

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO NORTE

CENTRO DE TECNOLOGIA



PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA E DA COMPUTAÇÃO



Aprimoramento de largura de banda de antena de microfita usando metasuperfície para aplicações em Wi-Fi 5 e 6

Felipe Ferreira de Araújo

Orientador: Prof. Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos

Co-Orientador: Prof. Dr. Adaildo Gomes d'Assunção

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

Número de Ordem do PPgEEC: D290

Natal-RN, Janeiro de 2021

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

Araujo, Felipe Ferreira de.

Aprimoramento de largura de banda de antena de microfita usando metasuperfície para aplicações em Wi-Fi 5 e 6 / Felipe Ferreira de Araujo. - 2021.

84f.: il.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Centro de Tecnologia, Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Computação, Natal, 2021.

Orientador: Dr. Antônio Luiz Pereira de Siqueira Campos.

Coorientador: Dr. Adaildo Gomes dAssunção.

1. Comunicações sem fio - Tese. 2. Antenas de microfita - Tese. 3. Metasuperfícies - Tese. I. Campos, Antônio Luiz Pereira de Siqueira. II. dAssunção, Adaildo Gomes. III. Título.

RN/UF/BCZM

CDU

*Dedico esse trabalho à minha filha
Maria Alice por me proporcionar o
amor de ser pai.*

Agradecimentos

Primeiramente agradeço ao meu pai Ridalvo Batista e a minha mãe Maria Dalgenira que sempre tiveram a educação de seus filhos como prioridade. Agradeço aos meus irmãos Luís Henrique e Gabriel por todo o apoio e torcida pelo meu sucesso.

Agradeço a minha esposa Thécia Endo e a minha filha Maria Alice pelo amor, compreensão, carinho e confiança.

Agradeço aos meus professores Dr. Antônio campos e Dr. Adaildo Gomes pela amizade, atenção e orientação deste trabalho.

Agradeço aos colegas de curso Ruann, Ary e Thiago pela colaboração e parceria no desenvolvimento deste trabalho.

E por fim, agradeço a Deus por me proporcionar tudo isso.

Resumo

As antenas de microfita são objeto de estudo em diversos campos de pesquisa devido a suas vantagens como: pequena espessura, peso reduzido e facilidades de integração a circuitos eletrônicos. Analogamente, a evolução observada no desenvolvimento de antenas de microfita, também foi notada em relação às metasuperfícies, versão bidimensional de um metamaterial. As metasuperfícies são materiais artificiais que não são encontrados na natureza e apresentam características eletromagnéticas não convencionais, como o índice de refração e os coeficientes de permissividade elétrica e permeabilidade magnética negativos, além disso, possuem a capacidade de utilização em estruturas planares, tais como a microfita, sem interferir em sua geometria tradicional. O objetivo desse trabalho é aumentar a largura de banda de uma antena de microfita usando um novo modelo de metasuperfície. Esta nova geometria é usada para gerar modos de alta ordem na antena e com rotação da metasuperfície em relação à antena podemos sobrepor os modos e obter uma grande largura de banda. A antena proposta apresentou largura de banda de 5,1 GHz a 8,0 GHz podendo ser aplicada em Wi-Fi 5 e 6. Resultados numéricos foram obtidos com o software Ansys HFSS. Um protótipo foi construído e medições para S_{11} e ganho foram realizadas. Os resultados numéricos e experimentais estão de acordo.

Palavras Chaves: Comunicações sem fio, Antenas de microfita, Metasuperfícies.

Abstract

The microstrip antennas are the object of study in several research fields due to their advantages such as: small thickness, reduced weight and easy integration of electronic circuits. Similarly, the evolution observed in the development of microstrip antennas has also been noted in relation to the metasurfaces, a two-dimensional version of a metamaterial. Metasurfaces are artificial materials that are not found in nature and have unconventional electromagnetic characteristics, such as the index of refraction and coefficients of electrical permittivity and negative magnetic permeability, in addition, they have the ability to be used in planar structures, such as microstrip, without interfering with its traditional geometry. The objective of this work is to increase the bandwidth of a microstrip antenna using a new metasurface model. This new geometry is used to generate high order modes in the antenna and with rotation of the metasurface in relation to the antenna we can overlap the modes and obtain a large bandwidth. The proposed antenna presents bandwidth from 5.1 GHz to 8.0 GHz and can be applied in Wi-Fi 5 and 6. Numerical results were chosen with the Ansys HFSS software. A prototype was built and built for S11 and gains were made. The numerical and experimental results are in agreement.

Keywords: Wireless communications, Microstrip antennas, Metasurfaces.

Sumário

| | |
|---|-------------|
| Sumário | vi |
| Lista de Figuras | viii |
| Lista de Tabelas | x |
| Lista de símbolos..... | xi |
| Capítulo 1 | 1 |
| Introdução | 1 |
| 1.1. Introdução | 1 |
| 1.2. Objetivo | 2 |
| 1.3. Trabalhos anteriores..... | 3 |
| 1.4. Organização do trabalho | 4 |
| Capítulo 2 | 6 |
| Teoria de antenas..... | 6 |
| 2.1. Introdução | 6 |
| 2.2. Parâmetros fundamentais | 9 |
| 2.2.1. Diagrama de radiação..... | 9 |
| 2.2.2. Largura de feixe | 10 |
| 2.2.3. Diretividade..... | 11 |
| 2.2.4. Eficiência..... | 13 |
| 2.2.5. Ganho | 13 |
| 2.2.6. Largura de banda..... | 14 |
| 2.2.7. Polarização | 15 |
| 2.3. Antenas de microfita..... | 16 |
| 2.3.1. Alimentação por linha de microfita..... | 18 |
| 2.3.2. Alimentação por cabo coaxial | 20 |
| 2.3.3. Alimentação por acoplamento..... | 20 |
| 2.3.4. Acoplamento por proximidade..... | 21 |
| 2.4. Aplicações de antenas de microfita | 21 |
| 2.5. Conclusões | 23 |
| Capítulo 3 | 24 |
| Metasuperfícies | 24 |
| 3.1. Introdução | 24 |
| 3.2. Diferença entre metasuperfícies, FSS e PBG/EBG | 26 |

| | |
|--|-----------|
| 3.3. Propriedades das metasuperfícies | 28 |
| 3.4. Conclusão..... | 38 |
| Capítulo 4 | 39 |
| Métodos para obtenção de melhorias em figuras de mérito..... | 39 |
| 4.1. Polarização circular..... | 39 |
| 4.2. Aumento de largura de banda | 47 |
| 4.2.1. Múltiplas ressonâncias..... | 48 |
| 4.2.2. Antenas com aperfeiçoamento do casamento de impedância | 48 |
| 4.2.3. Antenas com perdas..... | 49 |
| 4.3. Eliminação de radiação espúria | 49 |
| 4.4. Conclusão..... | 51 |
| Capítulo 5 | 52 |
| Aumento de largura de banda de uma antena de microfita usando metasuperfície..... | 52 |
| 5.1. Introdução | 52 |
| 5.2. Projeto da antena..... | 52 |
| 5.3. Análise paramétrica | 58 |
| 5.4. Resultados numéricos e experimentais | 62 |
| 5.5. Conclusões | 66 |
| Capítulo 6 | 66 |
| Conclusões | 66 |
| Referências | 67 |

Lista de Figuras

| | |
|--|----|
| Figura 2. 1. Antena como dispositivo de transição. | 6 |
| Figura 2. 2. Circuito equivalente de Thevenin em linha de transmissão de uma antena no modo de transmissão. | 7 |
| Figura 2. 3. Configurações de antenas filamentosas: (a) dipolo e (b) hélice. | 7 |
| Figura 2. 4. Configurações de antenas de abertura: (a) corneta piramidal; (b) corneta cônica e (c) guia de onda retangular. | 8 |
| Figura 2. 5. Antena de microfita com patch retangular. | 8 |
| Figura 2. 6. Exemplos de arranjos de antenas: (a) arranjo de antenas dipolo e (b) arranjo de antenas de microfita. | 9 |
| Figura 2. 7. Diagrama de radiação. | 10 |
| Figura 2. 8. Larguras de feixe mostradas em um diagrama de radiação. | 11 |
| Figura 2. 9. Largura de banda de referência. | 14 |
| Figura 2. 10. Antena de microfita. | 17 |
| Figura 2. 11. Diferentes modelos que o patch pode assumir. | 18 |
| Figura 2. 12. Alimentação por linha de microfita. | 19 |
| Figura 2. 13. Exemplo de antena de microfita com <i>inset fed</i> . | 19 |
| Figura 2. 14. Antena com alimentação via cabo coaxial. | 20 |
| Figura 2. 15. Antenas de microfita com acoplamento eletromagnético em multicamadas: configurações (a) normal e (b) invertida. | 21 |
| Figura 2. 16. Antena de microfita com alimentação por proximidade. | 21 |
| Figura 2. 17. Wom 5000 intelbrás. | 22 |
| Figura 2. 18. Mia-gps-18. | 23 |
| Figura 3. 1. Exemplo de metasuperfície. | 25 |
| Figura 3. 2. Escala de comportamento dos materiais compósitos. | 27 |
| Figura 3. 3. Propagação <i>backward</i> . | 33 |
| Figura 3. 4. Tipos de refração. | 37 |
| Figura 3. 5. Representação dos vetores de Poynting e dos vetores da constante de propagação para um meio ordinário (1) e um meio LH (2). | 38 |
| Figura 4. 1. Antena de microfita circular CP alimentada por um divisor híbrido.. | 41 |
| Figura 4. 2. Antena quadrada CP alimentada por um divisor de potência 1:1. | 42 |
| Figura 4. 3. Antena quase-quadrada. | 43 |
| Figura 4. 4. Antena quadrada com cantos truncados. | 44 |
| Figura 4. 5. Antena quadrada com tocos de sintonia. | 44 |
| Figura 4. 6. Metasuperfície proposta em [56]. | 45 |
| Figura 4. 7. (a) MS, (b) Célula unitária com diagonal truncada, (c) Circuito equivalente célula unitária. | 46 |
| Figura 4. 8. Distribuição dos campos em célula rotacionada em 45° e 135°. | 47 |
| Figura 4. 9. (a) visão frontal da antena sem o uso de <i>stubs</i> (b) visão traseira. | 50 |
| Figura 4. 10. Antena com <i>stubs</i> integrados. | 50 |
| Figura 4. 11. Gráfico da perda de retorno da antena convencional x antena com <i>stubs</i> integrados. | 51 |
| Figura 5. 1. Parâmetros físicos da antena proposta | 53 |
| Figura 5. 2. Patch da antena de microfita: (a) usada em [73] e (b) proposta nesse trabalho. | 55 |

| | |
|---|----|
| Figura 5. 3. $ S_{11} $ da antena proposta em [73] e a proposta nesse trabalho | 55 |
| Figura 5. 4. Geometria: (a) célula unitária e (b) metasuperfície | 57 |
| Figura 5. 5. Estrutura proposta | 57 |
| Figura 5. 6. (a) índice de refração, (b) permissividade, e (c) permeabilidade | 58 |
| Figura 5. 7. Comparação do S_{11} da antena com e sem o uso da metasuperfície | 59 |
| Figura 5. 8. Comparação do S_{11} para diferentes ângulos de rotação da metasuperfície | 59 |
| Figura 5. 9. Impedância total da antena e antena + MS: (a) parte real e (b) parte imaginária | 60 |
| Figura 5. 10. Distribuição de corrente: (a) Antena sem metasuperfície e (b) Antena com metasuperfície. | 61 |
| Figura 5. 11. Comparação do S_{11} para diferentes valores de L1. | 62 |
| Figura 5. 12. Comparação do S_{11} para diferentes valores de L2. | 62 |
| Figura 5. 13. Fotos de: (a) Antena e metasuperfície e (b) medição VNA. | 63 |
| Figura 5. 14. Resultados simulados e medidos para metasuperfície em 60° | 63 |
| Figura 5. 15. Ganho simulado e medido para faixa de 5,1 GHz a 7,2 GHz. | 64 |
| Figura 5. 16. Ganho simulado e medido para faixa de 5,1 GHz a 7,2 GHz. | 65 |
| Figura 5.17. Diagrama de radiação Co- e Cross-polarização: (a) zx-plano e (b) yz-plano (---) 6.5 GHz e (—) 5.5 GHz. | 65 |

