



**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO,
CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ.
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELECOMUNICAÇÕES**

IGOR ROBERTO CARNEIRO

**ANÁLISE DO DESEMPENHO NUMÉRICO ENTRE ARRANJOS LINEARES E
PLANARES DE ANTENAS DE MICROFITAS**

FORTALEZA

2020

IGOR ROBERTO CARNEIRO

ANÁLISE DO DESEMPENHO NUMÉRICO ENTRE ARRANJOS LINEARES E
PLANARES DE ANTENAS DE MICROFITAS

Dissertação submetida à coordenação do curso
de Pós-graduação em Engenharia de
Telecomunicações do Instituto Federal de
Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará –
IFCE – Campus Fortaleza, como requisito
parcial para obtenção do Título de Mestre.
Orientador: Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra
Co-orientador: Dr. Daniel Xavier Gouveia

FORTALEZA

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Instituto Federal do Ceará - IFCE
Sistema de Bibliotecas - SIBI
Ficha catalográfica elaborada pelo SIBI/IFCE, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- C289a Carneiro, Igor Roberto.
 Análise do Desempenho Numérico entre Arranjos Lineares e Planares de Antenas De Microfitas /
Igor Roberto Carneiro. - 2020.
 56 f. : il. color.
- Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal do Ceará, Mestrado em Engenharia de Telecomunicações,
Campus Fortaleza, 2020.
 Orientação: Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra.
 Coorientação: Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia.
1. Antena de Microfita. 2. Arranjo Linear. 3. Arranjo Planar. 4. Frequência ISM. 5. Coeficiente de
Reflexão. I. Título.

CDD 621.382

IGOR ROBERTO CARNEIRO

**ANÁLISE DO DESEMPENHO NUMÉRICO ENTRE ARRANJOS LINEARES E
PLANARES DE ANTENAS DE MICROFITAS**

Dissertação apresentada ao curso de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - Campus Fortaleza como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Fortaleza, 30 de julho de 2020.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Antônio Sergio Bezerra Sombra
(orientador)
UFC

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
(coorientador)
IFCE

Prof. Dr. Ronaldo Glauber Maia de Oliveira
UFC

Prof. Dr. Francisco Rafael Vasconcelos Guimarães
IFCE

Prof. Dr. Francisco José Alves de Aquino
IFCE

DEDICATÓRIA

Dedico a Deus que sempre está comigo, por
meio de pessoas maravilhosas; me ensinando
diariamente a ser um Homem de caráter.

A minha esposa: Ana Vasconcelos.

Aos meus filhos: Ian, Célio, Ana, João.

E aos meus pais e queridos irmãos.

AGRADECIMENTO

Agradeço a Deus, pelos presentes que ganhei! Inicialmente o dom da vida e a força de vontade em ultrapassar obstáculos, que surgem em meu caminho; em seguida, por possuir uma família que sempre me proporcionou recursos para uma base educacional sólida; e por fim e não menos importante, sou grato por minha esposa, que me mostrou um novo olhar à vida. Com ela consegui enxergar o sentido de minha existência.

Sou grato a minha família, por entender os momentos de desconexão e falta de empatia em algumas fases desta caminhada.

Meu reconhecimento aos professores do IFCE, que sempre motivaram a seguir em frente, especialmente ao prof. Francisco José e ao meu guru Daniel Xavier, por compartilhar seu conhecimento de vida, que vai muito além do cognitivo.

Agradeço também ao LOCEM, na pessoa de meu orientador Sérgio Sombra, por disponibilizar toda a estrutura do laboratório e sua experiência.

Resumo

No âmbito da engenharia de telecomunicações, e fazendo referência à comunicação sem fio, a antena de microfita se sobressai como uma área de bastante interesse, por parte de pesquisadores, na criação de novos produtos, que vão desde diferentes formatos de antenas, uma nova composição de materiais ou até mesmo diferentes tipos de arranjos. Devido ao exposto, surgiu o interesse em realizar um estudo numérico e uma análise comparativa entre arranjos lineares e planares nos formatos de 1x2, 1x4 e 2x2, instaladas no substrato *RT/duroid 5880*, com permissividade relativa $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\tan\delta = 0,0009$ e espessura $h = 2,56\text{mm}$. Foi escolhido o modelo de formato retangular plano, alimentado por linhas de microfita e projetadas para operar na faixa de frequência ISM (Industrial, Científica e Médica). Com os resultados obtidos nas simulações dos *arrays*, foi percebido que a disposição do arranjo 1x4 apresentou a melhor relação entre os parâmetros: ganho, diretividade, coeficiente de reflexão e largura de banda. Para a presente pesquisa foi utilizada a ferramenta de análise e *design* de antenas, chamada HFSS® (*High Frequency Structural Simulator*).

PALAVRAS-CHAVE: Antena de microfita, arranjo planar, arranjo linear, frequência ISM, coeficiente de reflexão.

Abstract

In Telecommunication Engineering domain, in respect to wireless communication, the microstrip antenna appears as an area of great researchers' interest in development of new products, including new format of antennas, new material composition or even different antenna arrangements. Due to the above, an interest emerged to develop a numeric research and perform a comparative analysis among linear and planar arrays on 1x2, 1x4 and 2x2 layouts laid on RT/*duroid* 5880 substrate, with relative permissivity $\epsilon_r = 2.2$, loss tangent $\text{tg}\delta = 0,0009$ and width $h = 2,56\text{mm}$. It was chosen the rectangular patch model, supplied by microstrip lines and designed to operate in ISM range (Industrial, Scientifical and Medical). With the array simulation outcomes, it was realized the 1x4 array presented the best relation among gain, directivity, reflection coefficient and bandwidth. In this paper, we use the analysis and design tool HFSS[®] (High Frequency Structural Simulator).

KEYWORDS: Microstrip antenna, rectangular patch, linear array, ISM frequency, reflection coefficient.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Antenas instaladas em smartphone.	15
Figura 2: Projeto de antenas patch usadas em tecido e pele humana	15
Figura 3: Antena do tipo linear (a) e abertura (b).....	18
Figura 4: Antena de microfita do tipo retangular.....	19
Figura 5: Geometria utilizada em antenas de microfita.....	20
Figura 6: Modelo fractal (a esquerda) e modelo bioinspirados (a direita).	20
Figura 7: Padrão de Radiação e Largura de Feixe de Meia Potência (HPBW).....	22
Figura 8: Tipos de alimentação, com uma camada de substrato.....	24
Figura 9: Em (a) o acoplamento por proximidade, em (b) o acoplamento por abertura.	24
Figura 10: Visão do elemento irradiador.....	25
Figura 11: Distribuição de carga e densidade de corrente na antena energizada.	27
Figura 12: Tipos de alimentação - (a) linear e (b) paralelo.	28
Figura 13: Transformador de quarto de onda entre duas linhas de transmissão	29
Figura 14: Em (a) arranjo broadside, em (b) arranjo endfire.....	30
Figura 15: Arranjo linear composto de N elementos.....	31
Figura 16: Compensando descontinuidade em linha de microfita.	33
Figura 17: Exibindo os parâmetros com influência do fator-Q.	36
Figura 18: Modelo de antena microfita, do tipo inset feed	37
Figura 19: Medidas do elemento irradiante.	38
Figura 20: A antena e sua distribuição de campo elétrico no Patch.	39
Figura 21: Gráfico do Coeficiente de Reflexão ($S_{1,1}$) e carta de Smith.	40
Figura 22: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D.....	40
Figura 23: Design arranjo 1x2, com alimentação paralela.	42
Figura 24: Visão da distribuição do campo elétrico	42
Figura 25: Gráfico do Coeficiente de Reflexão e da Carta de Smith, do arranjo planar 1x2	43
Figura 26: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D, do arranjo planar 1x2	43
Figura 27: Arranjo 1x4, com alimentação paralela.	44
Figura 28: Arranjo 1x4, com alimentação paralela, com distribuição do Campo Elétrico.	44
Figura 29: Gráfico do Coeficiente de Retorno e da Carta de Smith, do arranjo planar 1x4..	45
Figura 30: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D, do arranjo planar 1x4.	45
Figura 31: Arranjo 2x2, com alimentação paralela.	46
Figura 32: Arranjo 2x2, com distribuição do Campo Elétrico.	46
Figura 33: Gráfico da Coeficiente de Retorno e da Carta de Smith, do arranjo planar 2x2..	47
Figura 34: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D, do arranjo planar 2x2.	47

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Medidas do sistema irradiante.....	38
Tabela 2: Parâmetros obtidos, por simulação, da antena modelo	39
Tabela 3: Largura das linhas de alimentação, dos sistemas irradiantes.....	41
Tabela 4: Parâmetros obtidos, por simulação, do arranjo 1x2.....	42
Tabela 5: Resumo numérico arranjo linear 1x4.....	44
Tabela 6: Resumo numérico do arranjo planar 2x2.....	46
Tabela 7: Tabela resumo, comparativo dos arranjos.....	48

LISTA DE SIGLAS

BW	Largura de Banda
DTV	Sistema de Televisão Digital
FA	Fator de Arranjo
GPS	Sistema de Posicionamento Global
HFSS	Simulador de Estrutura de Alta Frequência
ISM	Médica, Científica e Industrial
MIMO	Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
RF	Radio Frequência
RFID	Identificação por Radiofrequência
TLM	Modelo de Linha de Transmissão
TV	Televisão
UCSD	University of California San Diego
UHF	Frequência Ultra Alta

SUMÁRIO

1 – Introdução	14
1.1 Objetivo da Pesquisa	16
1.2 Metodologia	16
1.3 Organização do Trabalho	16
2 – Revisão Bibliográfica	18
2.1 Fundamentos de Antenas	21
2.1.1 - Polarização	21
2.1.2 - Padrão de Radiação	21
2.1.3 - Largura de Banda	21
2.1.4 - Largura de Feixe de Meia Potência	22
2.1 Métodos de Alimentação	23
2.1.1 - Com camada simples de substrato	23
2.1.2 - Com camada dupla de substrato	23
2.2 Métodos de análise	25
2.2.1 Modelo de Linha de Transmissão (TLM)	25
2.2.2 Modelo de Cavidade	26
2.3 – Arranjo de antenas	28
2.3.1 - Rede de Alimentação	28
2.3.2 - Distanciamento e fase entre os elementos do arranjo	29
2.3.3 - Arranjo Linear	31
2.4 – Compensando descontinuidades	32
3 – Projeto da Antena Modelo operando em ISM	34
3.1 Efeitos percebidos	34
3.1.1 Geometria do patch	34
3.1.2 Constante dielétrica e a espessura do substrato	34
3.1.3 Dimensões do plano terra	35
3.2 Fator de Qualidade	35
3.3 Construção do sistema irradiante	37
3.4 Resultados e discussões	39
4 – Arranjo de Antenas	41
4.1 - Design de array	41
4.1.1 - Análise do array 1x2	41

4.1.2 - Análise do array 1x4	43
4.1.3 - Análise do arranjo 2x2	45
4.2 – Análise comparativa	47
4.3 – Análise comparativa com outros trabalhos	48
4.3.1 – Tabela Resumo	50
5 - Considerações finais	51
5.1 – Conclusões	51
5.2 – Trabalhos futuros	52
Referências Bibliográficas	53
Anexo A	57

Capítulo 1

Introdução

O marco na evolução tecnológica global foi o desenvolvimento das antenas de microfita, que surgiram entre as décadas de 50 e 70 com pesquisas e investigações científicas. Entretanto somente na década de 80 que foi definida a modelagem de seus elementos. Desde então pesquisas foram intensificadas com diferentes técnicas, métodos de análises, algoritmos e até mesmo com diferentes materiais (BRINHOLE, 2005).

A tecnologia sem fio é de extrema importância no desenvolvimento das mais diversas áreas e, conseqüentemente, da humanidade. Alguns bons exemplos a serem citados são: o sistema de telefonia móvel; o sistema de Televisão Digital mundial, a evolução do RFID - *Radio-frequency identification* (Identificação por Radiofrequência), o sistema de comunicação militar, a medicina e a IoT - *Internet of things* (Internet das Coisas).

A forma que as engenharias, em especial a de telecomunicações, podem contribuir está no aprimoramento de antenas, com vistas a uma maior eficiência, diferentes formatos, novas técnicas de alargamento de banda e maiores taxas de transmissão de dados.

Antenas planares também são encontradas em sistemas de nanossatélites artificiais, como, por exemplo, o projeto CONASAT, que tem o objetivo de coletar dados ambientais que são transmitidas à estação receptora através de antenas de microfita (QUEIROZ, 2018).

