1955. 23.

WANG S; FERESIDIS, A.P; GOUSSETIS, G; VARDAXOGLU, J. C. “**Low-profile resonant cavity antenna with artificial magnetic conductor ground plane**”, Electronics Letters, 40(7):405–406, April 2004. 28.

WANG, M. “Investigation of SAR Reduction Using Flexible Antenna With Metamaterial Structure in Wireless Body Area Network”, **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, vol. 66, no 6, p. 3076–3086, jun. 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2820733.

WEI, Y; ROBLIN, C. “Multislot Antenna with a Screening Backplane for UWB WBAN Applications”, **International Journal of Antennas and Propagation**, outubro, 2012. <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2012/731912/> (acessado em outubro, 2020).

WEIGAND, S. et al. Analysis and Design of Broad-Band Single-Layer Rectangular U-Slot Microstrip Patch Antennas.**IEEE Transactions on antennas and propagation**, vol. 51, no. 3, March 2003. p. 457-468.

WEILE, D; MICHELSEN, E. “**The use of domain decomposition genetic algorithms exploiting model reduction for the design of frequency selective surfaces**”, Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 186(2):439 – 458, 2000. 28.

WELKE, F; FARIAS, L; HECKLER, V. T; “Estudo Paramétrico da Antena de Microfita Retangular com Duas Fendas Paralelas”, **XXXI simpósio brasileiro de telecomunicações – FORTALEZA, CE SBrT,2013.**

WONG, K. L. **Compact and Broadband Microstrip Antennas**. New York: John Wiley & Sons, 2002.

WU, T. K. “**Frequency Selective Surface: analysis and Design**”, John Wiley and Son, New York,USA, 1995. 25.

WU, T; RAPPORT, T; COLLINS, C. “Safe for generations to come: Considerations of safety for millimeter waves in wireless communications”, **IEEE Microw. Mag.**, vol. 16, no. 2, Mar. 2015, pp. 65–84.

YAKOVLEV, A;LUUKKONEN, O; SIMOVSKI, C; TRETYAKOV, S;PAULOTTO, S; BACCARELLI, P; HADSON, G. “Analytical modeling of surface waves on high impedance surfaces”,**NATO Advanced Research Workshop Metamaterials for Secure Information And Communication Technologies Marrakesh**, Morocco, 7 – 10 May, 2008.

YANG, F;RAHMAT-SAMII, Y. “Reflection phase characterization of an electromagnetic band-gap (EBG) surface”, in 2002 **IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest**, San Antonio, TX, vol. 3, pp. 744–747, June 16–21, 2002.

YANG, F-R; MA, K-P;QIAN, Y;ITOH, T. “A novel tem waveguide using uniplanar compact photonic-bandgap (uc-pbg) structure”, **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, 47(11):2092–2098, Nov 1999. 16, 18.

YATSENKO, V. V; TRETYAKOV, S. A; MASLOVSKI, S.I.; SOCHAVA, A. A. “Higher order impedance boundary conditions for sparse wire grids”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 48(5):720–727, May 2000. 23, 24, 85.

YIN, B; GU, J; FENG, X; WANG, B; YU, Y; RUAN, W. “A low sar value wearable antenna for wireless body area network based on AMC structure”, **PIER C**, vol. 95, p. 119–129, 2019, doi: 10.2528/PIERC19040103.

YING, Z; HAGEN, J;YOUNIS, M;FISCHER, C;WIESBECK, W. “Planar artificial magnetic conductors and patch antennas”, **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 51(10):2704–2712, Oct 2003. 1, 5, 13, 18, 32, 34, 39, 48, 50,51, 92.

ZARRILLO, G; “Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates”,**IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, 30(5):904– 909, Sep. 1982. 23.

ZBITOUL, J; CHAKKOR, O; YAHYA, A; TRIBAK, A; LATRACH, M. “**A Novel Low Cost Planar RFID Miniature Antenna**”, *Electrical and Electronic Engineering* 2012.

ZHANG, H. H; YU, G. G; LIU, Y; FANG Y. X;SHI, G;WANG, E. S; “Design of Low-SAR Mobile Phone Antenna: Theory and Applications”, **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, p. 1–1, 2020, doi: 10.1109/TAP.2020.3016420.

ZHANG, Y; HAGEN, J;WIESBECK, W. “Patch array as artificial magnetic conductors for antenna gain improvement”, **Microwave Opt. Technol. Lett.**, vol. 35, no. 3,pp. 172–175, Nov. 2002.

ZILIO, S. “**Ótica moderna**”, USP, São Carlos, São Paulo, Brasil, 2009. 29.

ZIOLKOWSKI, R. “Design, Fabrication, and Testing of Double Negative Metamaterials”, **IEEE Trans. on Antennas and Prop.**, vol. 51, n. 7, pp. 1516-1529, July 2003.

ZISKIN, M; ALEKSEEV, S; FOSTER, K;BALZANO, Q. “Tissue models for RF exposure evaluation at frequencies above 6 GHz”, **Bioelectromagnetic**, vol. 39, no. 3, pp. 173–189, Apr. 2018.