Lista de Tabelas

| | |
|--|----|
| Tabela 5.1. Comparação de artigos recentes publicados com aprimoramento da largura de banda de antenas de microfita..... | 54 |
|--|----|

Lista de símbolos

| | |
|-------------------------|--|
| CW | Sentido horário |
| CWW | Sentido anti-horário |
| DNG | Materiais duplo negativos |
| DR | Ressorador dielétrico |
| EBG | <i>Band gap</i> eletromagnético |
| ϵ | Permissividade elétrica |
| ϵ_0 | Permissividade elétrica no espaço livre |
| ϵ_{eff} | Permissividade elétrica efetiva |
| ϵ_r | Permissividade elétrica relativa |
| FR-4 | Substrato de fibra de vidro |
| FSS | Superfícies seletivas em frequência |
| LB | Largura de banda |
| LFEN | Largura de feixe entre nulos |
| LFMP | Largura de feixe de meia potência |
| LHCP | Polarização circular da mão esquerda |
| LHM | Materiais <i>left-handed</i> |
| MIMO | Múltiplas entradas e múltiplas saídas |
| MS | Metasuperfície |
| NIM | Materiais de índice negativo |
| PBG | <i>Band gap</i> fotônico |
| PTMP | Ponto multi ponto |
| RHCP | Polarização circular da mão direita |
| R_L | Resistência de carga |
| R_r | Resistência de radiação |
| TE | Modo transversal elétrico |
| TM | Modo transversal magnético |
| V | Velocidade da onda no meio |
| V_g | Velocidade de grupo |
| V_p | Velocidade de fase |
| X_a | Reatância |
| Z_c | Impedância de carga |
| μ | Permeabilidade magnética |
| μ_0 | Permeabilidade magnética no espaço livre |
| μ_{eff} | Permeabilidade magnética |
| μ_r | Permeabilidade magnética relativa |

Capítulo 1

Introdução

1.1. Introdução

O crescente desenvolvimento da tecnologia da informação e comunicações sem fio tornou possível o desenvolvimento de diversas aplicações. Sistemas de comunicação pessoal, televisão digital, redes de computadores, etc., hoje fazem parte do nosso cotidiano. Diversos sistemas utilizam dispositivos móveis ou portáteis e necessitam de comunicação sem fio. O aumento no uso e oferta desses dispositivos se deve aos avanços da indústria da eletrônica associado com os avanços das telecomunicações. Esses avanços melhoraram o desempenho e a funcionalidade desses dispositivos, ao mesmo tempo em que permitiram a redução de tamanho e custo dos mesmos.

Devido essa tendência de crescimento das comunicações sem fio é necessário realizar avanços tecnológicos em diversos dispositivos, dentre eles as antenas, para que sejam capaz de suprir essa crescente demanda. É nesse contexto que surgem as antenas de microfita, como solução mais viável.

As antenas de microfita estão sendo amplamente utilizadas em comunicações sem fio devido ao seu baixo perfil, peso e custo de fabricação [1], [2]. Além disso, essas antenas podem ser facilmente integradas em circuitos eletrônicos. Apesar dessas vantagens interessantes, este tipo de antena apresenta algumas desvantagens, como largura de banda estreita, baixa eficiência, baixa potência de operação, entre outras. Dependendo da aplicação, a largura de banda pode ser um impedimento para usar este tipo de antena.

A largura de banda fracionada de uma antena de microfita geralmente varia de 1 a 5% [1]. Isso contrasta com larguras de banda fracionárias de 15 a 50% de outras antenas, como dipolos, antenas de *slot* e antenas de guia de onda do tipo corneta [3], [4]. Para superar essa limitação, algumas técnicas construtivas podem ser empregadas.

A largura de banda da antena de microfita pode ser aumentada através do uso de ressonadores dielétricos (DRs), feitos com materiais de baixa perda e com alta permissividade [5]. A técnica de aumento das perdas não é recomendada quando a potência é limitada, como é o caso de equipamentos de comunicação portáteis ou móveis, pois isso pode reduzir sua eficiência de radiação.

Outra alternativa é aumentar a espessura do substrato ou o uso de estruturas multicamadas [6]. Porém, em muitas aplicações, como telefones celulares, o espaço disponível para acomodação da antena é limitado, o que restringe o volume ocupado pela antena.

Outra abordagem envolve o acoplamento de estruturas de *gap* eletromagnético (EBG, *Eletrromagnetic band gap*) ao *patch* de antenas de microfita [7]. Nos últimos anos, as antenas *patch* foram incorporadas com estruturas EBG para melhorar o desempenho da antena na supressão de ondas de superfície, além do uso como plano de terra [8], [9].

Como alternativa a algumas limitações dos métodos citados, pode-se destacar o uso de metasuperfícies. Metasuperfície (MS) é uma versão bidimensional do metamaterial [10]. As MS são tipicamente um arranjo de pequenos dispersores dispostos periodicamente em um padrão bidimensional, a fim de se obter algum comportamento eletromagnético desejável. A propriedade desejada é geralmente aquela que normalmente não é encontrada na natureza (índice de refração negativo, permissividade e permeabilidade ambas negativas). Para muitas aplicações, as metasuperfícies podem ser usadas no lugar dos metamateriais. As metasuperfícies têm a vantagem de ocupar menos espaço físico do que as estruturas tridimensionais dos metamateriais; conseqüentemente, as MS oferecem a possibilidade de estruturas com menos perdas.

Desta forma, por possuírem a estrutura com baixo perfil podem ser combinadas com antenas de microfita para melhorias de desempenho ou alteração de alguma figura de mérito mantendo a estrutura ainda compacta [11], [12].

1.2. Objetivo

Este trabalho propõe uma antena microfita acoplada a uma metasuperfície capaz de operar nas bandas Wi-Fi 5 (5,15 - 5,725 GHz) e 6 (5,925 - 7,125 GHz). Para tornar a antena mais compacta o *patch* e a metasuperfície são colocados em contato direto, eliminando assim o espaço de ar entre eles. O objetivo é projetar uma antena que opere de 5,1 GHz a 7,2 GHz com

ganho superior a antenas dipolo em toda a banda. A estrutura proposta é fácil de construir, barata e compacta em comparação com a maioria das configurações anteriores [6], [12] e tem uma largura de banda maior em comparação com [13], [15]. Os resultados dos estudos mostram que as características da metasuperfície e o padrão de célula unitária alteram a impedância da antena, resultando na sobreposição de modos ressonantes de ordem superior, que permitem uma largura de banda fracionada medida de 45,4% (5,1 - 8,0 GHz).

1.3. Trabalhos anteriores

Em [12] é proposto uma antena de banda larga, acoplada a uma metasuperfície de dupla camada. A metasuperfície consiste em duas camadas metálicas impressas em duas camadas dielétricas, nas quais cada camada metálica contém um conjunto de células quadradas dispostas em um *layout* 4×4 . A alimentação da antena é do tipo por acoplamento. O projeto faz com que a antena funcione em dois modos de operação diferentes, com frequências ressonantes próximas uma da outra, aumentando a largura de banda. A largura de banda de impedância de -10 dB é de cerca de 43% (4,08 a 6,38 GHz) e com um ganho máximo de 11,6 dBi. O tamanho total da antena é de aproximadamente 22,4 cm³.

Em [16] uma antena patch em combinação com uma metasuperfície fractal foi projetada com o intuito de aumento de largura de banda. O *patch* da antena é do tipo circular com inserção de quatro *slots* retangulares e seis anéis duplos sobre um substrato de FR4 com 1,6 mm de espessura. O ganho da antena é de cerca de 3,6 dB e de 90% de eficiência com tamanho de 2,56 cm³. A largura de banda final foi de 62% (2,3 – 4,0 GHz).

Em [13] os autores propuseram uma metasuperfície híbrida para formar um arranjo de antenas de banda larga. A antena consiste em uma matriz 4x4 de *patches* quadrados e metálicos alimentados por uma linha de 50Ω através de um *slot* de acoplamento em forma de “H” no plano de terra. O tamanho total do arranjo é de 95x95 mm² com substrato de F4BTM ($\epsilon_r = 3.38$) com 4,08 mm de espessura. A medição mostra a largura de banda da impedância de 28% (4,41–5,85 GHz) e o ganho máximo foi de 8,4 dBi.

Em [14] foi proposto uma antena de microfita de baixo perfil acoplada a uma metasuperfície como o plano de terra. A metasuperfície é periódica com células unitárias em formato de diamante. A antena possui o tamanho total de 55 x 55 mm² e 0.5 mm de espessura.

A antena possui uma largura de banda de impedância de 1,83%, eficiência de radiação de 83% e ganho máximo de 4,6 dBi.

Em [15] antena com potencial de aplicação em comunicações via satélite foi projetada acoplando uma metasuperfície a uma antena de microfita. A metasuperfície consiste basicamente de quatro células unitárias com *slots* em formato de quadrados dispostas em um *layout* 2x2. A largura de banda foi de 39,25% (4,28 - 6,37 GHz) e ganho de 6,8 dBi. O tamanho total da antena é de 36x36 mm² sobre um substrato de FR4 com 3,5 mm de espessura.

Neste trabalho, propomos o uso de uma metasuperfície circular acoplada a uma antena patch para aumentar a largura de banda. O volume final da antena foi de aproximadamente 3,82 cm³. Giramos a metasuperfície em relação à antena, para obter a maior largura de banda possível. A antena pode ser usada para aplicações em Wi-Fi 5 e 6. A largura de banda fracionária final foi de 45,4% e o ganho máximo de 3,8 dBi. A largura de banda fracionada é obtida para o nível - 10 dB do parâmetro S11. Os desempenhos dos trabalhos citados nesta seção são comparados na Tabela 1. Os resultados são comparados em termos de largura de banda, ganho e dimensões da antena.

Tabela 1. Comparação de artigos recentes publicados com o aprimoramento da largura de banda de antenas de microfita

| Referencia | Banda fracional | Volume (cm ³) | Ganho máximo (dBi) |
|---------------|-----------------|---------------------------|--------------------|
| [6] | 54 % | 5,04 | 7,2 |
| [12] | 43 % | 22,4 | 11,6 |
| [16] | 62 % | 2,6 | 3,6 |
| [13] | 28 % | 36,8 | 8,4 |
| [14] | 1.8 % | 1,51 | 4,6 |
| [15] | 39 % | 4,53 | 6,8 |
| Este trabalho | 45,4 % | 3,82 | 3,8 |

1.4. Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em 6 capítulos. Inicialmente o Capítulo 2 faz referência à teoria de antenas, em especial às de microfita, apresentando sua estrutura padrão e algumas de suas características fundamentais. Descreve, também, os métodos de alimentação mais usados por essas antenas. Destaca, ainda, a ampla gama de aplicações para essas estruturas.

No capítulo 3 é realizada uma abordagem sobre as metasuperfícies, destacando seu conceito e seu uso nas telecomunicações. Também é realizado uma comparação entre as metasuperfícies e as demais estruturas periódicas, como as superfícies seletivas em frequência e EBG/PBG. Por fim é feita uma análise matemática das principais propriedades das metasuperfícies.

No capítulo 4 é feita uma revisão bibliográfica dos principais e mais usuais métodos para se alterar/melhorar figuras de mérito de antenas de microfita, dentre elas: polarização de linear para circular, aumento de largura de banda e redução de radiação espúria.