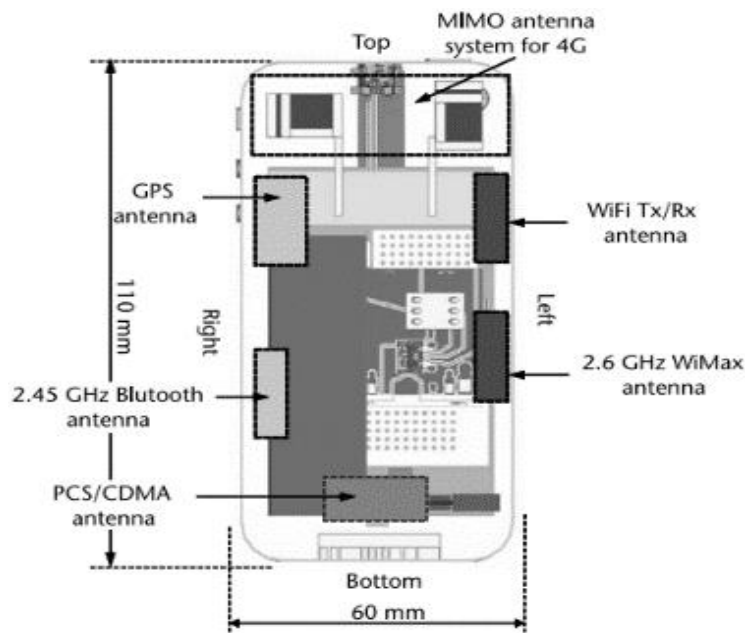
As antenas de microfita já fazem parte do cotidiano das pessoas, pois estão presentes nos mais diversos equipamentos tecnológicos. Um bom exemplo de sua utilização é em dispositivos móveis, visto que tal aparelho possui muitas antenas, com diferentes funções, dentre elas: se comunicação com a operadora, realizar conexões GPS – *Global Positioning System* (Sistema de Posicionamento Global), efetuar conexões em redes *wifi*, *wimax*, *bluetooth*. A Figura 1 ilustra uma placa de *smartphone* com diversas antenas de microfita instaladas.

Diante ao exposto, é fácil perceber que as antenas de microfita, também conhecidas como *patch*, têm um enorme potencial de estudo, além de uma vasta possibilidade de aplicações nas mais diversas áreas do conhecimento. Devido também a sua característica de ser moldável a diversos tipos de superfície, desde cilíndricas a outras bem diversas, como por exemplo: o tecido de uma roupa e até mesmo a pele humana (BERNARDES, 2018) como mostrado na

INTRODUÇÃO

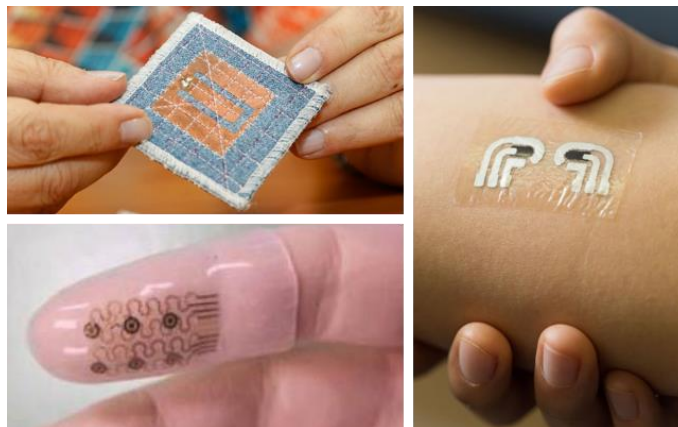
Figura 2. Um outro aspecto importante das antenas de microfita, é o tamanho reduzido, que para muitas aplicações, é indispensável.

Figura 1: Antenas instaladas em smartphone.



Fonte: PANDEY, 2019.

Figura 2: Projeto de antenas patch usadas em tecido e pele humana



Fonte: University of California San Diego (UCSD), 2018

Importante ressaltar que, em algumas situações, faz-se necessária a criação de arranjos ou conjunto de antenas que, alinhadas convenientemente, irão somar suas contribuições de campos irradiados e/ou recebidos, ampliando a eficiência de transmissão e/ou recepção de sua banda de operação.

1.1 Objetivo da Pesquisa

Esse trabalho apresenta como propósito o desenvolvimento, a simulação e a análise numérica de arranjos de microfita montados em superfície plana.

Na primeira parte, especificamente, é feito uma antena isolada, que será utilizada como base, na construção dos arranjos. Na segunda, são propostos os arranjos com dois e quatro elementos em microfitas de *patch* retangulares, nos seguintes formatos: 1x2, 1x4 e 2x2.

Por meio do *software* HFSS, serão simulados os sistemas irradiantes, acima mencionados, gerando informações necessárias e importantes dentro do estudo numérico; selecionando o *array* de melhor performance.

1.2 Metodologia

O método utilizado para o cálculo das dimensões dos arranjos propostos é o modelo de linha de transmissão, com alimentação por linha de microfitas, do tipo *insert feed*. Inicialmente será criado um protótipo, de uma antena retangular, que será utilizado na montagem dos sistemas irradiantes: 1x2, 1x4 e 2x2. Por meio do *software* Ansoft HFSS, versão 13.0.0, com a licença 10.8.

A faixa de frequência escolhida foi da banda ISM (Industrial, Científica e Médica) dentro da faixa UHF (frequência ultra alta), mais precisamente em 2,45GHz. As bandas ISM são faixas de frequência destinadas a aplicações industriais, científicas ou médicas. No Brasil, as bandas ISM, são liberadas para uso sem necessidade de autorização (ANATEL, 2010).

Durante o desenvolvimento foi utilizado divisores de potência (-3dB) e transformadores de $\lambda/4$ de onda, para um perfeito casamento de impedância dentro do sistema irradiante. Outro ponto importante é a distância de meio comprimento de onda ($\lambda/2$) entre os centros dos elementos.

Será utilizado um substrato constituído de *RT/duroid 5880*, com espessura (h) de 2,56 mm. As distâncias entre as duas bordas do substrato mais próximas de ambas as antenas de microfita, terão o valor de um quarto de comprimento de onda ($\lambda/4$). E por fim a geração de gráficos e tabelas que auxiliaram na escolha do arranjo de melhor performance/eficiência.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho está subdividido em 5 capítulos. O primeiro com o objetivo de apresentar o referencial teórico e bibliográfico, relacionado às análises e conceitos relativos às antenas de microfita, bem como técnicas e procedimentos que busquem eficiência de transmissão e

INTRODUÇÃO

recepção no arranjo de antenas. Em seguida, apresentam-se os métodos de análise numérica, as correlações entre resultados simulados, e as conclusões obtidas

No capítulo 2 são abordados alguns fundamentos das antenas de microfita, com uma explanação dos aspectos teóricos relacionados com a forma, dimensão, tipo de alimentação, da estrutura radiante, além do procedimento de criação dos arranjos.

O capítulo 3 descreve efeitos percebidos pela variação dos parâmetros de construção de uma antena microfita. É construído o modelo padrão de antena microfita, exibindo e analisando os gráficos gerados.

O capítulo 4 discorre sobre o procedimento de criação dos arranjos propostos. Apresentando os resultados simulados e comparando, com outros trabalhos. Parâmetros como, frequência de ressonância, coeficiente de reflexão, carta de *Smith*, diagrama de irradiação e distribuição de corrente superficial dessas antenas são investigados.

No capítulo 5, são abordadas as considerações finais desse trabalho, além da proposta de trabalhos futuros.

Capítulo 2

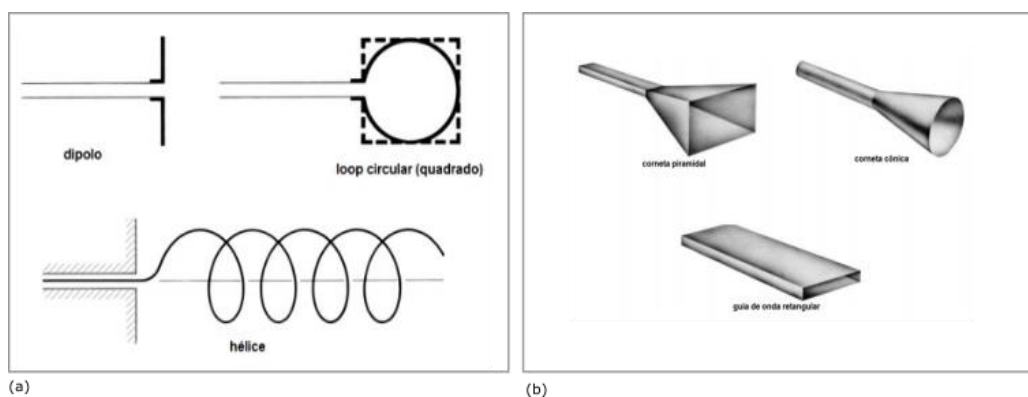
Revisão Bibliográfica

As comunicações sem fio, de longa e curta distância, passaram a ser um item comum no dia a dia da humanidade, devido sua comodidade e facilidade de uso. Muitas vezes, tal tecnologia é transparente, ou seja, é utilizada sem ao menos o usuário final perceber. Tal fato é possível, principalmente, por conta da engenharia de telecomunicações, que estuda e pesquisa constantemente novos tipos de antenas e materiais, para o tráfego de informações e dados entre transmissor e receptor.

É possível identificar a comunicação *wireless* ao nosso redor, por exemplo: no uso do controle remoto da Televisão (TV), na utilização do celular, na sintonia de uma estação de rádio; aeronaves se comunicando com torres de comando, emissoras *broadcasting*, sistemas operando com link de transmissão terrestres e/ou via satélite. Além da IoT, que assegura a interconexão digital de objetos do cotidiano com a *internet*.

Nessa gama de conexões *wireless* é possível agrupar os diferentes tipos de antenas em lineares, abertura e *patch*. As primeiras são bem familiares, pois são vistas praticamente em todos os lugares, como por exemplo: em rádios, automóveis, edifícios, navios e assim por diante. Esse grupo de antenas existe na forma de fio reto (dipolo), laço (*loop*) e hélice, como mostrado na Figura 3(a) (BALANIS, 2005).

Figura 3: Antena do tipo linear (a) e abertura (b).



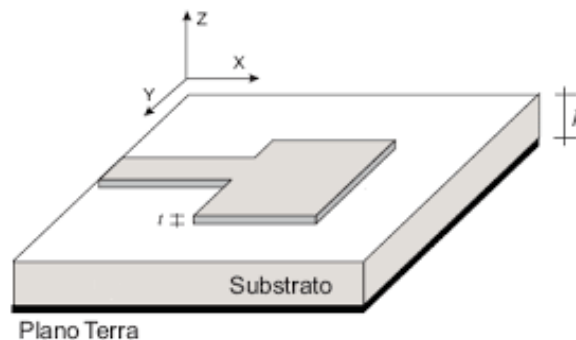
Fonte: BALANIS, 2005

Antenas de abertura são aquelas formadas por um guia de onda aberto, como por exemplo a antena corneta, Figura 3(b), bastante utilizada em aeronaves, sendo o tipo mais usado em antena de micro-ondas. Elas também podem ser pintadas com material dielétrico para protegê-los de condições ambientais desfavoráveis (BALANIS, 2005).

A antena *microstrip* ou ainda antena impressa, foi proposta por *Munson*, em um simpósio no ano de 1972, em seguida por um artigo de jornal em 1974. Ambos os artigos discutiram sobre a antena de microfita *wraparound* (envolvente) e o *patch* retangular. (BALANIS, 2005). Pouco tempo depois, na década de 80, ocorreu um aumento nas pesquisas, principalmente pelos militares, com o objetivo de otimização, miniaturização e melhoria de eficiência.

Desde então as microfita estão sendo utilizadas em diversas aplicações aeroespaciais militares/comerciais, em sistemas de telefonia móvel e até na medicina. Essas antenas são formadas por um elemento irradiador (*patch*) de espessura t , sobre um substrato dielétrico de altura h , e esse sobre um plano terra, como mostrado na Figura 4.

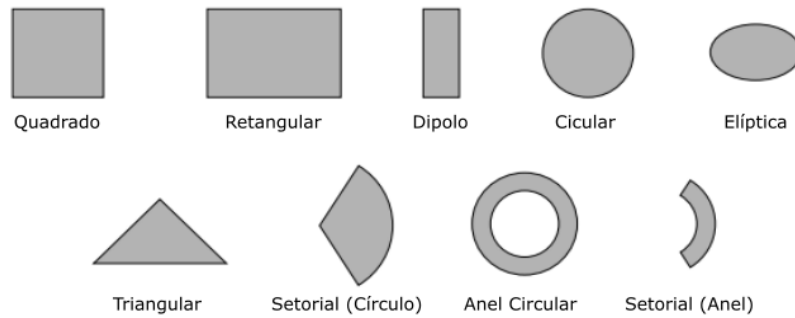
Figura 4: Antena de microfita do tipo retangular.



Fonte: BALANIS, 2005 (Adaptado)

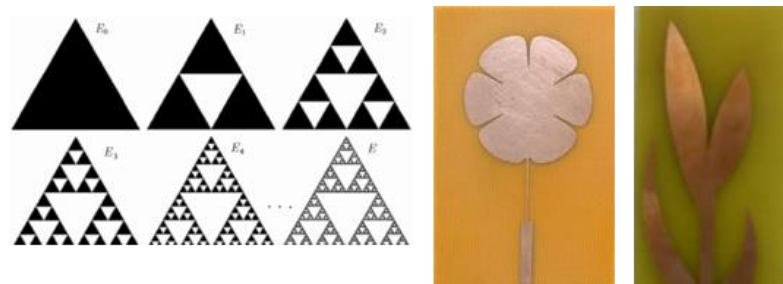
O elemento irradiante da microfita, geralmente de cobre, pode assumir diferentes formatos, dentre os mais convencionais, são os exibidos na Figura 5. Na pesquisa será utilizado o de forma retangular, para simplificar a análise matemática e a predição de desempenho da antena. Além dessas existem também as de forma bastante inusitadas, como os fractais e os modelos bioinspirados, mostrados na Figura 6.