ANEXO

Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy (CMA-ES)

```

%
% Copyright (c) 2015, Yarpiz (www.yarpiz.com)
% All rights reserved. Please read the "license.txt" for license
terms.
%
% Project Code: YPEA108
% Project Title: Covariance Matrix Adaptation Evolution Strategy (CMA-
ES)
% Publisher: Yarpiz (www.yarpiz.com)
%
% Developer: S. Mostapha Kalami Heris (Member of Yarpiz Team)
%
% Contact Info: sm.kalami@gmail.com, info@yarpiz.com
%

clc;
clear;
close all;

%% Problem Settings

CostFunction=@Ackley;    % Cost Function

nVar=10;                 % Number of Unknown (Decision) Variables

VarSize=[1 nVar];       % Decision Variables Matrix Size

VarMin=-10;             % Lower Bound of Decision Variables
VarMax= 10;             % Upper Bound of Decision Variables

%% CMA-ES Settings

% Maximum Number of Iterations
MaxIt=300;

% Population Size (and Number of Offsprings)
lambda=(4+round(3*log(nVar)))*10;

% Number of Parents
mu=round(lambda/2);

% Parent Weights
w=log(mu+0.5)-log(1:mu);
w=w/sum(w);

% Number of Effective Solutions
mu_eff=1/sum(w.^2);

% Step Size Control Parameters (c_sigma and d_sigma);
sigma0=0.3*(VarMax-VarMin);
cs=(mu_eff+2)/(nVar+mu_eff+5);
ds=1+cs+2*max(sqrt((mu_eff-1)/(nVar+1))-1,0);
ENN=sqrt(nVar)*(1-1/(4*nVar)+1/(21*nVar^2));

```

```

% Covariance Update Parameters
cc=(4+mu_eff/nVar)/(4+nVar+2*mu_eff/nVar);
c1=2/((nVar+1.3)^2+mu_eff);
alpha_mu=2;
cmu=min(1-c1,alpha_mu*(mu_eff-
2+1/mu_eff)/((nVar+2)^2+alpha_mu*mu_eff/2));
hth=(1.4+2/(nVar+1))*ENN;

%% Initialization

ps=cell(MaxIt,1);
pc=cell(MaxIt,1);
C=cell(MaxIt,1);
sigma=cell(MaxIt,1);

ps{1}=zeros(VarSize);
pc{1}=zeros(VarSize);
C{1}=eye(nVar);
sigma{1}=sigma0;

empty_individual.Position=[];
empty_individual.Step=[];
empty_individual.Cost=[];

M= repmat(empty_individual,MaxIt,1);
M(1).Position=unifrnd(VarMin,VarMax,VarSize);
M(1).Step=zeros(VarSize);
M(1).Cost=CostFunction(M(1).Position);

BestSol=M(1);

BestCost=zeros(MaxIt,1);

%% CMA-ES Main Loop

for g=1:MaxIt

    % Generate Samples
    pop=repmat(empty_individual,lambda,1);
    for i=1:lambda
        pop(i).Step=mvnrnd(zeros(VarSize),C{g});
        pop(i).Position=M(g).Position+sigma{g}*pop(i).Step;
        pop(i).Cost=CostFunction(pop(i).Position);

        % Update Best Solution Ever Found
        if pop(i).Cost<BestSol.Cost
            BestSol=pop(i);
        end
    end

    % Sort Population
    Costs=[pop.Cost];
    [Costs, SortOrder]=sort(Costs);
    pop=pop(SortOrder);

    % Save Results
    BestCost(g)=BestSol.Cost;

    % Display Results
    disp(['Iteration ' num2str(g) ': Best Cost = ' num2str(BestCost(g))]);

```

```

        % Exit At Last Iteration
    if g==MaxIt
    break;
    end

        % Update Mean
    M(g+1).Step=0;
    for j=1:mu
    M(g+1).Step=M(g+1).Step+w(j)*pop(j).Step;
    end
    M(g+1).Position=M(g).Position+sigma{g}*M(g+1).Step;
    M(g+1).Cost=CostFunction(M(g+1).Position);
    if M(g+1).Cost<BestSol.Cost
    BestSol=M(g+1);
    end

        % Update Step Size
    ps{g+1}=(1-cs)*ps{g}+sqrt(cs*(2-cs)*mu_eff)*M(g+1).Step/chol(C{g})';
    sigma{g+1}=sigma{g}*exp(cs/ds*(norm(ps{g+1})/ENN-1))^0.3;

        % Update Covariance Matrix
    if norm(ps{g+1})/sqrt(1-(1-cs)^(2*(g+1)))<hth
    hs=1;
    else
    hs=0;
    end
    delta=(1-hs)*cc*(2-cc);
    pc{g+1}=(1-cc)*pc{g}+hs*sqrt(cc*(2-cc)*mu_eff)*M(g+1).Step;
    C{g+1}=(1-c1-cmu)*C{g}+c1*(pc{g+1}'*pc{g+1}+delta*C{g});
    for j=1:mu
    C{g+1}=C{g+1}+cmu*w(j)*pop(j).Step'*pop(j).Step;
    end

        % If Covariance Matrix is not Positive Defenite or Near Singular
    [V, E]=eig(C{g+1});
    if any(diag(E)<0)
    E=max(E,0);
    C{g+1}=V*E/V;
    end

    end

%% Display Results

figure;
% plot(BestCost, 'LineWidth', 2);
semilogy(BestCost, 'LineWidth', 2);
xlabel('Iteration');
ylabel('Best Cost');
grid on;

```