No capítulo 5 é apresentado o projeto de ampliação de largura de banda de uma antena de microfita pelo método de sobreposição de multi-bandas realizando o acoplamento de uma metasuperfície sobre o topo da mesma. São apresentados resultados medidos e simulados para fins de comprovação da eficácia do projeto.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões e propostas de continuidade deste trabalho.

Capítulo 2

Teoria de antenas

2.1. Introdução

Antenas são estruturas geralmente metálicas usadas para a radiação ou recepção de ondas de rádio, sendo assim, a estrutura intermediária entre o espaço livre e o guia de ondas [17], como mostrado na figura 2.1. O guia de ondas, ou linha de transmissão, pode ter a forma de um cabo coaxial ou um tubo oco (guia de onda), sendo usado para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor. No primeiro caso, temos uma antena transmissora, e, no segundo uma antena receptora.

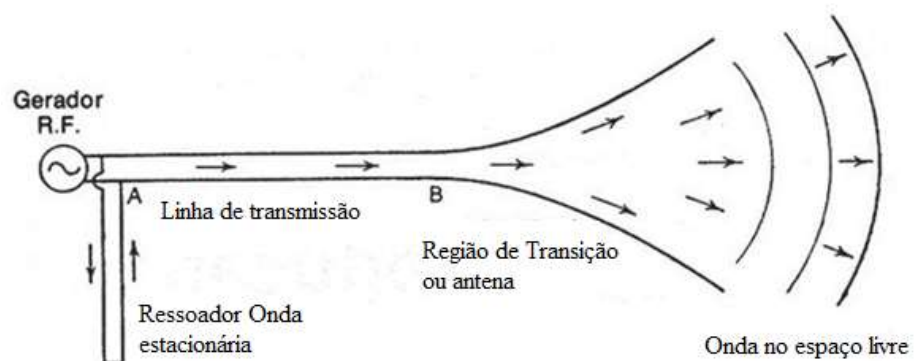


Figura 2. 1. Antena como dispositivo de transição. Fonte: [17].

Na figura 2.2 é mostrado um circuito equivalente de Thevenin em linha de transmissão para o sistema da antena mostrado na figura 2.1. Nesse circuito equivalente a fonte é representada por um gerador ideal, a linha de transmissão é representada por uma linha de impedância Z_c e a antena é representada por uma carga Z_A [$Z_A = (R_L + R_r) + jX_A$] conectada a linha de transmissão. A resistência de perda R_L é usada para representar as perdas de condução e dielétrica associadas à estrutura da antena, enquanto R_r , referida como resistência de radiação, é usada para representar a radiação da antena. A reatância X_A é usada para representar a parte imaginária da impedância associada à radiação pela antena.

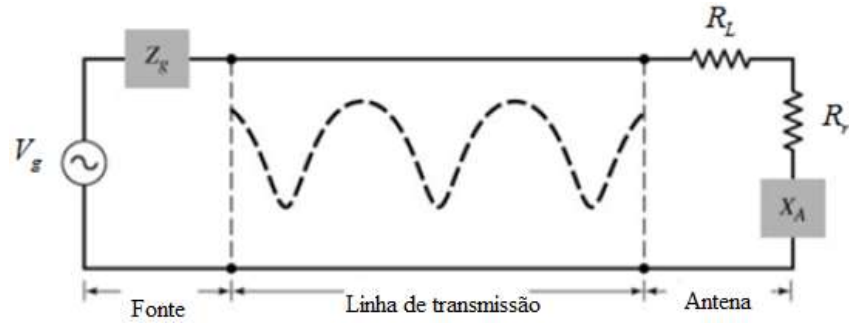


Figura 2. 2. Circuito equivalente de Thevenin em linha de transmissão de uma antena no modo de transmissão. Fonte: [17].

Além de receber ou transmitir energia, uma antena deve também ser capaz de atuar como um dispositivo direcional, ou seja, otimizando ou reforçando a energia de radiação em determinadas direções e suprimindo em outras.

Logo, as antenas devem assumir diferentes tamanhos e formas para atender a essa particularidade. Os principais tipos de antenas são: antenas filamentosas (dipolo e hélice) ilustradas na Figura 2.3, antenas de abertura (corneta piramidal, corneta cônica e guia de onda retangular), ilustradas na Figura 2.4, e antenas de microfita, ilustradas na Figura 2.5.

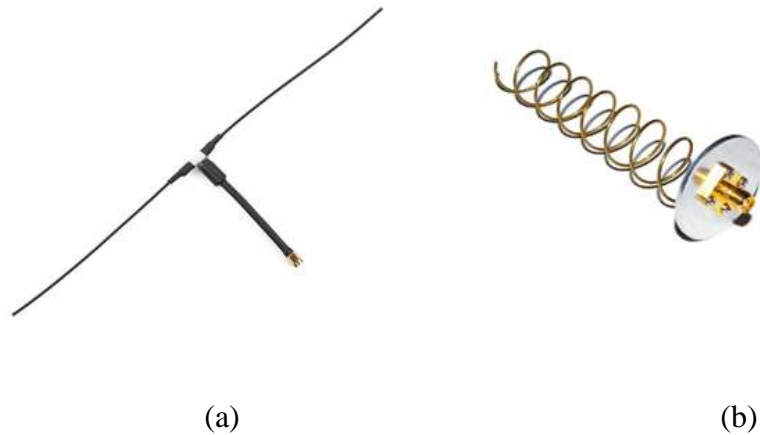


Figura 2. 3. Configurações de Antenas Filamentosas: (a) Dipolo e (b) Hélice. Fonte: Adaptado de [17]

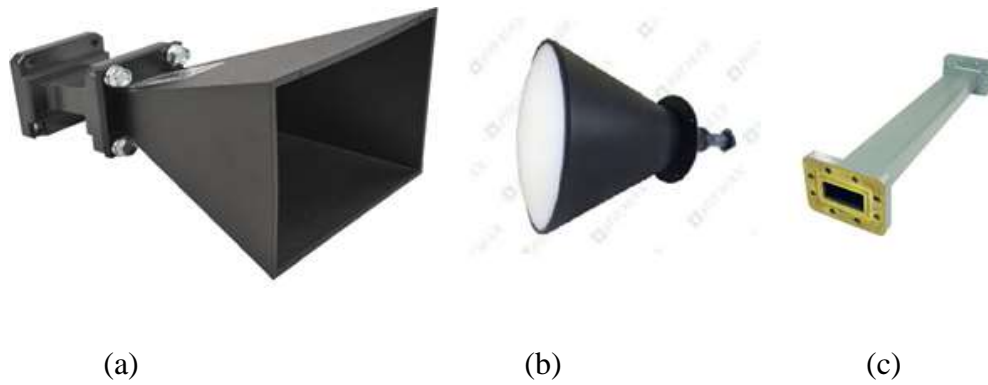


Figura 2. 4. Configurações de Antenas de Abertura: (a) Corneta Piramidal; (b) Corneta Cônica e (c) Guia de Onda Retangular. Fonte: Adaptado de [17].



Figura 2. 5. Antena de Microfita com Patch Retangular. Fonte: (Autor 2020).

Diversas aplicações exigem características de radiação que não podem ser obtidas com um único elemento. No entanto, é possível que vários elementos radiantes agrupados em um arranjo geométrico apresentem as desejadas características de radiação. A configuração do conjunto pode ser tal que as radiações dos elementos se somem e maximizem a radiação total em uma direção particular, minimizem a radiação em outras direções, ou como for necessário. Na Figura 2.6 é mostrado alguns exemplos de arranjos de antenas.

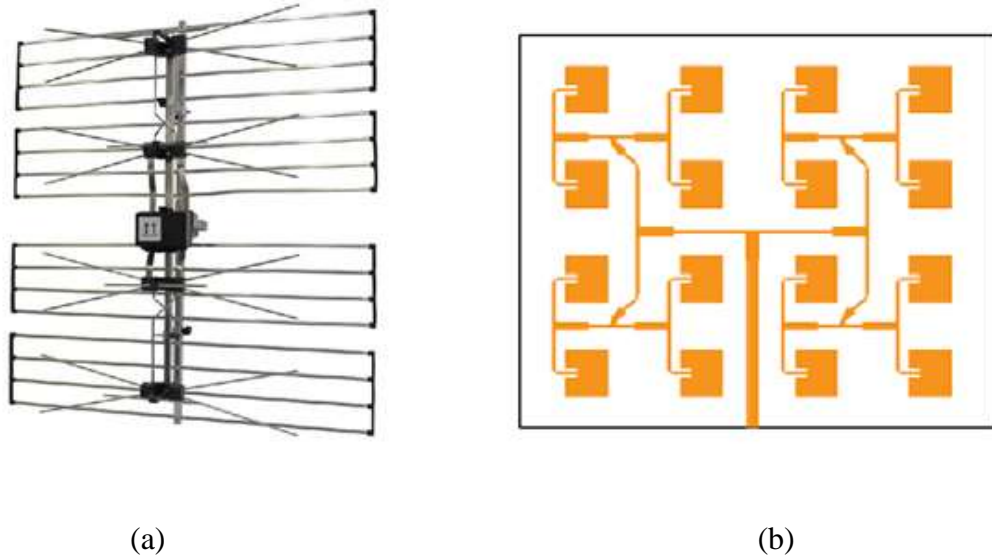


Figura 2. 6. Exemplos de arranjos de antenas: (a) arranjo de antenas dipolo e (b) arranjo de antenas de microfita. Fonte: Adaptado de [17].

Uma antena ideal é aquela que radia, em uma direção ou direções desejadas, toda a potência a ela fornecida pelo transmissor [17]. Na prática, entretanto, esse desempenho ideal não pode ser obtido, mas um desempenho próximo desse pode ser alcançado. Existem diversos tipos de antenas, e cada um tem uma forma diferente de modo a atingir as desejadas características de radiação para a aplicação pretendida.

2.2.Parâmetros fundamentais

A definição de diversos parâmetros de uma antena é necessária para caracterizar seu desempenho. Desta forma, essa seção tratará de definir esses parâmetros.

2.2.1. Diagrama de radiação

O diagrama de radiação de uma antena é definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de radiação da antena em função das coordenadas espaciais. As propriedades de radiação incluem densidade de fluxo de potência, intensidade de radiação, intensidade de campo, diretividade, fase ou polarização.

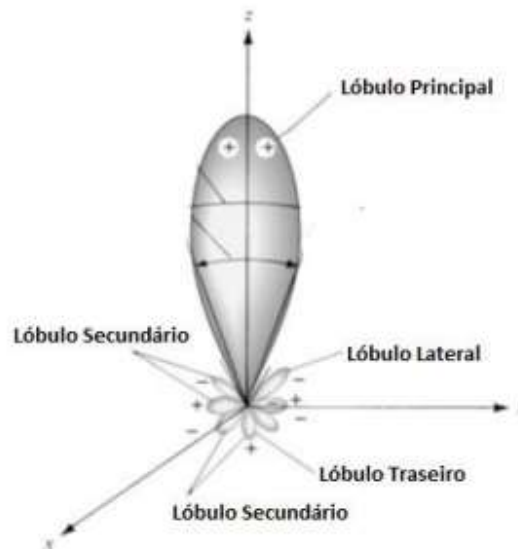


Figura 2. 7. Diagrama de Radiação. Fonte: [17].

Diversas partes ou porções de um diagrama de radiação são referidos como lóbulos, podendo eles ser primário, secundário, lateral e posterior, como demonstrado na figura 2.7.

Um lóbulo primário ou principal consiste no lóbulo de radiação que contém a direção de máximo ganho da antena. Um lóbulo lateral é um lóbulo de radiação em qualquer direção que não seja a do lóbulo desejado e por fim um lóbulo posterior é um lóbulo de radiação cujo eixo faz ângulo de aproximadamente 180° com o feixe da antena. Normalmente, para a máxima eficiência de uma antena os lóbulos que não os principais representam radiação indesejada, desta forma devem ser evitados.