Figura 5: Geometria utilizada em antenas de microfita.



Fonte: BALANIS, 2005 (Adaptado)

Figura 6: Modelo fractal (a esquerda) e modelo bioinspirados (a direita).



Fonte: BALANIS, 2005 (Adaptado).

As microfita também podem ser moldáveis em superfícies curvas, podendo assim serem instaladas em aeronaves, satélites, mísseis, radares e automóveis. Apresentando uma enorme versatilidade (CARNEIRO, 2019).

Importante salientar que o formato do *patch* influencia diretamente na distribuição de corrente, consequentemente, nos campos elétrico e magnético da superfície da antena. Através dessa distribuição entre o *patch* e o plano terra que será definida a radiação da antena.

As antenas de microfita apresentam as seguintes vantagens:

- baixo peso e volume pequeno,
- baixo arrasto aerodinâmico,
- capacidade de operar em MIMO - *Multiple Input Multiple Output* (Múltiplas Entradas e Múltiplas saídas),
- fácil incorporação a circuitos integrados de micro-ondas.

Quando comparada com as antenas convencionais, as antenas de microfita apresentam algumas desvantagens:

- estreita largura de banda com valores entre 2% e 5% da frequência de ressonância (BALANIS, 2005), divergindo com 15% a 50% de outras antenas, como: dipolos, fendas e antenas em guias de onda do tipo corneta (SILVA, R. 2017),
- eficiência moderada,
- baixo ganho,
- baixa capacidade de potência.

2.1 Fundamentos de Antenas

Para descrever a performance de uma antena, é necessário ter a definição de vários parâmetros. Alguns destes parâmetros não estão interligados e nem todos precisam de ser especificados para uma completa análise da performance de uma antena. Abaixo segue os que considero de maior importância.

2.1.1 - Polarização

A polarização de uma antena em uma certa direção é determinada pela polarização da onda eletromagnética que por sua vez, é definida como sendo o plano onde se encontra a componente elétrica ou magnética. Assim, estando o campo elétrico horizontal, esta antena estará polarizada horizontalmente.

2.1.2 - Padrão de Radiação

O padrão de radiação, exibido na Figura 7, é determinado pela região mais afastada (*far-field*) do campo de irradiação. Possui uma representação gráfica chamada de diagrama de radiação, que mostra a distribuição de campo no espaço, que é dividido em 3 lóbulos: o principal, onde contem a direção da radiação máxima; o lóbulo lateral ou secundário, são os lóbulos adjacentes ao principal e separados por nulos, e por fim o lóbulo traseiro, que está localizado na direção oposta ao principal e com uma menor dimensão (DIOGO, 2011).

2.1.3 - Largura de Banda

A largura de banda (BW), é representada pelo conjunto de frequências, entre ambos os lados da frequência central. Dentro desse intervalo de frequências a antena deve funcionar

satisfatoriamente, ou seja, com um sinal eficaz da energia efetivamente irradiada. Utilizando como referência o coeficiente de reflexão -10dB.

Para determinar a largura de banda é necessário calcular a diferença entre a frequência inferior (f_{inf}) e a frequência superior (f_{sup}), dividido pela frequência de ressonância (f_r). O valor pode ser expresso percentualmente conforme a Equação 2.1 (ROCHA, 2012).

$$BW(\%) = \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_r} \times 100 \quad (2.1)$$

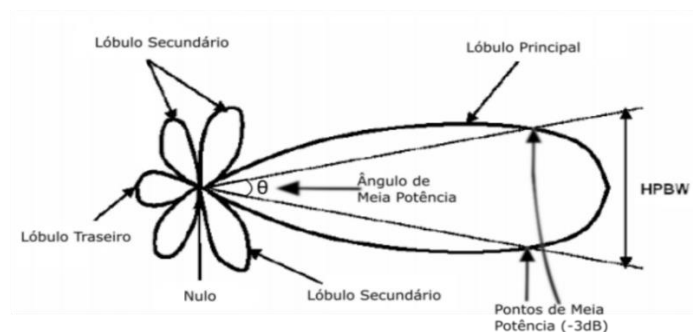
Assim sendo as antenas podem ser classificadas de acordo com o valor da largura de banda percentual como: banda estreita ($0\% < BW < 1\%$), banda larga ($1\% \leq BW \leq 20\%$) e banda ultra larga ($BW > 20\%$) (SILVA, A. 2019). Uma possível técnica de alargamento de banda é alteração das características do substrato, como: índice de permissividade e a altura.

2.1.4 - Largura de Feixe de Meia Potência

Esse critério é utilizado para descrever a largura de feixe em -3dB, pois a maior parte da potência irradiada não será mais dividida entre lóbulos laterais. Esse parâmetro é representado pelo ângulo *theta* (θ), como representado na Figura 7.

Importante saber que quanto maior a largura de feixe da antena, menor é o ganho direcional.

Figura 7: Padrão de Radiação e Largura de Feixe de Meia Potência (HPBW)



Fonte: DIOGO, 2011 (Adaptado)

2.1 Métodos de Alimentação

A alimentação é um item de muita importância no *design* de antenas microfita, pois essa técnica mal projetada, pode fazer a antena não funcionar corretamente. Além de influenciar, diretamente, na impedância de entrada.

Os quatro tipos de alimentação mais populares, que podem ser utilizados, são: linha microfita, sonda coaxial, acoplamento de abertura e acoplamento de proximidade. Essas podendo ser agrupadas em duas grandes categorias, descritas a seguir. (BOUFRIOUA, 2016)

2.1.1 - Com camada simples de substrato

Nessa categoria, o mecanismo de alimentação e o elemento irradiante estão localizados na mesma camada de substrato, como exibido na Figura 8. O elemento irradiante pode ser alimentado a partir da borda da antena usando uma linha de microfita ou por meio da parte inferior, formando um ângulo de 90° com substrato; utilizando para isso uma sonda ou linha coaxial.

Na linha de microfita, a fabricação e a posição de inserção são simples; porém à medida que a espessura do substrato aumenta, as ondas de superfície e a radiação espúria também crescem, o que, para projetos práticos, limita a largura de banda entre 2% e 5%, da frequência de ressonância. Tal fato ocorre por conta das ondas de franjamento, que aumentam proporcionalmente com a altura h .

Outra forma de alimentação, é utilização de um feed de inserção, conhecido como *inset feed*, que consiste em colocar a linha próxima ao centro de gravidade da microfita, onde a impedância é menor, quando comparado com as bordas, como mostrado na Figura 8d.

Na alimentação por sonda coaxial, conforme Figura 8a, possui fácil fabricação, simples controle da posição de inserção, uma simples modelagem e uma baixa radiação espúria. Sua vantagem é que a alimentação está por trás do hemisfério de irradiação (costas), não inserindo efeitos indesejados no diagrama de irradiação da antena. Essa categoria tem uma largura de banda estreita, especialmente para substratos espessos ($h \gg 0,02\lambda_0$) (BALANIS, 2005).

2.1.2 - Com camada dupla de substrato

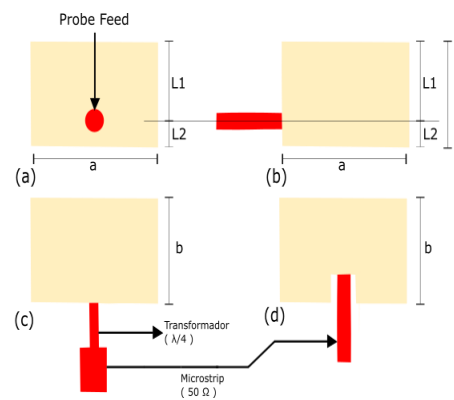
Pertencem a essa categoria a alimentação por acoplamento de abertura e acoplamento de proximidade, ambas com o benefício da baixa radiação espúria. Embora fiquem com um maior volume devido a dupla camada de substrato, esse grupo possui uma largura de banda com o valor de 13%, quando comparada com a categoria da sessão anterior.

O acoplamento de proximidade é caracterizado pelo *patch* ser colocado sobre o substrato superior, enquanto que o plano terra é colocado sob o substrato inferior. Nesta técnica de alimentação, o acoplamento é alcançado pelo espaço capacitivo, entre os substratos, criando um campo magnético. As medidas da linha de alimentação são usadas para controlar a impedância (BOUFRIOUA, 2016; BALANIS, 2005). Como mostrado na Figura 9a.

O acoplamento de abertura é determinado por dois substratos separados por um plano terra. Sob o substrato inferior, há uma linha de alimentação *microstrip*, geradora de energia, que será acoplada ao *patch* por uma abertura na forma de uma fenda circular ou retangular no plano terra que separa os dois substratos (BALANIS, 2005), como mostrado na Figura 9b.

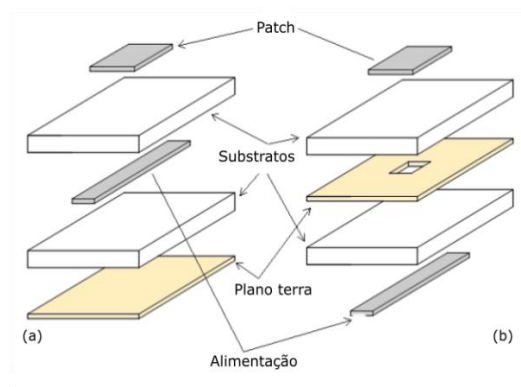
A escolha dos materiais do substrato para essas duas camadas é baseada na constante dielétrica, ou seja, a de maior valor é usada na parte inferior, enquanto que o material com uma menor constante dielétrica fica na parte superior.

Figura 8: Tipos de alimentação, com uma camada de substrato.



Fonte: Autor, 2019

Figura 9: Em (a) o acoplamento por proximidade, em (b) o acoplamento por abertura.



Fonte: PANDEY, 2019.

2.2 Métodos de análise

Os mais populares métodos para análise de antenas de microfita, são os de linha de transmissão e cavidade ressonante. Tais técnicas levam em consideração a distribuição do fluxo magnético em torno do elemento irradiador (HOWELL, 1972; KUMAR, 2003).

Os campos associados à antena são divididos em região interna e externa. A primeira é formada pelo elemento irradiador, a parte do plano terra sob o elemento irradiador e as paredes formadas pela projeção da periferia do elemento irradiador no plano terra. A região externa é formada por todo o restante do espaço, o restante do plano terra, do dielétrico e da superfície condutora do elemento irradiador (KUMAR, 2003).

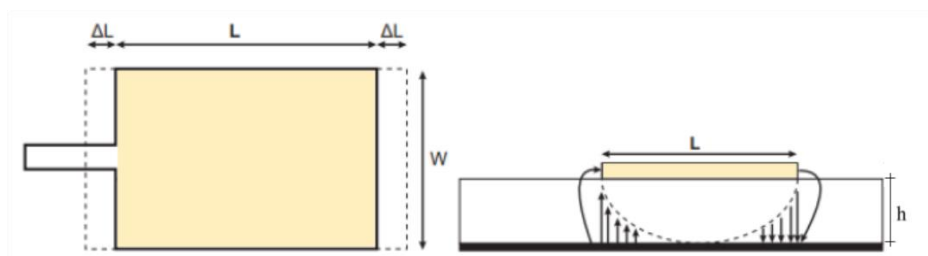
Vale salientar que a escolha de um método, é extremamente necessário no momento da concepção do projeto.

2.2.1 Modelo de Linha de Transmissão (TLM)

O modelo de linha de transmissão é o mais simples dos métodos, porém ainda assim, promove uma boa percepção física da estrutura. Esta técnica leva em consideração os efeitos de borda causados pelo *patch* (franjamento), localizado nas laterais do elemento irradiador.

A quantidade de franjamento (ΔL) vai depender do comprimento do *patch* (L), da espessura do substrato (h) e de sua permissividade relativa (ϵ_r), como mostrado na Figura 10. A medida da largura (W) do elemento irradiador é calculada, com base na frequência de ressonância (f_r) e na velocidade da luz no vácuo (C_o), conforme mostrado na Equação 2.2 (ROCHA, 2012).

Figura 10: Visão do elemento irradiador.



Fonte: BALANIS, 2005 (Adaptado).

Esse método é indicado para *patches* de formato retangular, além de ignorar variações de campo ao longo das bordas radiantes. Estas desvantagens serão superadas usando o método de cavidade, na próxima sessão.

$$W = \frac{C_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

Dessa forma o comprimento elétrico efetivo da antena (L_{ef}) é ligeiramente maior que o físico (L). Outro parâmetro relevante a ser calculado é o campo eletromagnético da microfita, que está presente nos dois dielétricos (ar e substrato), então é importante calcular o valor da permissividade dielétrica efetiva (ϵ_{ref}); fazendo uso das equações 2.3, 2.4, 2.5 (ROCHA, 2012). Para o cálculo do verdadeiro comprimento da antena, foi utilizado a Equação 2.6 (ROCHA, 2012).