2.2.2. Largura de feixe

Associado ao diagrama de radiação de uma antena há um parâmetro designado como largura de feixe. A largura de feixe é a separação angular entre dois pontos idênticos e em lados opostos do máximo do diagrama. Em um diagrama de antena, há inúmeras larguras de feixe. As mais utilizadas são a Largura de Feixe de Meia Potência (LFMP) que é o ângulo entre as duas direções nas quais a intensidade de radiação é a metade do valor máximo e a Largura de Feixe entre nulos (LFEN) que é a separação angular entre os primeiros nulos do diagrama, como mostrado na Figura 2.8.

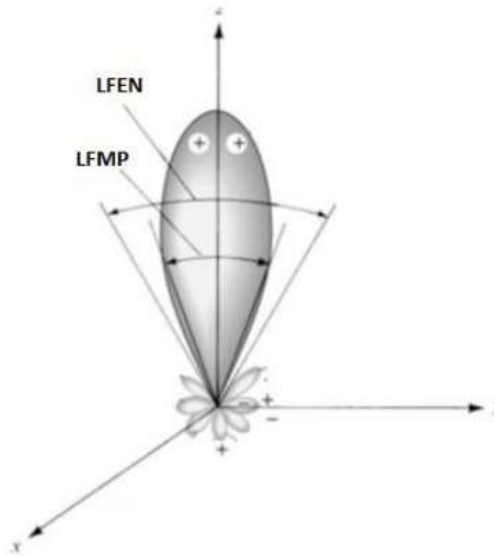


Figura 2. 8. Larguras de Feixe mostradas em um diagrama de radiação. Fonte: [17].

A largura de feixe de uma antena é uma importante figura de mérito e é, muitas vezes, permutada com o nível de lóbulos laterais; isto é, à medida que a largura de feixe diminui, o nível de lóbulos laterais aumenta, e vice-versa. Além disso, a largura de feixe da antena também é usada para descrever as capacidades de resolução da antena, ou seja, distinguir entre duas fontes radiantes ou dois alvos de radar adjacentes. O critério de resolução mais comum especifica que a capacidade de resolução de uma antena para distinguir entre duas fontes é iguala a metade da largura de feixe entre nulos [17].

2.2.3. Diretividade

A diretividade é definida como sendo a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção da antena e a intensidade de radiação média sobre todas as direções [17]. A diretividade é uma medida das propriedades direcionais de uma antena comparada as características de uma antena isotrópica. Sendo a antena isotrópica a base para o cálculo da diretividade, ela possui a distribuição de energia no espaço mais uniforme possível, levando assim a uma diretividade unitária. Desta forma, a antena pode irradiar mais fortemente em algumas direções do que em outras.

A diretividade máxima de radiação é dada pela equação 2.1, quando a direção não for especificada:

$$D_{m\acute{a}x} = D_0 = \frac{U_{m\acute{a}x}}{U_0} = \frac{4\pi U_{m\acute{a}x}}{P_{rad}} \quad (2.1)$$

Em que:

D = Diretividade

D_0 = Diretividade maxima

$U_{m\acute{a}x}$ = Intensidade de radiaao

P_{rad} = Potencia total irradiada

U_0 = Intensidade de radiaao de uma fonte isotropica

Para uma antena com componentes ortogonais de polarizaao, definimos a diretividade parcial de uma antena para uma dada polarizaao e em uma dada direao como “a parcela da intensidade de radiaao correspondente a uma dada polarizaao dividida pela intensidade de radiaao media”. Com essa definiao para diretividade parcial podemos dizer que, em uma dada direao, “a diretividade total  a soma das diretividade parciais associadas a quaisquer duas polarizaoes ortogonais” No sistema de coordenadas esfericas, a diretividade total maxima D_0 devido as componentes θ e ϕ da antena pode ser definido como:

$$D_0 = D_\theta + D_\phi \quad (2.2)$$

Enquanto as diretividade parciais D_θ e D_ϕ sao expressas como:

$$D_\theta = \frac{4\pi U_\theta}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2.3)$$

$$D_\phi = \frac{4\pi U_\phi}{(P_{rad})_\theta + (P_{rad})_\phi} \quad (2.4)$$

U_θ = Intensidade de radiaao, em uma dada direao, contida na componente θ de campo.

U_ϕ = Intensidade de radiaao, em uma dada direao, contida na componente ϕ de campo.

$(P_{rad})_\theta$ = Potencia radiada em todas as direoes, contida na componente θ de campo.

$(P_{rad})_\phi$ = Potencia total irradiada em todas as direoes, contida na componente ϕ de campo.

2.2.4. Eficiência

A eficiência total de uma antena leva em consideração as perdas nos terminais de entrada e no interior da estrutura da antena. Podendo ser causadas por reflexões causadas por descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena ou por perdas I^2R (em condutores dielétricos). A eficiência total é dada por:

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.5)$$

Em que:

e_0 = eficiência total

e_r = eficiência de reflexão

e_c = eficiência condutiva

e_d = eficiência dielétrica

2.2.5. Ganho

Uma das figuras de mérito mais importantes é o ganho. Embora o ganho de uma antena seja aproximadamente relacionado à diretividade, esta é uma medida que leva em consideração tanto a eficiência como as propriedades direcionais da antena.

Conceitualmente ganho de uma antena (em uma dada direção) é definido como a razão entre a intensidade de radiação, em uma dada direção, e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente [17]. A intensidade de radiação correspondente à potência radiada isotropicamente é igual à potência aceita pela antena dividida por 4π . O ganho é dado por:

$$Ganho = 4\pi \frac{\text{intensidade de radiação}}{\text{potência total de entrada}} = 4\pi \frac{U(\theta, \vartheta)}{P_{in}} \quad (2.6)$$

O ganho relativo é a razão entre o ganho de potência em uma dada direção e o ganho de potência de uma antena de referência em sua direção de referência. A antena de referência geralmente é um dipolo, corneta ou qualquer antena cujo ganho possa ser calculado ou seja conhecido. Na maioria dos casos a antena de referência é uma fonte isotrópica sem perdas.

$$G = \frac{4\pi U(\theta, \vartheta)}{P_{in} \text{ (fonte isotr\u00f3pica)}} \quad (2.7)$$

Quando a dire\u00e7\u00e3o n\u00e3o \u00e9 especificada, o ganho de pot\u00eancia \u00e9 em geral calculado na dire\u00e7\u00e3o de m\u00e1xima radia\u00e7\u00e3o.

2.2.6. Largura de banda

A largura de banda de uma antena \u00e9 o intervalo de frequ\u00eancia a qual a antena deve funcionar satisfatoriamente, dentro das normas t\u00e9cnicas vigentes e suas aplica\u00e7\u00f5es [17]. A largura de banda pode ser considerada a faixa de frequ\u00eancia, nos dois lados de uma frequ\u00eancia central, na qual as caracter\u00edsticas da antena (imped\u00e2ncia de entrada, diagrama de radia\u00e7\u00e3o, largura de feixe, polariza\u00e7\u00e3o, ganho, diretividade e efici\u00eancia) tenham valores aceit\u00e1veis, como demonstrado na figura 2.9, onde o valor de refer\u00eancia \u00e9 de -3 dB.

No caso de antenas de banda larga a largura de banda (LB) \u00e9 usualmente expressa como a raz\u00e3o entre as frequ\u00eancias superior e inferior da faixa aceit\u00e1vel de opera\u00e7\u00e3o. Por exemplo, uma largura de banda de 10:1 indica que a frequ\u00eancia superior \u00e9 10 vezes maior que a inferior. Para antenas com largura de banda estreita, a largura de banda \u00e9 expressa como a raz\u00e3o entre a diferen\u00e7a de frequ\u00eancias (superior menos a inferior) e a frequ\u00eancia central. Por exemplo, uma largura de banda de 5% indica que a diferen\u00e7a das frequ\u00eancias de opera\u00e7\u00e3o aceit\u00e1vel \u00e9 de 5% da frequ\u00eancia central da banda.

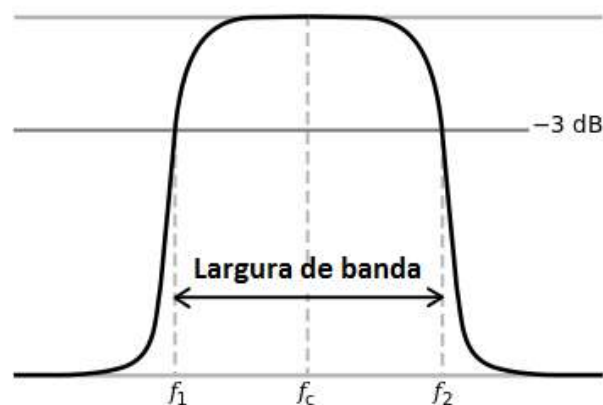


Figura 2. 9. Largura de banda de refer\u00eancia. Fonte: Autor (2020).

2.2.7. Polarização

A polarização é tomada em função da posição do campo elétrico em relação a um ponto de referência. A polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica.

$$\varepsilon(z; t) = \hat{a}_x \varepsilon_x(z; t) + \hat{a}_y \varepsilon_y(z; t) \quad (2.8)$$

De acordo com (2.8), as correspondentes instantâneas se relacionam com suas correspondentes complexas por:

$$\varepsilon_x(z; t) = E_{x0} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (2.9)$$

$$\varepsilon_y(z; t) = E_{y0} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (2.10)$$

Uma onda harmônica no tempo tem polarização linear se em qualquer ponto do espaço o vetor campo elétrico ou magnético é orientado ao longo da mesma linha reta em um dado instante [17]. Para que uma onda possua polarização linear, a diferença de fase temporal entre as duas componentes deve ser:

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (2.11)$$

Uma onda harmônica no tempo tem polarização circular, se o vetor campo elétrico ou magnético em qualquer ponto do espaço traçar um círculo em função do tempo [17]. O campo elétrico pode traçar a curva no sentido horário (CW – *clock wise*) ou no sentido anti-horário (CWW – *conter clock wise*), a rotação no sentido horário é chamada de polarização à direita e no sentido anti-horário à esquerda. A polarização circular pode ser obtida somente quando as magnitudes de suas componentes são iguais e a diferença de fase temporal entre elas é um múltiplo ímpar de $\frac{\pi}{2}$.

$$|\varepsilon_x| = |\varepsilon_y| \rightarrow \varepsilon_{x0} = \varepsilon_{y0}$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x =$$

$$= \begin{cases} + \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2 \dots \text{ para } cw \\ - \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2 \dots \text{ para } ccw \end{cases} \quad (2.12)$$

Uma onda harmônica no tempo tem polarização elíptica, se a extremidade do vetor de campo elétrico ou magnético traçar uma elipse no espaço, em função do tempo. Podendo ser polarizada a direita ou a esquerda. A polarização elíptica somente pode ser obtida quando a diferença de fase temporal entre as duas componentes é um múltiplo ímpar de $\frac{\pi}{2}$ e suas magnitudes são iguais, ou quando a diferença de fase temporal entre as duas componentes não é um múltiplo e de $\frac{\pi}{2}$.

$$|\varepsilon_x| \neq |\varepsilon_y| \rightarrow \varepsilon_{xo} \neq \varepsilon_{yo}$$

Quando $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x =$

$$= \begin{cases} + \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2 \dots \text{ para } cw \\ - \left(\frac{1}{2} + 2n\right)\pi, n = 0, 1, 2 \dots \text{ para } ccw \end{cases} \quad (2.13)$$

Ou $\Delta\phi = \phi_y - \phi_x \neq \pm \frac{n}{2}\pi =$

$$= \begin{cases} > 0, & n = 0, 1, 2 \dots \text{ para } cw \\ < 0 & n = 0, 1, 2 \dots \text{ para } ccw \end{cases} \quad (2.14)$$

2.3. Antenas de microfita

A antena de microfita em seu aspecto mais simples é composta por um elemento radiador (*patch*) depositado sobre um substrato dielétrico que, por sua vez, está sobre um plano de terra em sua face inferior [17], como demonstra a Figura 2.10.

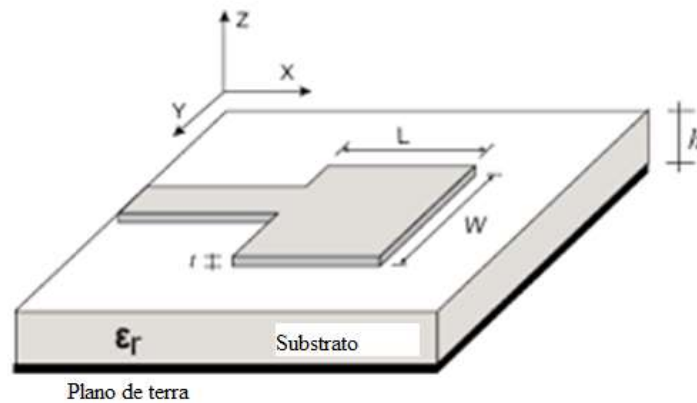


Figura 2. 10. Antena de microfita. Fonte: Adaptado de [17].

O substrato tem papel importante no desempenho da estrutura. Diferentes materiais podem ser usados como substrato no projeto de antenas de microfita. Em geral, a constante dielétrica desses materiais tem valores de $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$. Os substratos mais adequados para antenas de bom desempenho são espessos e têm constante dielétrica de valor baixo, pois permite maior eficiência, maior largura de banda e campos mais desprendidos, facilitando a radiação no espaço [17]. Mas essas propriedades têm o custo de necessitar de elementos com maiores dimensões.

Sendo assim, substratos delgados com altos valores de constante dielétrica são desejáveis para circuitos de micro-ondas, que exigem campos mais confinados, para minimizar radiação e acoplamentos indesejáveis, e elementos de pequenas dimensões; entretanto, devido às maiores perdas esses substratos são menos eficientes e resultam em larguras de banda relativamente menores. Como antenas de microfita são geralmente integradas com outros circuitos de micro-ondas, um equilíbrio deve ser encontrado entre bom desempenho da antena e bom projeto do circuito.

O *patch* é uma lâmina metálica normalmente condutora. Ele é considerado o elemento irradiador das antenas de microfita podendo assumir várias geometrias, tais como: quadrado, retangular, circular, elíptica ou qualquer outra configuração de acordo com as características as quais se desejam, como mostrado na figura 2.11, pois, a forma influencia na distribuição de corrente e, conseqüentemente, no perfil do campo da superfície da antena.

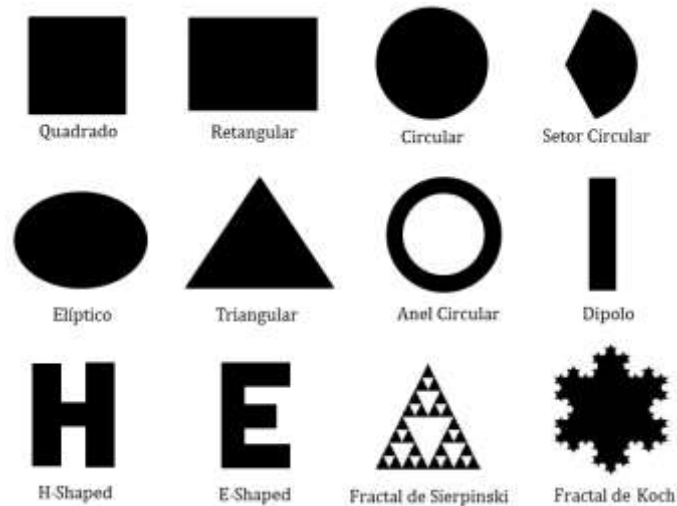


Figura 2. 11. Diferentes modelos que o *patch* pode assumir. Fonte: [17]

O plano de terra é composto por uma camada metálica, localizada na face inferior do substrato da antena (lado contrário ao *patch*). Ele tem uma função refletora, evitando a formação de lóbulo traseiro, além disso, serve como um sistema de aterramento. O plano de terra é muitas vezes definido teoricamente como infinito, para facilidade de cálculo. Na prática, usa-se um plano um pouco maior do que os limites do substrato para simular essa característica. Modificações nesse elemento têm dado bons resultados. O plano de terra truncado é uma técnica capaz de aumentar a largura de banda das antenas [18]. Contudo, ao fazer isso, ele insere mais discontinuidades na microfita, acarretando o aumento das ondas superficiais.

2.3.1. Alimentação por linha de microfita

Alimentação por linha de microfita é o método mais simples para alimentar uma antena planar. O método consiste em conectar uma linha de microfita à extremidade do elemento irradiador, com ambos os elementos localizados no mesmo substrato, conforme mostrado na Figura 2.12.

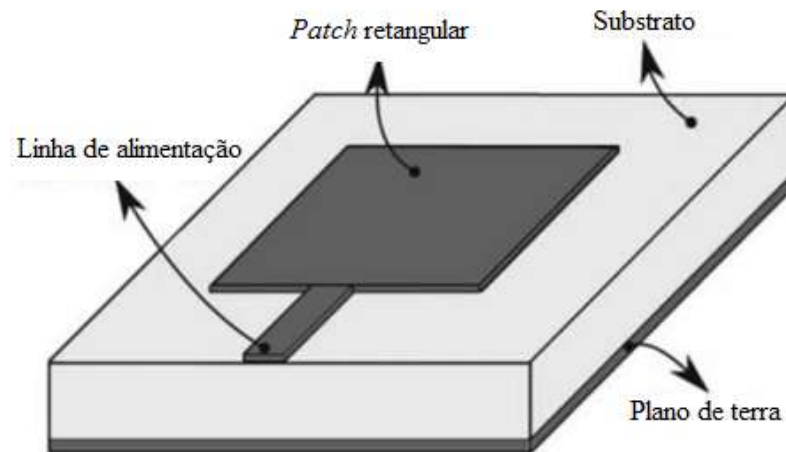


Figura 2. 12. Alimentação por linha de microfita. Fonte: Adaptado de [17].

Essa linha de alimentação é de fácil fabricação e de modelagem bastante simples. Frente à necessidade de antenas com dimensões reduzidas, a utilização dessa técnica de alimentação pode ser prejudicada, pois a superfície da antena aumenta devido às dimensões da linha de alimentação. Devido à alta impedância na extremidade do elemento irradiador, alcançar o casamento de impedância não é trivial.

Para tentar reduzir o custo dessa tarefa, variações desse método são utilizadas, tais como a implementação de um circuito “casador” externo com transformador de $\lambda/4$ ou o método com a utilização de “*inset feed*”[19]. Neste último caso, a linha de microfita penetra no elemento irradiador, como mostrado na Figura 2.13, em busca de um ponto de melhor casamento de impedância entre a linha e o elemento irradiador.



Figura 2. 13. Exemplo de antena de microfita com *inset feed* . Fonte: [19]

2.3.2. Alimentação por cabo coaxial

A alimentação por cabo coaxial também é bastante utilizada por ser de fácil fabricação além de poder ser feita em qualquer local do patch. Essa técnica é muito comum em estruturas de microfita [17] e foi utilizada para alimentar a antena proposta nesse trabalho. O condutor interno do cabo coaxial é conectado ao patch da antena, enquanto o condutor externo é conectado ao plano de terra, como mostra a Figura 2.14.

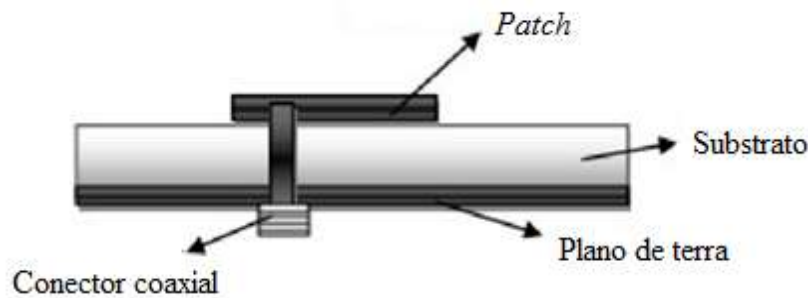


Figura 2. 14. Antena com alimentação via cabo coaxial. Fonte: Adaptado de [17].

2.3.3. Alimentação por acoplamento

Essa forma de acoplamento consiste em dois substratos separados por um plano terra. Na parte inferior do substrato de baixo existe uma linha de microfita, cuja energia é acoplada ao *patch* irradiante através de uma abertura (fenda) no plano de terra que separa os dois substratos.

Essa disposição permite otimização independente do mecanismo de alimentação e do elemento radiante. Tipicamente, o substrato inferior consiste em um material de alta constante dielétrica e o substrato superior de uma espessa camada de material de baixa constante dielétrica. O plano de terra entre os dois substratos também isola a alimentação do elemento radiante, minimizando, assim, a interferência da radiação espúria na formação do diagrama e na pureza de polarização [17]. Esse tipo de alimentação é ilustrado na Figura 2.15.

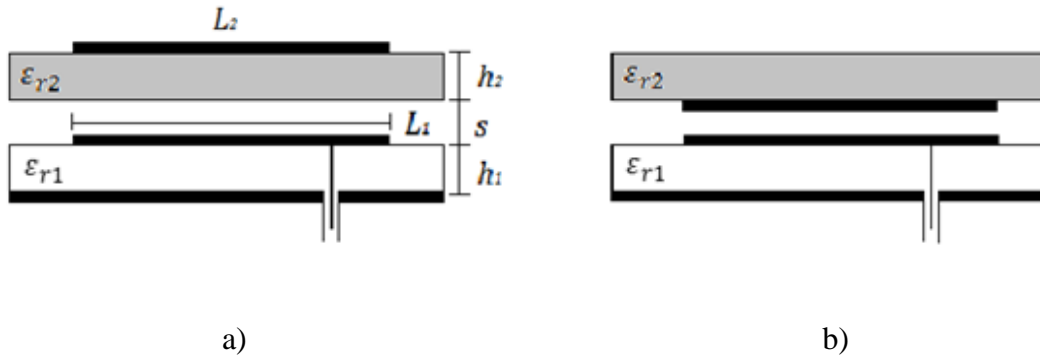


Figura 2. 15. Antenas de microfita com acoplamento eletromagnético em multicamadas: configurações (a) normal e (b) invertida. Fonte: Adaptado de [17].

2.3.4. Acoplamento por proximidade

Esta técnica de alimentação consiste em uma linha de alimentação localizada entre dois substratos, como mostra a Figura 2.16, o patch é colocado sobre o substrato superior, enquanto que o plano de terra é colocado sob o substrato inferior. De todos os métodos de alimentação mencionados, o método de proximidade é o método que permite que a antena possua uma maior largura de banda e baixa perda em relação às alimentações por cabo coaxial e linha de microfita. O casamento de impedância é atingido variando-se a largura da linha de transmissão e espessura dos substratos [19].

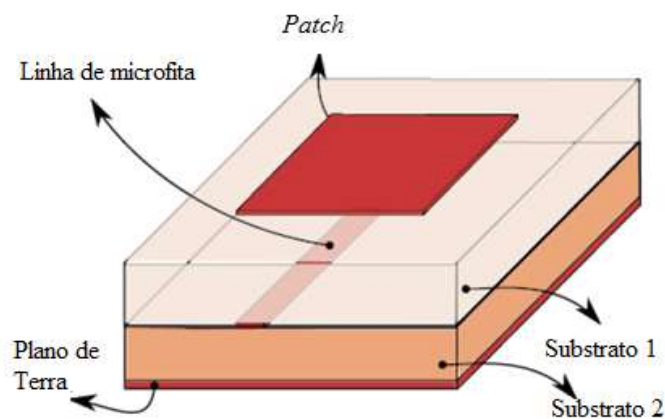


Figura 2. 16. Antena de microfita com alimentação por proximidade. Fonte: [19].