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.3)$$

$$L_{ef} = \frac{C_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (2.4)$$

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813 \right)} \quad (2.5)$$

$$L = L_{ef} - 2\Delta L \quad (2.6)$$

A fim de operar no modo fundamental TM_{10} , o tamanho do *patch* deve ser ligeiramente menor que $\lambda_g/2$, onde λ_g é o comprimento de onda guiado, representado pela Equação 3.1

2.2.2 Modelo de Cavidade

O modelo trata a antena como sendo uma cavidade com paredes ressonantes. Na parte superior e inferior são paredes elétricas de comprimento L e largura W (pois se considera o campo elétrico normal a superfície), e as quatro paredes laterais magnéticas (devido ao fraco

campo magnético tangencial) de comprimento L ou W com altura h . As paredes do perímetro, também chamada de fendas, podem ser irradiantes ou não-irradiantes, dependerá do modo de ressonância da estrutura.

O modo mais comum em antenas *patch* retangulares é o primeiro modo, TM_{10} , considerando que a alimentação é feita em relação a aresta W , essas irradiarão (fendas irradiantes), uma vez que as fendas de medida L não contribuem com a irradiação devido a uma resultante nula (fenda não-irradiante).

As fendas irradiantes apresentam uma condutância na forma $G_r + jY_s$, onde G_r representa a potência irradiada e Y_s a energia armazenada na borda do *patch*. Tais valores são aproximados pelo conjunto de equações 2.7 (GOMES, 2018).

$$G_r = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{(K_0 h)^2}{24} \right] \quad (2.7a)$$

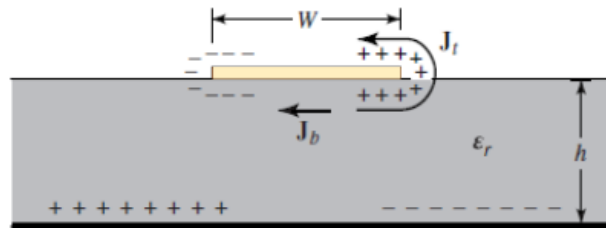
$$Y_s = \frac{K_0}{\pi \eta_0} \{1 - 0,636 \ln(K_0 h)\} \quad (2.7b)$$

Onde,

$$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (2.8)$$

Assumindo a espessura do substrato fina ($h \ll \lambda$). Quando a antena é energizada surge uma distribuição de cargas no *patch* quanto no plano terra, controlada por mecanismos de atração e repulsão, exibido na Figura 11. À medida que a espessura do substrato e da antena diminuem, um modelo mais próximo de antena ideal é alcançado, o que possibilita modelar as paredes magnéticas como condutores magnéticos perfeitos (SILVA, J. 2015).

Figura 11: Distribuição de carga e densidade de corrente na antena energizada.



Fonte: BALANIS, 2005

2.3 – Arranjo de antenas

Pode acontecer que durante o planejamento/execução de um projeto de sistema irradiante, alguma característica desejada não consiga ser alcançada com um único elemento, sendo necessário então a criação de um arranjo, também chamado de *array*.

O arranjo é definido como um conjunto de vários elementos fazendo parte de um único sistema; fornecendo/somando características que não podem ser atingidas com uma única antena. Possui alimentação simples e/ou composta, ambas com distribuição corporativa, ou seja, cada elemento recebe uma mesma potência.

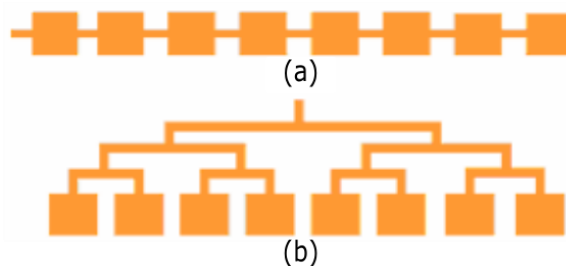
Portanto um conjunto de antenas organizadas convenientemente pode aumentar a eficiência do sistema irradiante, em um ou mais parâmetros do arranjo de antenas.

Importante saber que o tipo de elemento, o espaçamento entre eles e o tipo de alimentação irão determinar as características de radiação do arranjo. Vale destacar que neste trabalho os elementos que compõem os arranjos, são retangulares.

2.3.1 - Rede de Alimentação

A alimentação pode ser linear ou do tipo paralela, também chamada de corporativa, representadas na Figura 12a e 12b respectivamente. Para os arranjos, aqui propostos, foram utilizados o sistema de alimentação paralelo.

Figura 12: Tipos de alimentação - (a) linear e (b) paralelo.



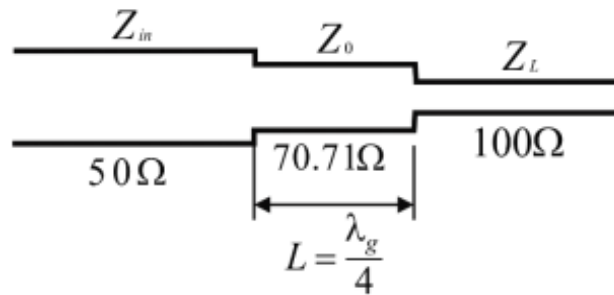
Fonte: BARBETTY, 2005.

A configuração fundamental de uma alimentação em paralelo consiste de uma porta de entrada e uma rede ramificada com múltiplas linhas de alimentação em paralelo com divisores de potência de duas vias, transformadores de um quarto de onda ($\lambda/4$) e as compensações de descontinuidades, que será abordado sessão 2.4. A medida da distância a partir da porta de entrada até cada elemento é idêntica.

Para o transformador de impedância de $\lambda/4$, Figura 13, considera-se uma seção de linha com o comprimento igual a $\lambda_g/4$, onde λ_g é dado pela Equação 3.1. A impedância característica (Z_0) é obtida a partir da Equação 2.9 (OLIVEIRA, 2017), com $Z_{in} = 50\Omega$ e a impedância da antena, representada por Z_L .

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_L} \quad (2.9)$$

Figura 13: Transformador de quarto de onda entre duas linhas de transmissão



Fonte: OLIVEIRA, 2017.

2.3.2 - Distanciamento e fase entre os elementos do arranjo

O espaçamento, centro a centro (d), entre os elementos usualmente está localizado dentro do intervalo $0,5\lambda \leq d \leq 2\lambda$. Quando o distanciamento é menor que $\lambda/2$, foi percebido o efeito de acoplamento mútuo indesejável entre os elementos do arranjo, que consiste em uma interferência destrutiva entre as antenas do arranjo.

À medida que é ampliado o afastamento entre os elementos, é observado o aumento da quantidade dos lóbulos laterais e consequente a diminuição da largura do feixe. Quando o espaçamento é reduzido, os lóbulos laterais diminuem e a largura do feixe aumenta.

Para arranjos de fase, o aumento do ganho é realizado ajustando a fase do sinal dos elementos, de modo que os sinais na direção em que se deseja o máximo de ganho, se somem. Em outras palavras, acontece a adição das contribuições dos campos (em amplitude e fase) de cada elemento tendo assim um feixe máximo apontado na direção desejada.

Considerando que seja exigida a máxima radiação do arranjo para o ângulo θ variando de 0° a 180° , a diferença de fase β entre os elementos do arranjo, deve ser adequada de acordo com as Equações 2.10 e 2.11 (OLIVEIRA, 2017). Onde ψ representa o aumento de fase em relação precedente em um arranjo.

$$\psi = kdcos\theta + \beta, \text{ sendo } \beta = -kdcos\theta \quad (2.10)$$

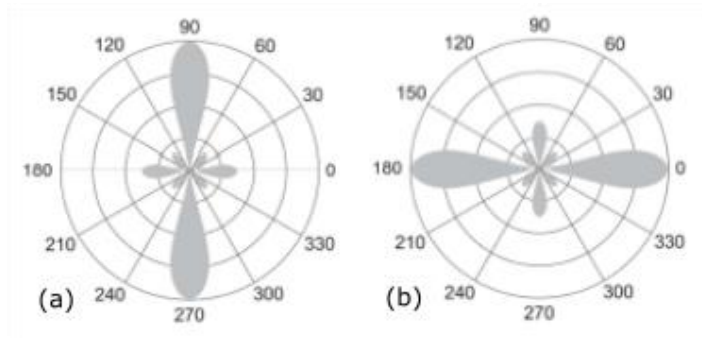
$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{\beta}{kd}\right) \quad (2.11)$$

Em situações práticas, a máxima radiação geralmente está direcionada ao eixo perpendicular superior e/ou inferior ao plano do arranjo ($\theta=90^\circ$ ou 270°), tal cenário é denominado de *broadside*, representado na Figura 14a.

Porém quando a máxima radiação ocorre ao longo do eixo horizontal do arranjo, nesse caso é denominado de *endfire*, que por sua vez pode ser bidirecional ou apenas em uma direção quando $\theta=0^\circ$ e/ou $\theta=180^\circ$, representado na Figura 14b.

É fundamental a simetria na alimentação dos elementos, para não alterar a fase dos mesmos e consequentemente os resultados esperados do projeto.

Figura 14: Em (a) arranjo *broadside*, em (b) arranjo *endfire*.



Fonte: ANDRADE, 2014.

A Equação 2.12 (OLIVEIRA, 2017) é a representação do fator de arranjo em função da variável $v = \cos\theta$. Sendo v_0 a direção de maior radiação e estando relacionada com a diferença de fase $\Delta\psi = -kdv_0$.

$$FA(v) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn kd(v-v_0)} \quad (2.12)$$

Existe uma relação ponto-a-ponto de $FA(v)$ e $FA(\theta)$ na região $|v| \leq 1$, dita como região visível do espaço correspondente a ângulos reais de θ . Percebe-se que na expressão 2.12

está representado na forma de série de *Furrier* e que $FA(v)$ é uma função periódica de v , conforme 2.13 (OLIVEIRA, 2017).

$$\frac{2\pi}{kd} = \frac{1}{d/\gamma} = \frac{\gamma}{d} \quad (2.13)$$

Quando o argumento de 2.12 é um múltiplo de $2i\pi$ ocorre o máximo de $FA(v)$, mostrado nas equações abaixo (OLIVEIRA, 2017).

$$kd(v - v_0) = 2i\pi \quad (2.14)$$

ou,

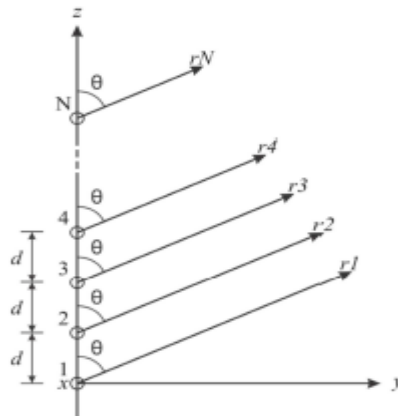
$$v_i - v_0 = \frac{i}{d/\gamma} \quad i \in \mathbb{Z} \quad (2.15)$$

Para desenvolvimento de arranjo eficientes é importante ter o lóbulo principal bem maior, mais diretivo, em relação aos secundários. Isso acontece quando $vi = v_0$ ou $i = 0$.

2.3.3 - Arranjo Linear

A Figura 15 representa um arranjo linear de N elementos em um campo distante de fontes isotrópicas ao longo do eixo “Z”. O fator de arranjo (FA) expressa o campo elétrico de cada um desses pontos, através das equações a seguir (BALANIS, 2005).

Figura 15: Arranjo linear composto de N elementos.



Fonte: MAIA, 2013.

$$FA = 1 + e^{+j(k.d.\cos\theta+\beta)} + e^{+j2(k.d.\cos\theta+\beta)} + e^{+j3(k.d.\cos\theta+\beta)} + \dots + e^{+j(N-1)(k.d.\cos\theta+\beta)} \quad (2.16)$$

$$FA = \sum_{n=1}^N e^{+j(n-1).\psi}, \quad \text{onde } \psi = k.d.\cos\theta + \beta \quad (2.17)$$

Obtêm-se (2.18) a partir da multiplicação dos dois lados de (2.17) por $e^{j\psi}$.

$$(FA)e^{j\psi} = e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + e^{j4\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} + e^{jN\psi} \quad (2.18)$$

Subtraindo (2.17) de (2.18):

$$FA.(e^{j\psi} - 1) = (-1 + e^{j\psi}) \quad (2.19)$$

Reescrevendo a Equação 2.19:

$$\begin{aligned} FA &= \left[\frac{e^{jN\psi} - 1}{e^{j\psi} - 1} \right] = e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{e^{-j(N/2)\psi} - e^{-j(N/2)\psi}}{e^{-j(1/2)\psi} - e^{-j(1/2)\psi}} \right] \\ &= e^{j[(N-1)/2]\psi} \left[\frac{\text{sen}(\frac{N}{2}\psi)}{\text{sen}(\frac{1}{2}\psi)} \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

Quando o ponto de referência for o centro físico do arranjo, o FA ficará reduzido à Equação (2.21) (BALANIS, 2005):

$$FA = \left[\frac{\text{sen}(\frac{N}{2}\psi)}{\text{sen}(\frac{1}{2}\psi)} \right] \quad (2.21)$$

2.4 – Compensando descontinuidades

Em circuitos de microondas, as descontinuidades (dobras em forma de “L” e junções em “T”) em linhas de microfita introduzem reatâncias parasitas que devem ser consideradas no

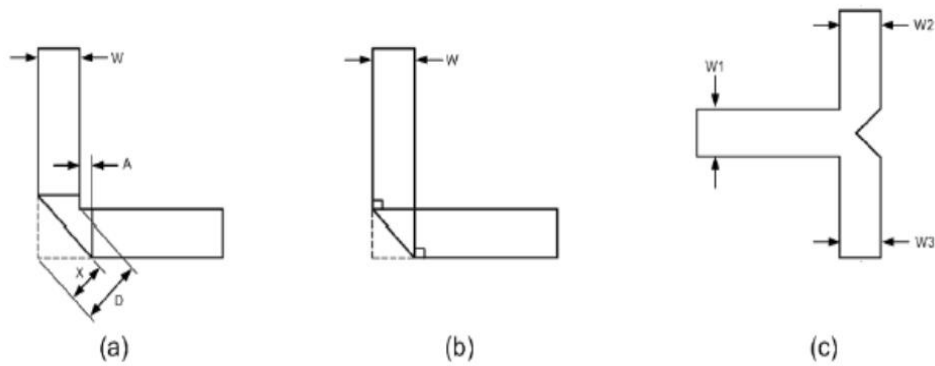
projeto. Portanto é desejável que as reatâncias sejam minimizadas, na forma da Figura 16 e calculadas por meio das equações abaixo (OLIVEIRA, 2017).

$$D = W/\sqrt{2} \quad (2.22)$$

$$X = D \left(0,53 + 0,65 e^{-1,35 \frac{W}{h}} \right), \text{ onde } \frac{W}{h} \leq 2,75, \epsilon_r \leq 25 \quad (2.23)$$

$$A = \left(X - \frac{D}{2} \right) \sqrt{2} \quad (2.24)$$

Figura 16: Compensando descontinuidade em linha de microfita.