2.4. Aplicações de antenas de microfita

Na década de 50 surgiram as primeiras publicações sobre a antena de microfita, nos Estados Unidos com Deschamps (1953) e na França com Gutton e Baissinot (1955), mas só na

década de 70 foram iniciadas realmente as pesquisas e investigações científicas sobre o tema tendo sido desenvolvidos vários métodos de análises para a concepção das mesmas.

As antenas de microfita são uma das maiores inovações no que diz respeito a teoria e ao desenvolvimento de antenas nos últimos anos. Aplicações de antenas de microfita, são encontradas, em larga escala, nos sistemas modernos de micro-ondas utilizados na atualidade.

As antenas planares de microfita e seus arranjos têm encontrado numerosas aplicações, tais como em radares, filtros, telefonia celular, GPS, equipamentos de rede sem fio e computadores. Grande parte dessas aplicações se deve pela sua simplicidade de fabricação, compatibilidade com circuito planar de rádio frequência, baixo custo e capacidade de radiação unidirecional.

Como exemplo de utilização comercial temos o WOM 5000 MiMo trata-se de uma CPE (*customer provider edge*) desenvolvida e produzida no Brasil pela Intelbras para provedores de internet wireless na faixa de frequência 5 GHz. Sua principal aplicação é como cliente em cenários ponto-multiponto (PTMP), por possuir um arranjo de antena de microfita com MiMo 2x2 de 14 dBi é capaz de realizar enlaces sem fio de até 4 km de distância [20].



Figura 2. 17. WOM 5000 intelbrás. Fonte: [20]

Outra aplicação temos as antenas tipo MIA-GPS-18 desenvolvidas pela empresa Maxtena, cujas antenas são projetadas para aplicações embarcadas, como GPS unidades portáteis, dispositivos móveis e dispositivos de rastreamento [21].

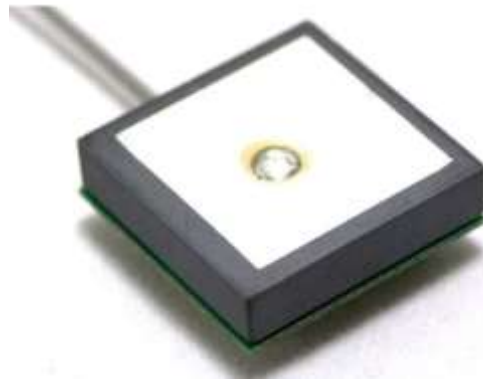


Figura 2. 18. MIA-GPS-18. Fonte: [21].

2.5. Conclusões

Neste capítulo, foi apresentado um conceito inicial sobre antenas, também foram apresentadas definições acerca de parâmetros importantes que são utilizados para caracterizar o desempenho de uma antena. É realizada também uma revisão sobre antenas de microfitas, métodos de alimentação e suas aplicações comerciais.

Capítulo 3

Metasuperfícies

3.1 Introdução

Nos últimos anos, tivemos muitas pesquisas envolvendo metamateriais [22-31]. Metamateriais são materiais sintéticos projetados para alcançar propriedades normalmente não encontradas na natureza. Na próxima sessão nós iremos ver que os termos metamaterial e metasuperfícies não se referem a estruturas periódicas clássicas, como o *bandgap* fotônico (PBG) ou superfícies seletivas de frequência (FSS).

Uma classe particular de metamaterial que está sendo estudado consiste nos chamados materiais duplos negativos (DNG) [22-31] (também conhecidos como materiais de índice negativo (NIM). Tais materiais tem sua permissividade e permeabilidade magnética simultaneamente negativas em uma determinada banda de frequência.

Outra propriedade normalmente não encontrada na natureza que pode ser alcançado com metamateriais é o índice de refração negativo. Materiais com essas propriedades têm uma ampla gama de aplicações em eletromagnetismo em frequências que vão desde micro-ondas à ópticas, incluindo blindagem, materiais de baixa reflexão, novos substratos, antenas, interruptores electrónicos e "Lentes perfeitas"[10].

As atividades modernas de pesquisa de metamateriais foram estimuladas pelo trabalho teórico de Veselago [25], e mais tarde por Pendry [26]. No entanto, muitos pesquisadores no campo hoje não percebem que o conceito de materiais de índice negativo e seu comportamento datam de muito antes. De fato, esses tipos de materiais foram antecipados por teorias que remontam a mais de um século. Alguns autores atribuíram o primeiro estudo a Veselago [25] em 1967, mas Sivukhin [32] em 1957 examinou brevemente suas propriedades. Ambos os autores, assim como Malyuzhinets [24] e Silin [33-36], deram crédito a muitos trabalhos anteriores de L. I. Mandel'shtam [37,38]. Mandel'shtam referiu-se a um artigo de 1904 de Lamb [39], que pode ter sido a primeira pessoa a sugerir a existência de ondas retrógradadas (ondas com

velocidades de fase e de grupo que estão em direções opostas; seus exemplos envolviam sistemas mecânicos em vez de ondas eletromagnéticas).

Os metamateriais são frequentemente projetados organizando um conjunto de pequenos dispersores (por exemplo, anéis e hastes metálicos, ou partículas magneto-dielétricas esféricas) em uma matriz ao longo de uma região do espaço, obtendo assim algum comportamento desejável [22-31]. Este conceito pode ser estendido colocando pequenos dispersores em um padrão bidimensional em uma superfície ou interface, como mostrado na Figura 3.1.

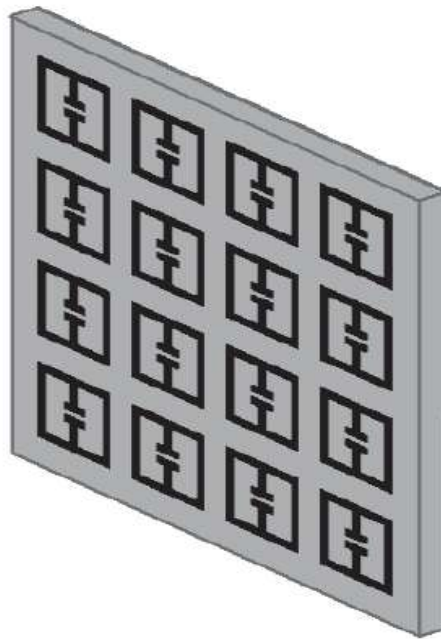


Figura 3. 1. Exemplo de metasuperfície. Fonte: [4]

Esta versão bidimensional de um metamaterial recebeu originalmente o nome *metafilme* [40,41]. É importante notar que os difusores individuais que constituem o *metafilme* não são necessariamente de espessura zero. Além disso podem possuir diferentes formas e dimensões pequenas se em comparação com o comprimento de onda do meio circundante. *Metafilmes* também têm sido referidos na literatura como metasuperfícies ou metamateriais de camada única. Nesse trabalho iremos usar o termo metasuperfície para referenciar tais estruturas.

Para muitas aplicações, as metasuperfícies podem ser usadas no lugar dos metamateriais. As metasuperfícies têm a vantagem de ocupar menos espaço físico do que estruturas tridimensionais dos metamateriais; conseqüentemente, as metasuperfícies formam estruturas com menos perdas. A aplicação de metasuperfícies alcançaram grande popularidade nos últimos anos [42-46]. Além das aplicações mencionadas acima para metamateriais, as

metasuperfícies permitem superfícies “inteligentes” controláveis, ressonadores de cavidades miniaturizadas, novas estruturas de guia de ondas, absorvedores e dispositivos biomédicos.

3.2. Diferença entre metasuperfícies, FSS e PBG/EBG

Algumas informações são necessárias para entender a diferença de uma metasuperfície e um *photonic bandgap* (PBG) ou *electromagnetic bandgap* (EBG) e, por sua vez, diferença entre uma metasuperfície e uma superfície seletiva em frequência convencional (FSS). Para este fim, é importante entender o comportamento eletromagnético de um material compósito em várias faixas de frequência ou em diferentes escalas de comprimento.

Materiais compósitos ou compostos são aqueles que possuem pelo menos dois componentes ou duas fases, com propriedades físicas e químicas nitidamente distintas em sua composição. Separadamente, os constituintes do compósito mantêm suas características, porém, quando misturados, formam um composto com propriedades impossíveis de se obter com apenas um deles. Exemplos simples de compósitos se obtém ao se fazer combinações entre metais, polímeros e cerâmica (metal + polímero, metal + cerâmica e polímero + cerâmica).

As fases de um compósito, ou seja, os materiais que o constituem podem ser identificados por material tipo matriz e material tipo reforço. O material matriz é aquele responsável por conferir a estrutura do compósito, enquanto o material reforço é responsável por realçar alguma de suas propriedades desejadas. Desta forma, a matriz preenche os espaços vazios que se estabelecem entre os materiais reforços, enquanto esse material reforço irá garantir as propriedades químicas e físicas do compósito.

O comportamento de materiais compósitos pode ser classificado em três regiões distintas (ver Figura 3.2), com comportamentos distintos em cada região [10].

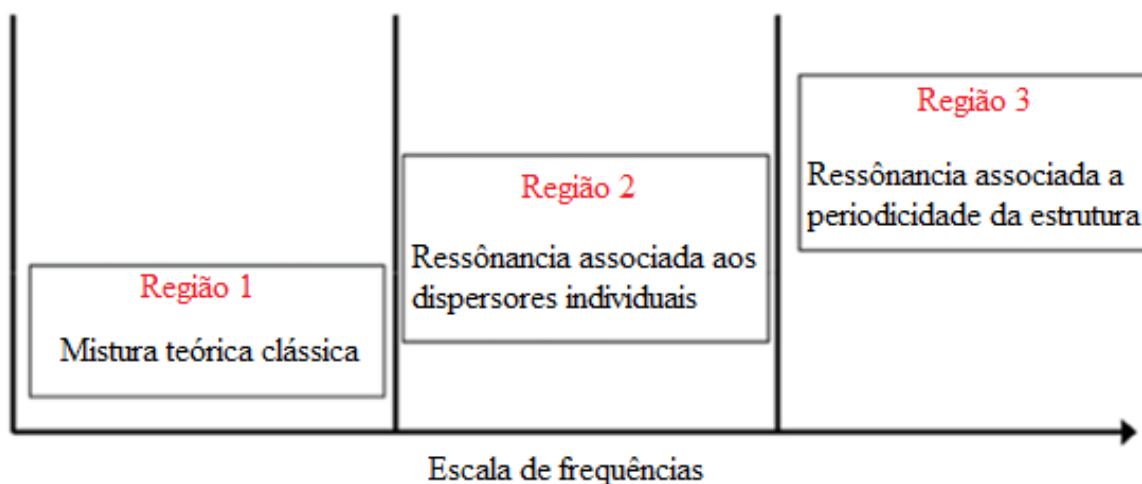


Figura 3. 2. Escala de comportamento dos materiais compostos. Fonte: Adaptado de [10].

A região 1 corresponde à região em que o comprimento de onda é muito maior do que o período da estrutura (isto é, a periodicidade dos dispersores que compõem o composto). Estes dispersores poderiam induzir momentos dipolar, como é o caso dos átomos ou moléculas de materiais clássicos. Desta forma os dispersores são dispostos em alguma forma genérica e colocados numa matriz hospedeira para obter um material composto sintético concebido para alcançar algum comportamento específico. Nesta região, várias formas de misturas clássicas são realizadas para se conseguir propriedades específicas no composto (permissividade (ϵ); permeabilidade (μ), etc.).

Quando o comprimento de onda se torna comparável a ou menor do que o período da estrutura, os campos não "veem" o composto. Isto corresponde a região 3 na Figura 3.2. A estas frequências, um comportamento de campo mais complicado existe, e técnicas mais elaboradas para a análise da interação do campo EM com a estrutura periódica do composto deve ser usada. A abordagem analítica clássica para isso é a expansão Floquet-Bloch [40,41], em que os campos são expandidos para uma soma infinita de ondas planas que se propagam em várias direções.

À medida que o comprimento de onda se aproxima do período, modos de ordem superior Floquet-Bloch passam a ser considerados. Estes modos de ordem superior interferem com a propagação da onda fundamental através do composto.

Esses modos de ordem mais alta interferem na propagação da onda fundamental através do composto, e chamamos o composto de *bandgap* fotônico ou material de *bandgap* eletromagnético nessa faixa de frequência. Em certas frequências, as bandas *bandgap* fotônico

e *bandgap* eletromagnético bloqueiam a propagação das ondas EM através do material. As bandas de frequência em que isso ocorre são chamadas de bandas de rejeição. Em outras frequências, a estrutura periódica permite que a energia se propague através da estrutura: essas bandas de frequência são chamadas de bandas de passagem. Fenômenos como o espalhamento de Bragg estão associados a essa região de frequência e são a base de muitas aplicações práticas [47].

A região 2 na Figura 3.2 corresponde a uma região em que o período da estrutura é ainda pequeno em comparação com um comprimento de onda, mas os espalhadores individuais são concebidos de tal maneira (quer através da sua forma ou as suas propriedades constitutivas) que os dispersores em si podem ressoar. Quando isso ocorre, uma nova classe de materiais sintéticos (metasuperfície) é concebida, possibilitando uma ampla gama de comportamentos únicos que normalmente não são encontrados na natureza. Na Região 2, onde os dispersores ressoam (mas não a estrutura, como é o caso na região 3), é onde chamamos o nosso meio de uma metasuperfície.

O método tradicional e mais conveniente de modelar as metasuperfícies é com a teoria do meio efetivo [48,49]. Nessa abordagem, é realizada uma média dos campos elétricos e magnéticos durante um certo período em células que compõe a metasuperfície.

A partir destas médias, determina-se a permissividade e a permeabilidade efetivas (ϵ , portanto, o índice de refração) das metasuperfícies. Deve-se enfatizar que a (também chamada homogeneização) é válida somente quando o comprimento de onda é "suficientemente grande" em comparação com a periodicidade da célula unitária que compõe a metasuperfície.

3.3. Propriedades das metasuperfícies

Os componentes de uma metasuperfície só exibem suas propriedades estruturais para altas frequências, como foi discutido na seção anterior. No caso de frequências baixas, com grandes comprimentos de onda, a estrutura se comporta de modo homogênea e passa a ser descrita pelas propriedades macroscópicas de permissividade, permeabilidade e índice de refração. Por se tratar de uma tecnologia relativamente recente, há provavelmente ainda uma série de propriedades das metasuperfícies para serem descobertas. Dentre as que já foram divulgadas na literatura, as principais são:

- índice de refração negativo;

- propagação de ondas *backward*;
- permissividade e permeabilidade simultaneamente negativos;
- inverso do efeito Doppler;
- inverso da lei de Snell;
- inverso da radiação Cerenkov;
- inverso das condições de contorno relativas às componentes normais dos campos elétrico e magnético na interface entre um meio RH e um meio LH;

A análise dessas propriedades é simplificada devido à grande correlação existente entre elas. Assim, por exemplo, a dupla negatividade dos parâmetros dielétricos da antena (ϵ e μ) define o comportamento LH (*left-handed*) do material e, usando o teorema de Poynting, é possível demonstrar a existência das ondas *backward*. Assim faremos uma breve análise apenas sobre alguns dos tópicos mais relevantes, responsáveis pela formulação teórica desses materiais e por seus resultados tão atrativos.

3.3.1. Propagação de Ondas em meio LH

Para a compreensão da propagação em quaisquer materiais é necessário uso das Equações de Maxwell.

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (3.1a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (3.1b)$$

No espaço livre a velocidade da onda é igual a velocidade da luz (c), dada pela equação:

$$v_o = \frac{1}{\sqrt{\mu_o\epsilon_o}} \quad (3.2)$$

Assim, para uma onda se propagando em um meio dielétrico qualquer, sua velocidade, desprezando os efeitos de anisotropia e não-linearidade, é dada por:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \frac{1}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

O que resulta em uma velocidade inferior à da luz. Outra grandeza relevante é o índice de refração do meio, descrito em função dos parâmetros do dielétrico.

$$n = \frac{c}{v} = \frac{c}{\left(\frac{c}{\sqrt{\mu_r\epsilon_r}}\right)} = \sqrt{\mu_r\epsilon_r} \quad (3.4)$$

Para descrever a propagação de ondas em meios LH, é necessário partir da equação da onda plana, dada por

$$\nabla^2 \vec{\psi} + k^2 \vec{\psi} = 0 \quad (3.5)$$

Em que k é conhecido como número de onda e é determinado por

$$k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} \quad (3.6)$$

Considerando o par de transformadas

$$\frac{\partial}{\partial t} \xrightarrow{\text{freq}} j\omega \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} \xrightarrow{\text{freq}} (j\omega)^2 = -\omega^2 \quad (3.8)$$

Que relaciona as grandezas no domínio do tempo com sua equivalente no domínio da frequência, e usando a equação (3.6), (3.5) pode ser reescrita como:

$$\left(\nabla^2 - \frac{\partial^2}{\partial t^2} \mu\epsilon \right) \psi = 0 \quad (3.9)$$

mas

$$\frac{n^2}{c^2} = \frac{\mu_r\epsilon_r}{\left(\frac{1}{\mu_0\epsilon_0}\right)} = \mu_0\epsilon_0 = (\mu_r\mu_0)(\epsilon_r\epsilon_0) = \mu\epsilon \quad (3.10)$$

Assim, (3.9) se torna

$$\left(\nabla^2 - \frac{n^2}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \psi = 0 \quad (3.11)$$

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

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r} + j\omega t} \quad (3.12)$$

Em que $\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$ e as componentes de \vec{E} são:

$$E_x = A e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} e^{j\omega t} \quad (3.13a)$$

$$E_y = B e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} e^{j\omega t} \quad (3.13b)$$

$$E_z = C e^{-j\vec{k}\cdot\vec{r}} e^{j\omega t} \quad (3.13c)$$

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

$$\begin{aligned} \nabla \times \vec{E} &= \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{bmatrix} \\ &= \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) \hat{x} + \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \hat{y} + \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) \hat{z} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Aplicando, então, o conjunto de equações (3.13) em (3.14)

$$\nabla \times \vec{E} = -j[(k_y E_z - k_z E_y)\hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z)\hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x)\hat{z}] \quad (3.15)$$

Por outro lado,

$$\vec{k} \times \vec{E} = \begin{bmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ k_x & k_y & k_z \\ E_x & E_y & E_z \end{bmatrix}$$

$$= (k_y E_z - k_z E_y) \hat{x} + (k_z E_x - k_x E_z) \hat{y} + (k_x E_y - k_y E_x) \hat{z} \quad (3.16)$$

Comparando (3.15) e (3.16) percebe-se que:

$$\vec{k} \times \vec{E} = -j \nabla \times \vec{E} \quad (3.17)$$

Ao substituir (3.1a) em (3.17), a equação de Maxwell para \vec{E} se reduz à forma

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (3.18)$$

Processo semelhante pode ser usado para a equação (3.1b) ao utilizar os operadores vetoriais para o campo magnético, obtendo assim:

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \varepsilon \vec{E} \quad (3.19)$$

Portanto, para ε e μ positivos, \vec{E} , \vec{H} e \vec{S} formam uma tríade vetorial ortogonal RH, ou seja, dada pela regra da mão direita. Entretanto, se ε e μ são negativos, as equações acima são reescritas como:

$$\vec{k} \times \vec{E} = -\omega |\mu| \vec{H} \quad (3.20)$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = \omega |\varepsilon| \vec{E} \quad (3.21)$$

Mostrando que agora esses vetores compõem uma tríade dada pela regra da mão esquerda (*left-handed*), daí o nome de meios LH. A principal implicação física disso é a propagação de ondas *backward*, o que equivale à inversão no sentido das ondas. Na verdade, a direção do fluxo de energia médio no tempo, determinada pela parte real do vetor de Poynting, equação (3.22), não é afetada pela mudança simultânea de sinal de ε e μ . Logo, \vec{E} , \vec{H} e \vec{S} ainda compõem uma tríade RH em um meio LH. Assim, em tais meios, energia e frentes de onda viajam em direções opostas (propagação *backward*), como mostrado na Figura 5.5.

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (3.22)$$

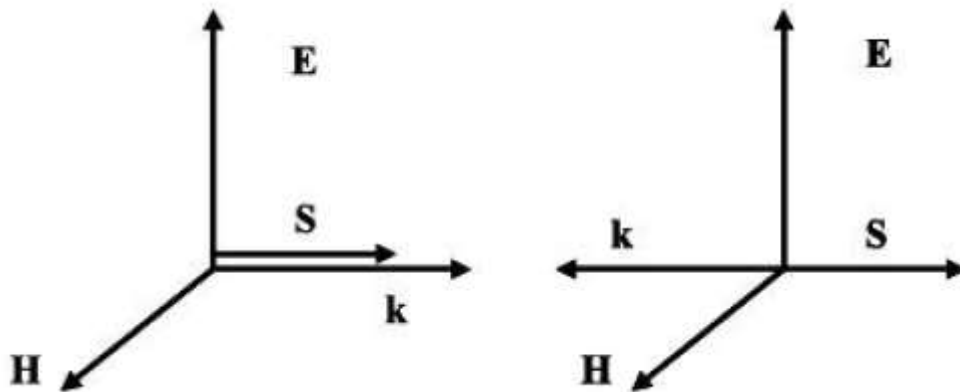


Figura 3. 3. Propagação *backward*. Fonte: adaptado de [49]

Os cálculos feitos até aqui não levaram em conta as perdas, as quais são inevitáveis. A seguir, o efeito dessas perdas na propagação da onda plana é incluído. Inicialmente, deve-se considerar uma região finita, preenchida por um material LH homogêneo. Se não houver fontes dentro dessa região, parte da potência deve fluir para seu interior, de forma a compensar as perdas. Assim, usando a identidade vetorial

$$\begin{aligned}
 \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) &= \vec{H}^* (\nabla \times \vec{E}) - \vec{E} (\nabla \times \vec{H}^*) \\
 &= -j\omega (\mu \vec{H} \cdot \vec{H}^*) + j\omega (\epsilon^* \vec{E} \cdot \vec{E}^*) \\
 &= -j\omega (\mu |\vec{H}|^2) + j\omega (\epsilon^* |\vec{E}|^2)
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

e aplicando o teorema de Poynting para o meio LH no teorema da divergência

$$\text{Re} \left[\oint_S (\vec{E} \times \vec{H}^*) d\vec{s} \right] = \text{Re} \left[\iiint [\nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*)] dv \right] (< 0) \tag{3.24}$$

Tem se que

$$\text{Im}(\mu) < 0 \text{ e } \text{Im}(\epsilon) < 0 \tag{3.25}$$

Assumindo agora a propagação em um meio LH com $\text{Re}(\mu) < 0$ e $\text{Re}(\epsilon) < 0$, e usando a equação (3.6), é fácil perceber que $\text{Im}(k^2) < 0$. Logo,

$$\text{Re}(k) > 0 \text{ e } \text{Im}(k) > 0 \text{ ou } \text{Re}(k) < 0 \text{ e } \text{Im}(k) < 0 \tag{3.26}$$

Mostrando assim que a onda cresce na direção de propagação da frente de onda, o que confirma a propagação de ondas *backward*.