Fonte: OLIVEIRA, 2017

Capítulo 3

Projeto da Antena Modelo operando em ISM

Levando em consideração a forte tendência da mobilidade, com a chegada da IoT, o 5G e a incessante busca por inovação na Engenharia das Telecomunicações; as antenas de microfita são um perfeito aliado para o desenvolvimento desses novos sistemas nas mais diversas áreas do conhecimento (EUBRASIL, 2019).

Sabendo dessa importância, será explanado neste capítulo uma forma básica de desenvolver uma antena, além de alguns pontos significantes em sua construção.

Em seguida, serão expostos os efeitos percebidos, na variação de alguns parâmetros da antena.

3.1 Efeitos percebidos

3.1.1 Geometria do patch

Apesar do *patch* ter a possibilidade de ser construído em formas cilíndricas, cônicas ou até esféricas, é recomendado o uso de modelos planares, pois promovem uma boa percepção física da antena além de facilitar a implementação.

Importante saber que a frequência de ressonância (fr), diminui com o aumento do comprimento do elemento irradiante e vice-versa (KUMPRASERT, 1995). Tal dimensão, representada, nesse trabalho, pela letra “L”; essa quando a linha de alimentação se encontra localizada no “eixo x”. Tal grandeza, geralmente, compreendida dentro do intervalo $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ (BALANIS, 2005).

3.1.2 Constante dielétrica e a espessura do substrato

O substrato tem um papel duplo na tecnologia microfita, pois dispõe da função mecânica, para suportar a estrutura da antena, e de propriedades dielétricas. Exigindo, então, requisitos mecânicos e elétricos, que muitas vezes são difíceis de conciliar.

Existem vários tipos de substratos, normalmente com o índice de permissividade (ϵ_r) variando entre 2,2 e 12. Substratos com menor constante dielétrica possuem melhor desempenho na eficiência de radiação e largura de banda (KUMPRASERT, 1995).

Aumentar a espessura do substrato (h) tem o efeito de diminuir a frequência de ressonância da antena e sua impedância de entrada. Acontece também uma excitação adicional da antena pelas ondas de superfície, perdendo parte da potência fornecida pela fonte, causando degradações nas características da antena (BOUFRIOUA, 2016).

É preferível usar substratos com baixa perda dielétrica ($\text{tg}\delta < 10^{-3}$) que elevam a eficiência da antena, e de baixa permissividade relativa ($\epsilon_r < 3$) que melhoram a radiação e reduzem as perdas por ondas de superfície.

Importante salientar que a onda eletromagnética, quando penetra no substrato, muda seu comprimento de onda (λ), sendo inversamente proporcional a raiz quadrada da permissividade dielétrica (ϵ_r) do substrato, como pode ser mostrado na Equação 3.1 (BOUFRIOUA, 2016).

$$\lambda_g = \lambda / \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.1)$$

3.1.3 Dimensões do plano terra

O plano terra situa-se na parte inferior ao substrato tendo a importante função de reflexão, além de evitar a formação de um lóbulo traseiro mais forte. Portanto é essencial conhecer as características de radiação da antena, para associa-la a um plano terra adequado.

Em projetos e simulações de microfita, é fundamental o uso de medidas reais, pois a utilização de dimensões próximas ao infinito, para o plano terra, produzem resultados que não condizem com a realidade. Um estudo realizado com antena de microfita, confirmou que a amplitude normalizada do campo irradiado desta antena é diferente de uma outra com plano terra finito, na ordem de 8 a 10dB (BOUFRIOUA, 2016).

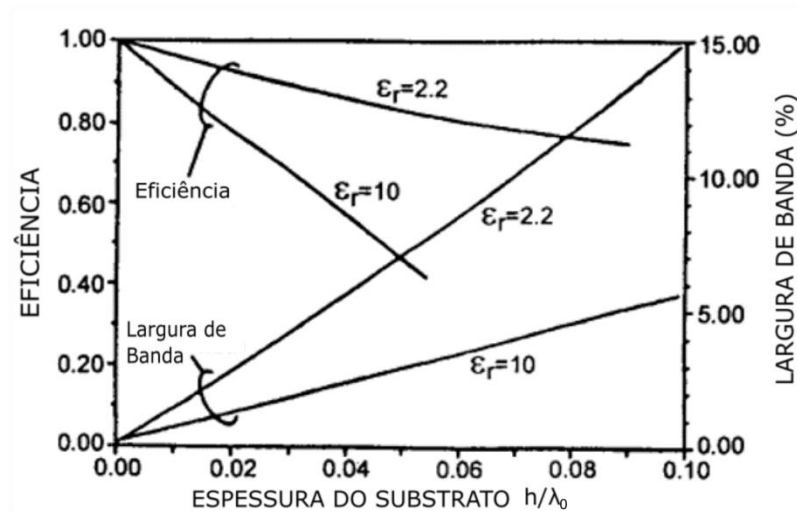
3.2 Fator de Qualidade

O fator de qualidade, também chamado de fator-Q, é um parâmetro usado para medir a eficiência de dispositivos ressoadores, com relação inversamente proporcional à largura de banda, exibida na Equação 3.2.

$$Q = \frac{1}{BW(\%)} \quad (3.2)$$

É possível relacionar a eficiência do sistema irradiante, com a largura de banda e espessura do substrato, na Figura 17 é apresentado essa relação, onde pode ser constatado que a largura de banda é inversamente proporcional à raiz quadrada do índice de permissividade do substrato, e diretamente proporcional a espessura do substrato. Na figura também é fácil perceber que a largura de banda é proporcional ao volume da antena de microfita, conforme exposto na Equação 3.3 (BALANIS, 2005).

Figura 17: Exibindo os parâmetros com influência do fator-Q.



Fonte: BALANIS, 2005 (Adaptado)

$$BW \sim Volume = \text{área} \times \text{altura} = Comp \times largura \times altura \quad (3.3)$$

Importante saber que as perdas do sistema irradiante podem ser apresentadas por diferentes parâmetros, dentre eles apresentados na Equação 3.4 (BALANIS, 2005).

$$\frac{1}{Q_r} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (3.4)$$

onde:

Q_r = qualidade total

Q_{rad} = radiação (ondas espaciais)

Q_c = perdas de condução (ôhmicas)

Q_d = perdas dielétricas

Q_{sw} = perdas de ondas de superfície

Para substratos muito finos, as perdas devido às ondas de superfície são muito pequenas e podem ser descartadas. No entanto, para substratos mais espessos, elas precisam ser levadas em consideração (BALANIS, 2005).

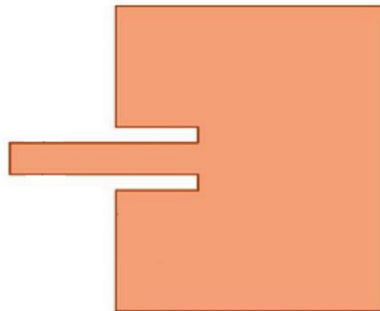
3.3 Construção do sistema irradiante

O objetivo final dessa seção foi modelar a construção de uma antena microfita, de formato retangular, que será a matriz utilizada nos arranjos, citados anteriormente. Será analisado, utilizando a faixa de frequência ISM.

Inicialmente será projetado uma antena microfita, isolada, de formato retangular, polarizado linearmente utilizando o substrato *RT/duroid 5880 (tm)* da *Rogers* (ROGERS, 2015), com o índice de permissividade $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\text{tg}\delta = 0,0009$ e com a espessura $h = 2,56$ mm.

O tipo de alimentação utilizado na pesquisa foi a linha de microfita, com *inset feed*, que penetra no elemento irradiador, em busca do ponto de melhor casamento de impedância entre a linha de alimentação e o elemento irradiante, fazendo assim surgir o parâmetro: comprimento da reentrância y_0 , conforme apresentado na Figura 18.

Figura 18: Modelo de antena microfita, do tipo *inset feed*



Fonte: Autor, 2019.

Variações no comprimento da linha de alimentação não produzem qualquer mudança na frequência de ressonância, ao contrário da alteração na largura do alimentador (W_f). Na Tabela 1, estão agrupadas as medidas do sistema irradiante, resultado esse obtido através do método de análise de linha de transmissão, assunto abordado no item 2.2.1.

Com o recurso “*Parametrics Optimetrics*” disponível no *software Ansoft HFSS* as novas dimensões do comprimento da microfita (L) e do *inset feed* (y_0), são respectivamente 39,7mm e 13,40mm, parâmetros esses exibidos na Figura 19. Tal operação é realizada para

possibilitar que a frequência de ressonância esteja ainda mais próxima a frequência de operação. Quanto ao valor do *gap*, fenda entre o alimentador e a microfita, seu valor é baseado na frequência e no índice de permissividade do substrato.

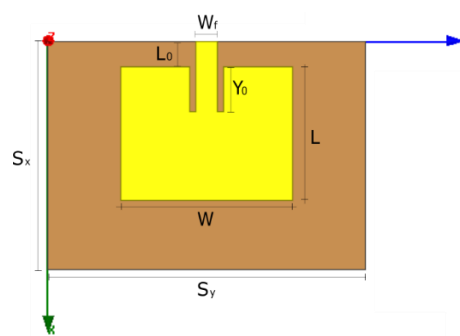
Tabela 1: Medidas do sistema irradiante.

Parâmetro	Calculado(mm)	Otimizado (mm)
λ_g	82,555	82,56
L	39,875	39,7
W	48,402	48,40
γ_0	13,94	13,40
W_f	6,3	6,3
g (gap)	1,68	1,68

O *patch* foi projetado usando todas as equações da seção 2.2.1, utilizando o *script* mostrado no Anexo A. A impedância na borda do *patch* é alta e diminui gradualmente na direção do centro do *patch*. A largura da linha de alimentação (w_f) é dimensionada para a impedância de 50Ω , tendo assim um casamento de impedância perfeito com a microfita.

Foi considerado a medida do comprimento (L), no sentido longitudinal ao eixo x, a largura W , no sentido do eixo y. A dimensão (L) é de grande interesse, pois governa a frequência de ressonância da antena. A medida (W) é calculada com base na Equação 2.2; tomando C_0 como a velocidade da luz no espaço livre, f_r como a frequência de ressonância do *patch*. Fazendo uso da Equação 2.6; é possível encontrar o comprimento do *patch* (L), que geralmente está dentro do intervalo $\lambda_g/3 < L < \lambda_g/2$ (BALANIS, 2005).

Figura 19: Medidas do elemento irradiante.



Fonte: Autor, 2019.

3.4 Resultados e discussões

Analisando a Figura 20, é possível perceber uma maior energia na distribuição do campo elétrico, nas bordas longitudinais da antena, por meio das cores, quer dizer, quanto mais intenso maior a intensidade do campo.

De acordo com os gráficos gerados na simulação e mostrados nas Figuras 21 e 22 a antena *patch* retangular apresentou uma frequência de ressonância no valor de 2,445GHz, com um pequeno deslocamento na frequência de operação e um nível de -19,13dB. Um ganho de 7,68dB, com largura de banda no valor de 42,7MHz, que corresponde a 1,93% da frequência de ressonância, abaixo do valor esperado (entre 2 e 5%), sem prejuízo para o sistema irradiante.

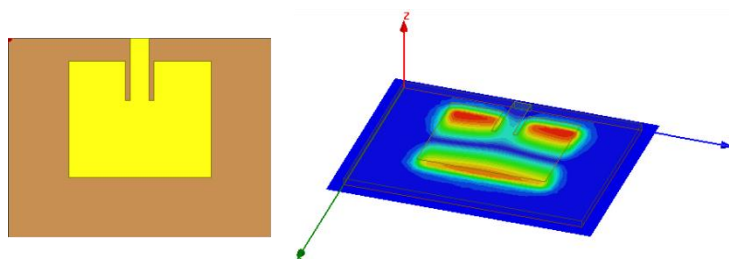
O diagrama da carta de *Smith* apresentou uma impedância de entrada, na frequência 2,445GHz, no valor de $1,2479 - j0.0165\Omega$, já normalizado; apresentando assim um valor de impedância de entrada próximo a 1 (equivalente a 50Ω).

Todos os parâmetros obtidos encontram-se na Tabela 2.

Tabela 2: Parâmetros obtidos, por simulação, da antena modelo

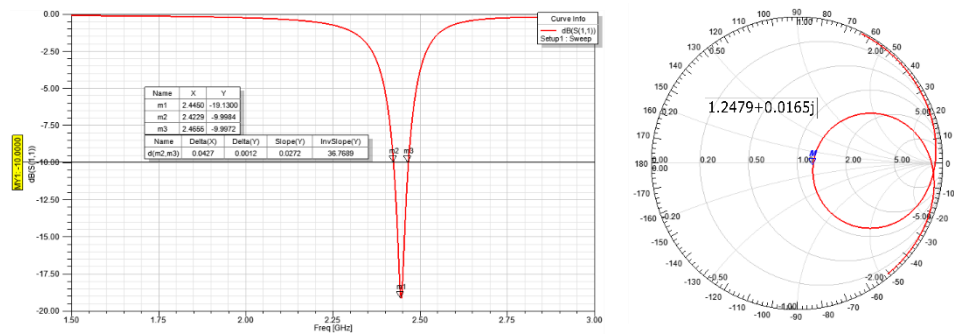
Parâmetro	Resultado
Freq. Ressonante	2,445GHz
Coeficiente de Reflexão	-19,13dB
Ganho	7,68dB
Largura de Banda	42,7MHz
Largura de Feixe	75,9°($\phi=0^\circ$) / 71° ($\phi=90^\circ$)

Figura 20: A antena e sua distribuição de campo elétrico no *Patch*.



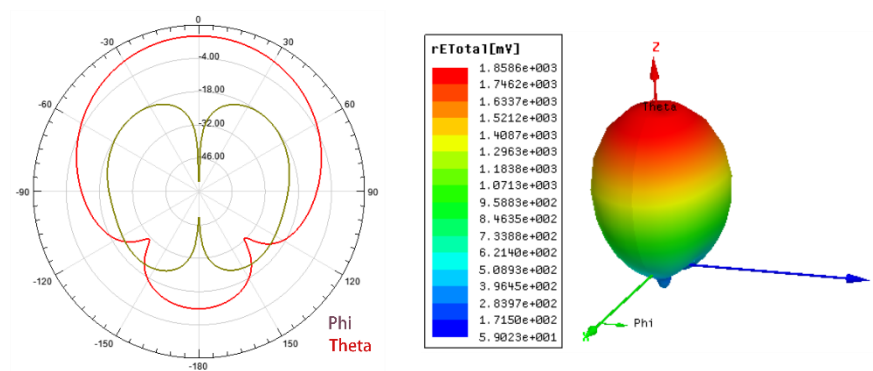
Fonte: Autor, 2019.

Figura 21: Gráfico do Coeficiente de Reflexão ($S_{1,1}$) e carta de Smith.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 22: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D.



Fonte: Autor, 2019.

Capítulo 4

Arranjo de Antenas

Nesta seção é descrito o projeto e a simulação dos arranjos de microfita, nas seguintes configurações: 1x2, 1x4 e 2x2. Para o desenvolvimento destes arranjos foram utilizados os parâmetros da antena de microfita encontrados na Seção 3.4

4.1 - Design de array

Foram escolhidos durante a execução desse trabalho três tipos de arranjos, todos com alimentação única e cooperativa. Sendo o primeiro 1x2, seguindo de 1x4 e finalizando com o conjunto 2x2.

Em arranjos de microfita, o casamento de impedância é de extrema importância, para o perfeito funcionamento. Então, utilizando como referência a largura da linha de alimentação W_f , que possui uma impedância de 50Ω , foram criadas as linhas com $70,71\Omega$ (W_{70}) e as linhas com 100Ω (W_{100}), identificados na Figura 22 e Tabela 3. Existem também as técnicas de compensação de descontinuidades, vistas no item 2.4.

Tabela 3: Largura das linhas de alimentação, dos sistemas irradiantes

Parâmetro	Valor (mm)
$W_{50} = W_f$	6,300
W_{70}	2,900
W_{100}	2.303

4.1.1 - Análise do array 1x2

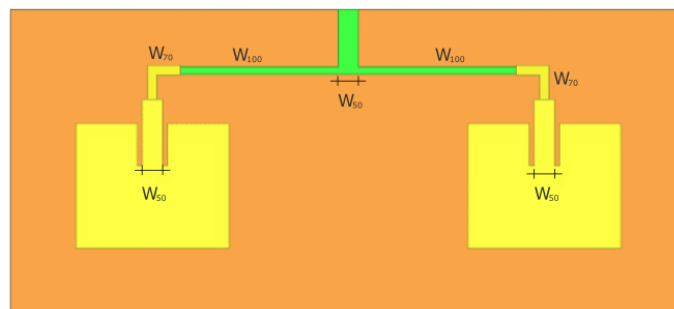
No arranjo 1x2 foi utilizado a configuração de acordo com a Figura 23. Fazendo uso da antena modelo, com uma pequena otimização no comprimento do *patch* ($L=39,6\text{mm}$), para minimizar o deslocamento da frequência de ressonância, que atingiu o valor de $F_r = 2,452\text{GHz}$, conforme exibido na Figura 25. Esse sistema irradiante opera com o distanciamento de $1,5\lambda$, entre os elementos do conjunto, com uma boa distribuição de campo elétrico nesse array inicial, como exibido na Figura 24.

Os valores agrupados na Tabela 4 e os gráficos apresentados nas Figuras 25 e 26, resumem os resultados das simulações numéricas do *array* 1x2. O coeficiente de reflexão no valor de -18,8dB, com ganho de 11,14dB indicam uma boa eficiência, juntamente com a largura de banda de 40MHz. No diagrama da carta de *Smith* o valor da impedância de entrada na frequência 2,452GHz é de $1,2095 - j0,1411\Omega$, já normalizada; mostrando assim uma boa impedância de entrada, bem próximo a 1 (equivale a 50Ω).

Tabela 4: Parâmetros obtidos, por simulação, do arranjo 1x2

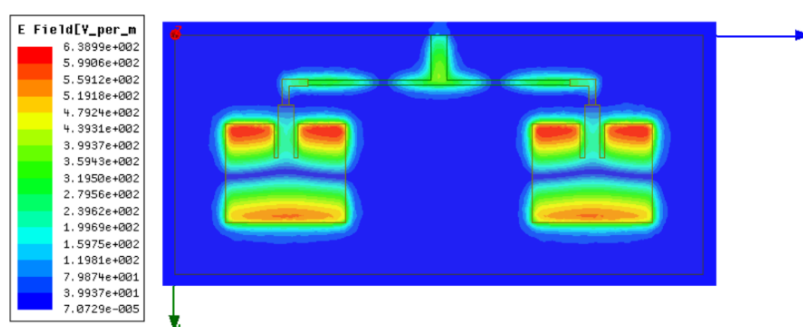
<i>Parâmetro</i>	<i>Resultado</i>
Freq. Ressonante	2,452GHz
Coeficiente de Reflexão	-18,85dB
Ganho	11,14dB
Largura de Banda	40,8MHz
Largura de Feixe	$75,9^\circ(\phi=0^\circ) / 27^\circ(\phi=90^\circ)$

Figura 23: Design arranjo 1x2, com alimentação paralela.



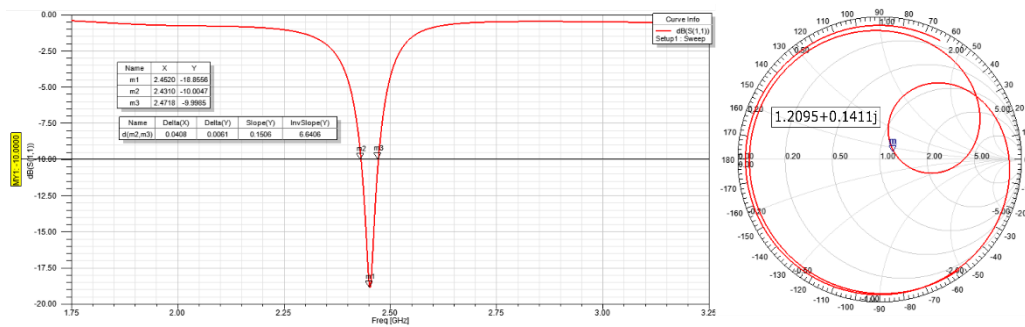
Fonte: Autor, 2019.

Figura 24: Visão da distribuição do campo elétrico



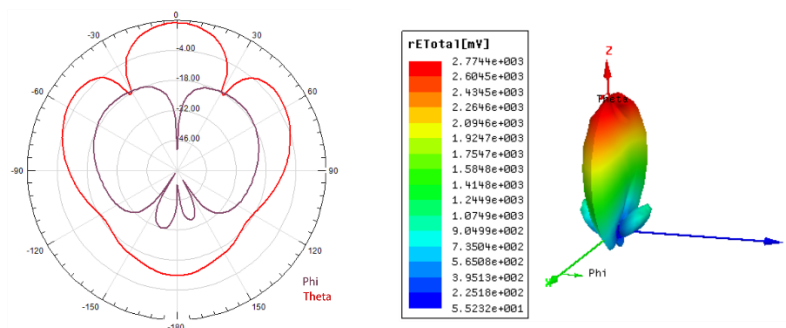
Fonte: Autor, 2019.

Figura 25: Gráfico do Coeficiente de Reflexão e da Carta de Smith, do arranjo planar 1x2



Fonte: Autor, 2019.

Figura 26: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D, do arranjo planar 1x2



Fonte: Autor, 2019.

4.1.2 - Análise do array 1x4

Nesse modelo de arranjo, como pode ser visto na Figura 27, o espaçamento entre os elementos irradiantes foi mantido, porém foi fundamental a pequena modificação no comprimento do *patch* ($L=39,3\text{mm}$) para continuar seguindo os requisitos do projeto, em manter a frequência de ressonância mais próxima possível da frequência de operação. Além de uma boa distribuição dos campos elétricos, como pode ser visto na Figura 28.

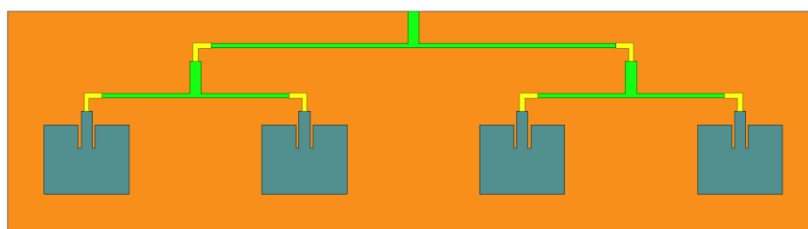
Foi obtido um feixe mais estreito, quando comparado ao arranjo 1x2. No diagrama da carta de Smith o valor da impedância de entrada na frequência ressonante de $F_r = 2.448\text{GHz}$ no valor de $0,9425 - j0,0218\Omega$, já normaliza; mostrando assim uma boa impedância de entrada, bem próximo a 1 (equivale a 50Ω).

Informações acima descritas, estão apresentadas nas Figuras 29 e 30; e resumidas na Tabela 5.

Tabela 5: Resumo numérico arranjo linear 1x4

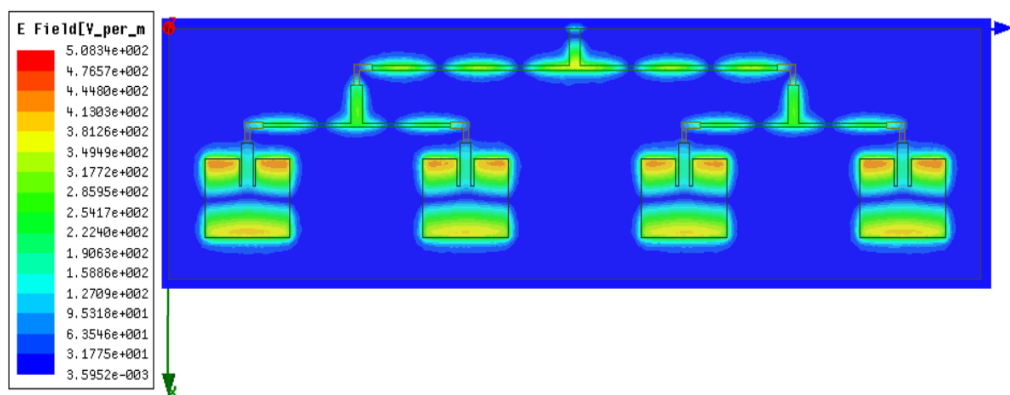
<i>Parâmetro</i>	<i>Resultado</i>
Freq. Ressonante	2.448GHz
Coeficiente de Retorno	-30dB
Ganho	14.12dB
Largura de Banda	56MHz
Largura de Feixe	84°($\phi=0^\circ$) / 13° ($\phi=90^\circ$)

Figura 27: Arranjo 1x4, com alimentação paralela.



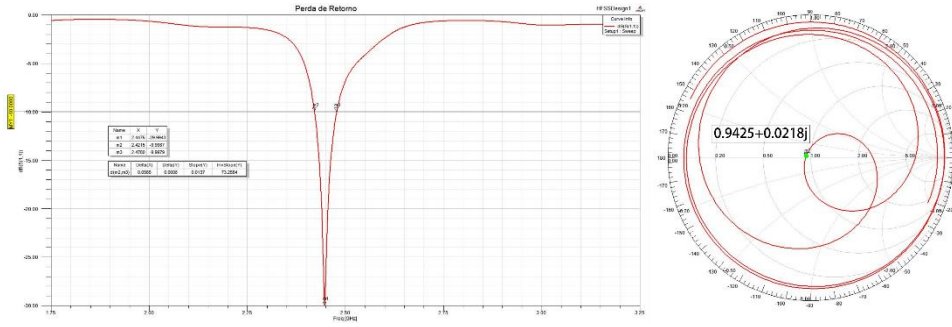
Fonte: Autor, 2019.

Figura 28: Arranjo 1x4, com alimentação paralela, com distribuição do Campo Elétrico.



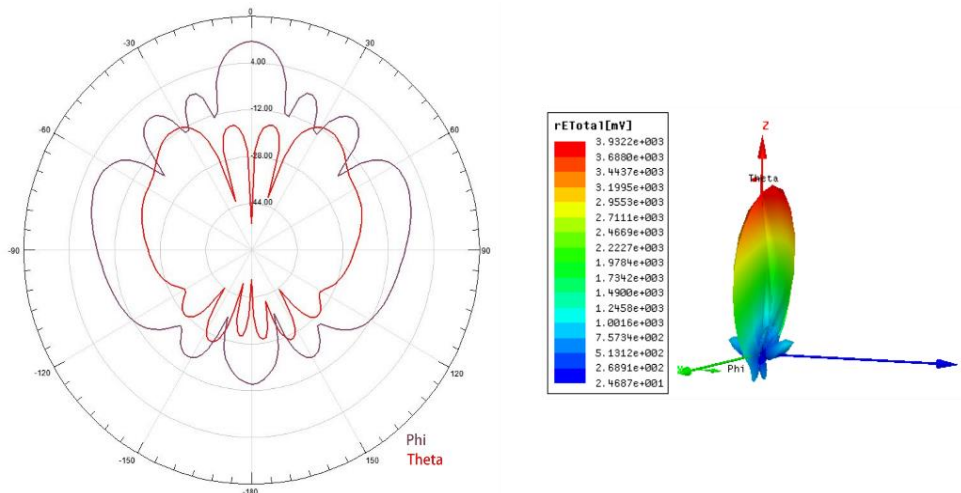
Fonte: Autor, 2019.

Figura 29: Gráfico do Coeficiente de Retorno e da Carta de *Smith*, do arranjo planar 1x4.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 30: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D, do arranjo planar 1x4.



Fonte: Autor, 2019.

4.1.3 - Análise do arranjo 2x2

O desenvolvimento desse arranjo, como visto na Figura 31, manteve o padrão de espaçamento entre os elementos irradiantes, porém com uma leve modificação no comprimento do *patch* ($L=39,5\text{mm}$) foi necessária para aproximar ainda mais a frequência de ressonância com a frequência de operação ($F_o = 2.45\text{GHz}$). Foi conseguido uma boa distribuição dos campos elétricos, como pode ser visto na Figura 32.

No diagrama da Figura 34, é percebido um duplo feixe, trabalhando em direções opostas, ou seja, radiação do tipo *broadside*. A carta de *Smith*, na Figura 33, tem o valor normalizado da impedância de entrada, de $1,0254 - j0.0603\Omega$, com o valor da frequência de

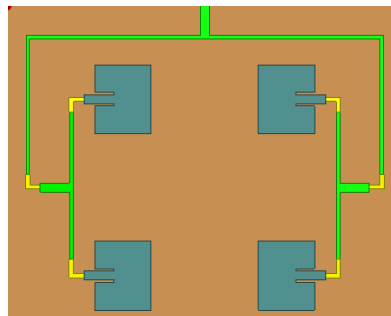
ressonante de $f_r = 2.4595GHz$; possuindo assim uma boa impedância de entrada, bem próximo a 1, que corresponde à 50Ω .

Segue abaixo a Tabela 6, com informações agrupadas das simulações numéricas do arranjo 2x2.

Tabela 6: Resumo numérico do arranjo planar 2x2.

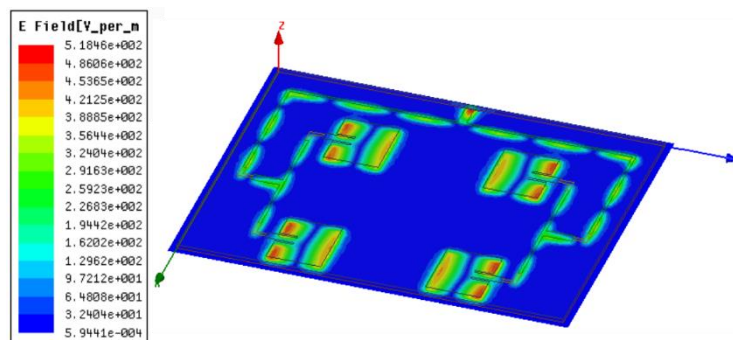
<i>Parâmetro</i>	<i>Resultado</i>
Freq. Ressonante	2,4595GHz
Coeficiente de Retorno	-29,81dB
Ganho	11,65dB
Largura de Banda	82,2MHz
Largura de Feixe	$40^\circ(\phi=0^\circ)$ / $33^\circ(\phi=90^\circ)$

Figura 31: Arranjo 2x2, com alimentação paralela.



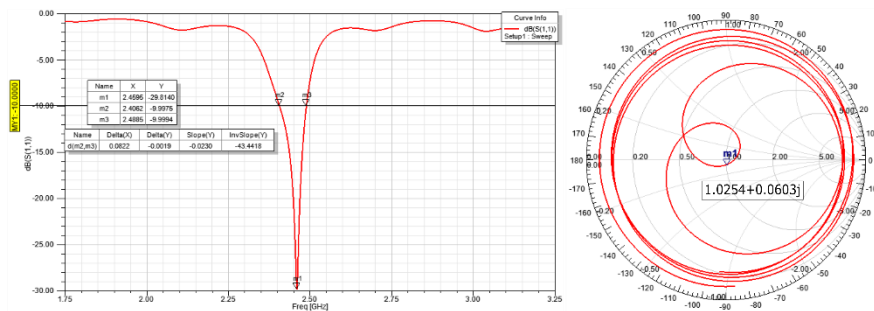
Fonte: Autor, 2019.

Figura 32: Arranjo 2x2, com distribuição do Campo Elétrico.



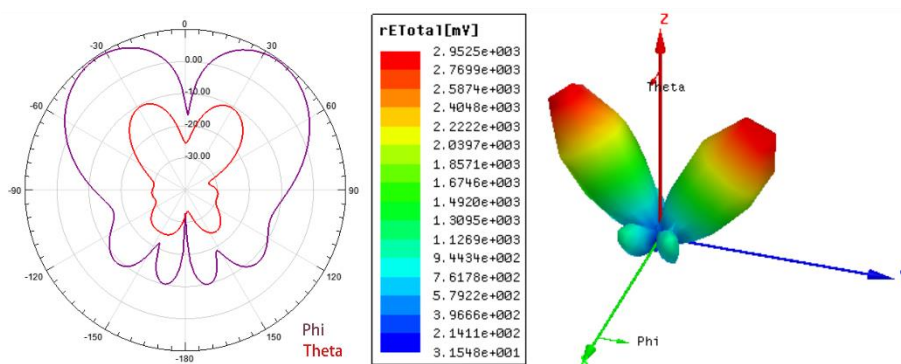
Fonte: Autor, 2019.

Figura 33: Gráfico da Coeficiente de Retorno e da Carta de *Smith*, do arranjo planar 2x2.



Fonte: Autor, 2019.

Figura 34: Gráfico do Diagrama de Radiação em 2D e 3D, do arranjo planar 2x2.



Fonte: Autor, 2019.

4.2 – Análise comparativa

Foram realizadas simulações com antena retangular plana e arranjos de antenas retangulares também instalados em superfícies planas.

A Tabela 7 a seguir mostra os resultados, das simulações numéricas executadas. Pode-se perceber um aumento progressivo da largura de banda durante a construção dos arranjos; ficando com uma maior largura de banda o *array* 2x2. Nos parâmetros do coeficiente de reflexão e ganho, o arranjo 1x4 obteve o melhor resultado, ou seja, com uma melhor performance.

Utilizando como referência o elemento irradiante isolado, no tocante a formação dos arranjos 1x4 e 2x2, ambos obtiveram um aumento em torno de 57% no coeficiente de reflexão. Lidando agora, com a largura de banda, o *array* 1x4 aumentou 31%, enquanto que no conjunto 2x2 cresceu 92,5%.

Com isso é possível perceber que o arranjo 1x4 é o mais eficiente em relação aos demais, pois mesmo com uma menor largura de banda, ele possui o melhor coeficiente de reflexão e o maior ganho.

Tabela 7: Tabela resumo, comparativo dos arranjos

<i>Parâmetro</i>	<i>Single Patch</i>	<i>Array 1x2</i>	<i>Array 1x4</i>	<i>Array 2x2</i>
Freq. Ressonante	2,445GHz	2,452GHz	2,448GHz	2,4595GHz
Coeficiente de Reflexão	-19,13	-18,8	-30	-29,81
Ganho	7,68	11,14	14,12	11.65
Largura de Banda (MHz)	42,7 (1,75%)	40,8 (1,65%)	56 (2,29%)	82,2 (3,34%)

4.3 – Análise comparativa com outros trabalhos

Investigando a pesquisa de (DATTO, 2017), é possível notar a similaridade dos resultados, com o trabalho do autor. Ambos operando na frequência de 2,45GHz e com o mesmo material de substrato, porém com espessuras diferentes. As dimensões do patch, são bem próximas, a pesquisa atual. Existindo uma maior discrepância na largura do alimentador e no *gap*.

A pesquisa está bem concentrada no parâmetro do coeficiente de reflexão, pois atingiu bons valores, por conta da baixa espessura do substrato, que diminui as ondas de superfície. O trabalho também está focado no *single patch* e no *array* 1x2, isso é percebido por conta da diminuição do coeficiente de reflexão no arranjo 1x4, onde se esperava o incremento.

Sendo a largura de banda um parâmetro que sofre influência direta pelo volume do elemento irradiante, é possível concluir que no trabalho foram obtidos baixos valores, apesar de não ter citado.

Analisando unicamente o elemento irradiante é percebido valores do coeficiente de reflexão e ganho bem próximos. Observando o sistema irradiante, no arranjo 1x2 é percebido que o ganho se torna um pouco menor, porém o coeficiente de reflexão maior. Considerando

nesta ocasião o arranjo 1x4; foi constatado o ganho com valores bem próximos, porém o coeficiente de reflexão com valor bem baixo.

Tratando agora sobre o trabalho (WAHAB, 2010), que opera na frequência de 2,5GHz, substrato do tipo FR4 com espessura de 1,6mm. É notado que a constante dielétrica ($\epsilon_r = 4,9$) e a tangente de perda ($\tan \delta = 0,025$) estão com valores relativamente elevados. Quanto as medidas do elemento irradiante, estão aproximadamente 70% menores.

Optou-se no trabalho a utilização de matérias de baixo custo, em relação a linha de substratos *duroids*. Foi desenvolvido uma antena com ganho e coeficiente de reflexão bem baixos, porém o array 1x4 traz bons resultados, como: ganho acima de 5dB, coeficiente de reflexão superior a -20dB e a largura de banda com 110,8MHz.

A partir das informações, acima mencionadas, é percebido a importância da escolha adequada do substrato em um determinado projeto, nesse caso acarretou em baixos valores de ganho e coeficiente de reflexão. É possível notar também a importância da criação de arrays, por conta do grande aumento na largura de banda, no arranjo 1x4.

A partir dos dados apresentados anteriormente, foi observado que o elemento irradiante simples e o arranjo 1x4, possuem valores do coeficiente de reflexão e ganho inferiores, em contrapartida, a largura de banda com valores superiores.

O trabalho de (QUBAIA, 2015), faz uso da frequência 1,575GHz, com o substrato de constante dielétrica 2,2. Nesse caso é percebido um aumento na espessura, acarretando no acréscimo no volume da antena. Nesta pesquisa é utilizado *microstrip* quadrada, e com dimensões, aproximadamente, 58% maiores.

Analisando de uma forma conjunta, todos os arrays criados no trabalho, é possível notar que o coeficiente de reflexão, praticamente não sofre alterações; fato também percebido com a largura de banda.

Com base nos dados apresentados e levando em consideração a seção 3.1.2, é possível perceber a necessidade do substrato mais espesso que outros trabalhos aqui relacionados, isso devido a frequência de operação.

O elemento irradiante isolado, possui ganho e largura de banda inferiores, porém com um maior coeficiente de reflexão. No arranjo 1x2, o resultado se repete, ou seja, ganho e largura de banda inferiores, com um maior coeficiente de reflexão. Olhando para o arranjo 2x2, a simulação é diferente, pois o ganho é maior, enquanto que a largura de banda e o coeficiente de reflexão possuem valores inferiores.

4.3.1 – Tabela Resumo

	Freq (GHz)	Material	Subst (mm)	Parâmetros	Arranjo			
					Single	1x2	1x4	2x2
DATTO	2,45	<i>duroid 5880</i> $\epsilon_r = 2,2$	1,68	Ganho	7,7	10,9	14,4	
				S_{11}	-23,36	-22,8	-14,2	
				BW				
WAHAB	2,5	FR4 $\epsilon_r = 4,9$	1,6	Ganho	0,84		5,73	
				S_{11}	-15,3		-20,3	
				BW	64		110,8	
QUBAIA	1,575	Desconhecido $\epsilon_r = 2,2$	3,175	Ganho	6,07	9,98		15,5
				S_{11}	-24,18	-21,59		-23,62
				BW	21,47	23,73		16,9
AUTOR	2,45	<i>duroid 5880</i> $\epsilon_r = 2,2$	2,56	Ganho	7,68	11,14	14,12	11,65
				S_{11}	-19,13	-18,8	-30	-29,81
				BW	42,72	40,8	56	82,2

Capítulo 5

Considerações finais

Nesta dissertação, foi apresentado um estudo sobre antenas de microfita, evidenciando suas vantagens e limitações bem como alguns conceitos fundamentais de antenas, destacando: coeficiente de reflexão, largura de banda, largura de feixe e ganho.

5.1 – Conclusões

Esse trabalho se propõe a realizar um estudo comparativo entre arranjos com dois e quadro elementos de microfita retangulares, do tipo *patch*, em substrato plano e utilizando a frequência de 2,45GHz. Foi colocado a alimentação por linha de microfita, com o uso de transformadores de $1/4$ do comprimento de onda e da técnica de *inset feed*. Para validação do estudo numérico foram realizados os seguintes passos:

- Construção de uma matriz, de um único elemento, necessária para a formação dos arranjos;
- Na criação dos arranjos foi definido o espaçamento de $\lambda/2$, entre os centros dos elementos.

A simulação da antena retangular isolada apresentou uma largura de banda de 42,72MHz, coeficiente de reflexão -19,3dB e ganho de 7,68dB. O arranjo proposto, interliga 4 elementos, *single patches*, em série (*array 1x4*), que melhora significativamente os resultados do sistema irradiante, pois a largura de banda atingiu o valor de 56MHz, -30dB para o coeficiente de reflexão e um ganho de 14,2dB. As larguras de feixe com ângulos de 13° ($\Phi=0^\circ$) e 84° ($\Phi=90^\circ$).

Os arranjos simulados na pesquisa, obtiveram resultados satisfatórios, atuando na direção *broadside*, ressoando no ponto desejado, com larguras de banda estreita ($BW < 3\%$) e boa diretividade.

5.2 – Trabalhos futuros

Como proposta de atividades futuras, novas pesquisas poderão ser desenvolvidas, como por exemplo, a inserção de uma segunda camada dielétrica como superstrato, com o objetivo de melhorar ainda mais a eficiência dos arranjos.

Utilizar o arranjo 1x4, como matriz elementar, na montagem de sistemas irradiantes maiores (por exemplo: 4x32 e 8x64), em superfície cilíndrica; com a utilização do sistema de compensação das descontinuidades em linhas de alimentação.

Estudar possibilidades de direcionamento da pesquisa para contextos específicos como por exemplo: indústrias automobilísticas, aeronáutica, segurança de ambientes confidenciais e aplicações médicas;

Referências Bibliográficas

ANATEL. 2010. **Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências no Brasil**. [Documento] s.l.: ANATEL, 2010.

ANDRADE, B. O. “**Estudo de Arranjos de Antenas de Microfitas com Patch Quase-fractal para Comunicação Sem Fio**,” Dissertação Mestrado, Universidade Federal Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN, Brasil, dezembro 2014.

BALANIS, C. A., “**Antenna theory: Analysis Design**,” John Wiley & Sons, Inc., New York, 2005.

BARBETTY, M. S. “**Design And Implementation Of A Transceiver And A Microstrip Corporate Feed For Solid State X-Band Radar**,” Dissertação - University of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2005.

BERNARDES, J. “**Leve e discreta, antena têxtil é tecnologia para ser vestida**,” (2018). Disponível em: < <https://jornal.usp.br/tecnologia/leve-e-discreta-antena-textil-e-tecnologia-para-ser-vestida/> >. Acesso em: maio de 2019.

BOUFRIOUA, A., “**Microstrip Antennas Modeling for Recent Applications**,” Nova Science Publishers, Inc., New York, 2016.

BRINHOLE, E. R., “**Determinação da frequência de ressonância de antenas tipo microfita triangular e retangular utilizando redes neurais artificiais**,” Dissertação - Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Bauru, 2005.

CARNEIRO, I. R., “**Estudo e Desenvolvimento de um Arranjo de Antenas em Microfita Moldado em Estrutura Cilíndrica**,” Revista Acadêmica - Ensino de Ciências e Tecnologias IFSP – Campus Cubatão, Número 6, Jan/Jul de 2020.

DATTO, S. **“Optimized Microstrip Patch Antenna (MPA) Array Design To Enhance Gain For S-Band Application,”** IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE), June, 2017.

DIOGO, M. J. G. M., **“Antena Wifi 2.45Ghz Com Estruturas EBG (Electromagnetic Bandgap),”** Dissertação - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho, 2011.

EUBRASIL, **“O futuro do setor das comunicações móveis”**, Disponível em: < <http://www.eubrasil.eu/pt/2016/03/01/o-futuro-do-setor-das-comunicacoes-moveis/> > Acesso em: 12/2019.

GOMES, L. A. G. **“Projeto de Antenas e Caracterização do Substrato de Nanofios (MnN) para aplicações em ondas milimétricas”** Dissertação - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2018

HOWELL, J. Q. (1972). **“Microstrip antennas.”** IEEE AP-S Int. Symp. Digest

KUMAR, G.; Ray, K. P., **“Broadband Microstrip Antenna,”** Artech House.(2003)

KUMPRASERT, N.; Kiranon, W., **“Simple and accurate formula for the resonant frequency of the circular microstrip disk antenna,”** IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 43, pp. 1331-1333, Novembro 1995.

MAGALHÃES, A. L., **“Estudo Numérico de Circuito de Alimentação por Microfita para Aplicação em Arranjos de Antenas 2x2 em Nanossatélites 8U para Comunicações em 401 MHz”** Exatas Online, 2018

MAIA, H. M. C. de A.. **“Arranjo de antenas de microfita com substrato anisotrópico com patch supercondutor e aplicações em nanotecnologia.”** Tese - Curso de Programa de Engenharia Elétrica e Computação, UFRN, Natal, 2013.

OLIVEIRA, M. A., **“Projeto de Antenas e Superfícies Seletivas de Frequência a Partir de Transformações Polares.”** Dissertação - Curso de Programa de Engenharia Elétrica, IFPB, João Pessoa, 2017.

PANDEY A., **“Practical Microstrip and Printed Antenna Design,”** Artech House, 2019.

QUEIROZ, D. D., CARVALHO, " **Uma Solução para o Sistema Brasileiro de Coleta de Dados Ambientais.**", HOLOS, Vol. 7, 2018

QUBAIA A. N. H., Yahya S. H. Khraisat and Osama M. F. Al-Faqeer, "**Comparison between Different Antenna Designs Operating at Different Frequencies for GPS Applications.**", Contemporary Engineering Sciences, Vol. 8, 2015

RIBEIRO, P. C., A. F. Tinoco S., D. C. Nascimento and J. C. da S. Lacava, "**A Telemetry Antenna Design for a Sounding Rocket Competition [Antenna Applications Corner],**" in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 59, no. 3, pp. 100-140, June 2017.

ROCHA, G.N. **“Obtenção das Cerâmicas Dielétricas Bitrwo₆ (Tr = Y, Gd Ou Nd) por Radiação de Micro-Ondas e sua Aplicação em Dispositivos Eletrônicos”** Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará, UFC, Fortaleza-CE, 2012.

ROGERS, **“Materials for Electronics Division.”**, Disponível em: < <https://rogerscorp.com/-/media/project/rogerscorp/documents/advanced-connectivity-solutions/english/data-sheets/rt-duroid-5870---5880-data-sheet.pdf>>, Acesso em out de 2015.

SILVA, A. N., **“Novas Técnicas de Otimização de Casamento de Impedância de Antenas Planares para Sistemas de Comunicação Sem Fio,”** Tese Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN, Natal, RN, Brasil, maio 2019.

SILVA, J. L. **“Estudo do Comportamento de Antena de Microfita com Substrato Metamaterial,”** Dissertação Mestrado, Universidade Federal Rural de Semi-Árido, UFERSA, Mossoró, RN, Brasil, abril 2015.

SILVA, R. A., DIAS, M. H., Santos, J. C., **“Análise das principais técnicas de alargamento de banda em antenas de microfita com plano de terra contínuo,”** Instituto Militar de Engenharia (IME), 2017.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

SOARES, M. D. “**Tutorial banda larga: WLAN X Sistemas Móveis Celulares,**” (2004). Disponível em: < https://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialwlanx/pagina_3.asp >. Acesso em: out de 2018.

UCSD, “**Clinical Trial Tests Tattoo Sensor as Needleless Glucose Monitor for Diabetes Patients .**” Disponível em: <https://jacobsschool.ucsd.edu/news/news_releases/release.sfe?id=2529>. Acesso em: 11/2019.

WAHAB, N. A. “**Microstrip Rectangular 4x1 Patch Array Antenna at 2.5GHz for WiMax Application,**” 2010 Second International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks.

Anexo A

Script Scilab

```
////////////////////////////////////
// inset-fed microstrip patch antenna //
////////////////////////////////////

clc; clear; close;

er=2.2;           // Permissividade
c = 3*10^11;      // valor em (m/s)
f=2.45*10^9;
Z0=50;
Wf=6.3;

Lambda = c/f;           // mm -- espaço livre
L2=Lambda/2;

Lg = Lambda/sqrt(er);   // mm -- material
Hmax=(0.3*c)/(2*pi*f*sqrt(er)); // mm -- espessura maxima do substrato
h=Hmax*0.65;
W=c/(2*f)/sqrt((er+1)/2); // mm -- largura patch
er_eff=(er+1)/2 + (er-1)/2/sqrt(1+12*h/W); // Permittividade Efetiva
L_eff=c/[2*f*sqrt(er_eff)]; // mm -- comprimento efetivo
delta_L = [h*0.412]*[(er_eff+0.3)*(W/h+0.264)]/[(er_eff-0.258)*(W/h+0.8)]; // mm
L = L_eff - 2* delta_L; // mm -- comprimento patch

// gap
g=[(4.65*10^-18)*c*f]/(sqrt(2*er_eff));
g=g*10^-3;
// feed line
Lf=3*h;
// Calculando o Z0
A = (Z0/60)*sqrt((er + 1)/2) + [(er - 1)/(er + 1)]*(0.23 + 0.11/er);
B = 377*pi / [2*Z0*sqrt(er)];

if Wf/h < 1 then
    Z0 = [60/sqrt(er_eff)]*[log(8*h/Wf + 0.25*Wf/h)];
else
    Z0=(120*pi)/(sqrt(er)*[1.939 + (Wf/h) + 0.5*log(Wf/h+1.44)]);
```

```

end;

if Wf/h < 2 then
    Wfh = (8^A/(%e^2*A - 2))*h;
else
    Wfh = ((2/%pi)*[B - 1 - log(2*B - 1) + (er - 1)/2*er*(log(B - 1) + 0.39 - 0.61/er)])*h;
end;

k=(2*%pi)/Lambda;
x=k*(W);

function [y]=a(th)
    y = sin(th)/th;
endfunction

i1=-2+cos(x)+[x*intg(0,x,a)]+(sin(x)/x); // (intg) integral do seno
g1=i1/(120*%pi*%pi);

function [f]=b(th)
    f = (((sin((x/2)*cos(th))/cos(th))^2)*(besselj(0,(k*L*sin(th))))*(sin(th))^3);
endfunction

a1=intg(0,%pi,b);
g12=a1/(120*%pi*%pi);

r_in=1/(2*(g1+g12)); // ohms
inset=(L/%pi)*(acos(sqrt(Z0/r_in))); // mm -- y0

disp('=====');
mprintf('Lambda = %f\n',Lambda);
mprintf('Lg = %f\n',Lg);
mprintf('h = %f\n',h);
disp('Patch Resultados')
mprintf('W = %f\n',W);
mprintf('L = %f\n',L);
disp('inset')
mprintf('g = %f\n',g);
mprintf('Y0 = %f\n',inset);
mprintf('Wf = %f\n',Wf);
mprintf('Lf = %f\n',Lf);
mprintf('r_in = %f\n',r_in);
mprintf('Z0 = %f\n',Z0);

```