3.3.2. Velocidade de grupo e de fase

As velocidades de grupo e de fase denotam aspectos distintos da onda propagante e a diferença entre elas é importante para a compreensão das metasuperfícies. A velocidade de fase é a taxa com a qual a fase de uma onda se propaga no espaço, sendo comum às fases de todas as harmônicas dessa onda (considerando apenas uma onda plana, onde $\lambda_g = \lambda$). Dessa forma v_p é dada por:

$$v_p = \frac{\lambda}{T} \quad (3.27)$$

onde T é o período e λ é comprimento de onda.

Na teoria eletromagnética, ela é dada pela relação entre a frequência angular e o número de onda:

$$v_p = \frac{\omega}{k} \quad (3.28)$$

A velocidade de fase da radiação eletromagnética pode, em geral, atingir valores superiores à da luz no vácuo, como por exemplo, em um guia de ondas ou em um guia de placas paralelas.

A velocidade de grupo é a taxa com que mudanças de amplitude se propagam na onda, dada por:

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial k} \quad (3.29)$$

Em determinados materiais, a onda é pouco distorcida em sua propagação e a velocidade de grupo torna-se responsável por representar a taxa com a qual a informação e a energia podem ser transmitidas pela onda. Em meios dispersivos (a velocidade de propagação depende da frequência), cada harmônica que contém o pulso se desloca com uma velocidade de módulo diferente e o módulo da velocidade do pulso pode não ser igual a qualquer um dos módulos das velocidades de fase.

Para um meio não-dispersivo, a expressão para a densidade média de energia no tempo é:

$$U_{nd} = \frac{1}{4} [\epsilon |\vec{E}|^2 + \mu |\vec{H}|^2] \quad (3.30)$$

Porém como todos os materiais além do vácuo são meios dispersivos, a equação 3.30 torna-se uma aproximação usada para meios pouco dispersivos. Para meios com dispersão mais elevada, usa-se:

$$U_d = \frac{1}{4} \left[\frac{\partial(\omega\epsilon)}{\partial\omega} |\vec{E}|^2 + \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} |\vec{H}|^2 \right] \quad (3.31)$$

onde as derivadas são tomadas na frequência central do pacote de onda. A equação 3.31 deve atender às condições:

$$\frac{\partial(\omega\epsilon)}{\partial\omega} > 0 \text{ e } \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} > 0 \quad (3.32)$$

que são compatíveis com $\epsilon < 0$ e $\mu < 0$, já que:

$$\frac{\partial\epsilon}{\partial\omega} > \frac{|\epsilon|}{\omega} \text{ e } \frac{\partial\mu}{\partial\omega} > \frac{|\mu|}{\omega} \quad (3.33)$$

Dessa forma é possível comprovar que os meios LH são altamente dispersivos, com valores negativos de ϵ e/ou μ nas proximidades das frequências de ressonância. A propagação *backward* ocorrente em meios LH implica em sinais opostos entre as velocidades de grupo e de fase:

$$\frac{\partial k^2}{\partial\omega} = 2k \frac{\partial k}{\partial\omega} = 2\omega \left(\frac{k}{\omega} \right) \left(\frac{\partial k}{\partial\omega} \right) = \frac{2\omega}{v_p v_g} \quad (3.34)$$

Usando as equações 3.6 e 3.34, tem-se:

$$\frac{\partial k^2}{\partial\omega} = \frac{\partial[(\omega\mu)(\omega\epsilon)]}{\partial\omega} = \omega\epsilon \frac{\partial(\omega\mu)}{\partial\omega} + \omega\mu \frac{\partial(\omega\epsilon)}{\partial\omega} (< 0) \quad (3.35)$$

Das equações 3.34 e 3.35, chega-se a:

(3.36)

$$v_p v_g < 0$$

Dessa forma é possível comprovar que a frente de onda e o pacote de onda viajam em direções opostas à medida que se propagam em meios LH.

3.3.3. Índice de refração negativo

A refração, em conjunto com a reflexão e a difração, constitui os principais fenômenos de propagação das ondas. Ela ocorre na superfície entre dois meios e é o princípio básico por trás do funcionamento das lentes e de seus elementos, como o ajuste de foco. Assim, dispositivos ópticos complexos podem ser desenvolvidos por meio apenas de cortes precisos no material, de modo que a onda possa ser refratada da maneira desejada. Esse fenômeno é de fácil compreensão e não vale apenas para a luz, mas para todas as ondas eletromagnéticas.

Cada material apresenta um índice de refração próprio e quando a onda se desloca entre dois materiais a sua trajetória é dada pela Lei de Snell, na equação (3.37).

$$n_1 \text{sen}(\theta_i) = n_2 \text{sen}(\theta_t) \quad (3.37)$$

Os ângulos nessa equação são tomados em relação à normal da superfície de transição dos meios e se essa transição se dá entre meios com índices de refração diferentes, o ângulo do feixe de luz transmitido diverge do ângulo do feixe incidente, sendo curvado nessa superfície.

A equação (3.37) mostra ainda que caso um dos materiais possua um índice de refração negativo, o que não existe na natureza, então o feixe seria refratado em ângulos negativos [50]. A Figura 5.6 ilustra os quatro casos de refração existentes.

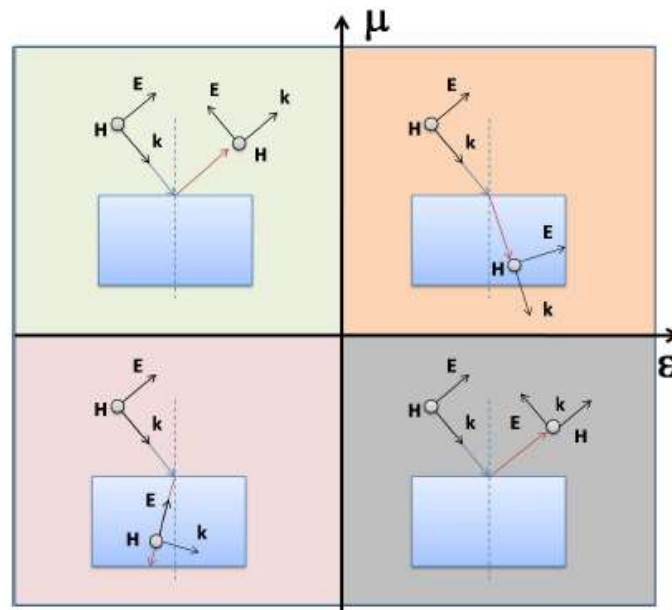


Figura 3. 4. Tipos de refração. Fonte: Adaptado de [50].

Quando a propagação de ondas planas em meios RH foi abordada para a determinação do comportamento dessas ondas em um material LH, a equação (3.4) estabelecia um sinal estritamente positivo para a raiz quadrada. De fato, para os materiais convencionais (meios RH) esse índice é sempre positivo. Entretanto para o caso de ϵ e μ negativos (meios LH), o sinal da raiz quadrada deveria ser negativo. Logo, a expressão para o índice de refração assumiria a forma

$$n = -\sqrt{\mu_r \epsilon_r} = -c\sqrt{\mu\epsilon} < 0 \quad (3.38)$$

À primeira vista, a equação (3.38) leva a um certo paradoxo, dado que usando (3.3) e (3.4), a velocidade da onda é negativa. Porém, esse impasse pode ser resolvido a partir do momento em que são consideradas diversas velocidades para a propagação da onda, dentre elas a velocidade de fase e a velocidade de grupo. O mesmo raciocínio acima pode ser obtido a partir do estudo do comportamento do vetor número de onda (\vec{k}). Inicialmente, considere-se a refração de um raio óptico incidente na superfície entre um meio ordinário ($\epsilon > 0$ e $\mu > 0$) e um meio LH, como mostrado na Figura 3.5. A existência das condições de contorno impõe a continuidade das componentes tangenciais dos campos ao longo da superfície e a propagação *backward* no meio LH implica, ao contrário do que ocorre em uma refração normal, em ângulos de incidência e de refração com sinais opostos.

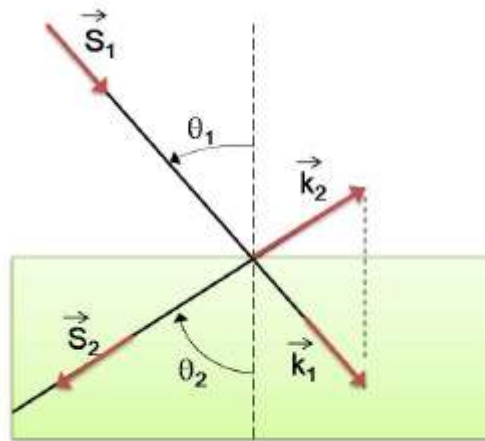


Figura 3. 5. Representação dos vetores de Poynting e dos vetores da constante de propagação para um meio ordinário (1) e um meio LH (2). Fonte: Adaptado de [50].

Da continuidade das componentes tangenciais, então

$$\frac{\text{Sen}(\theta_i)}{\text{Sen}(\theta_r)} = \frac{-|k_2|}{|k_1|} = \frac{n_2}{n_1} < 0 \quad (3.39)$$

Onde n_1 e n_2 são os índices de refração correspondentes aos meios 1 e 2, respectivamente. Assumindo $n_1 > 0$ na equação (3.39) tem-se $n_2 < 0$, isto é, o sinal da raiz quadrada na definição do índice de refração deve ser escolhido como sendo negativo. É por essa razão que meios LH são também conhecidos como meios de índice de refração negativo.

3.4. Conclusão

Esse capítulo realizou a definição e a comparou com outras estruturas periódicas como FSS, PBG e EBG. Além disso foi realizado um resumo sobre as principais propriedades das metasuperfícies.

Capítulo 4

Métodos para obtenção de melhorias em figuras de mérito

4.1. Polarização circular

Sistemas atuais de comunicação e sensores exigem um alto grau de controle de polarização para otimizar o desempenho dos sistemas. As antenas de microfita com polarização circular encontram aplicação em redes sem fio, móveis e sistemas de comunicação via satélite [51]. Quando uma antena possui polarização circular, está implícito que o campo elétrico distante por ela irradiado traça um círculo observado a partir da direção de propagação da onda. Isso só é possível quando o vetor campo elétrico possui duas componentes lineares e ortogonais de mesma amplitude e em quadratura de fase, isto é, as componentes possuem um deslocamento de fase igual a um múltiplo ímpar de 90°. O sentido de rotação determina se a onda é polarizada à direita (RHCP – *Right Hand Circular Polarization*) ou à esquerda (LHCP – *Left Hand Circular Polarization*) [17].

A polarização circular é um caso especial da polarização elíptica, onde a amplitude e a variação angular das componentes lineares do campo elétrico variam com o tempo, formando uma elipse inclinada. A razão entre o eixo maior e o eixo menor da elipse é chamada de razão axial [17]. A razão axial (AR), expressa em (4.1), é geralmente utilizada para medir a qualidade da polarização circular [51].

$$AR = \frac{\text{eixo maior}}{\text{eixo menor}} = 20 \log \left(\frac{E_{max}}{E_{min}} \right) \quad [dB] \quad (4.1)$$

$E_{Máx}$ e $E_{Mín}$ são as amplitudes máxima e mínima do campo elétrico, respectivamente, e são expressas por (4.2) e (4.3).

$$E_{max} = \sqrt{\frac{E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)}}{2}} \quad (4.2)$$

$$E_{min} = \sqrt{\frac{E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)}}{2}} \quad (4.3)$$

Em (4.2) e (4.3), o termo $\Delta\phi$ corresponde ao deslocamento de fase entre as componentes lineares do campo elétrico. A inclinação da elipse em relação ao eixo Y é determinada pelo ângulo τ , expresso em (4.4).

$$\tau = \frac{\pi}{2} + \frac{1}{2} \tan^{-1} \left[\frac{2E_{x0}E_{y0}}{E_{x0}^2 - E_{y0}^2} \cos(\Delta\phi) \right] \quad (4.4)$$

Quando a elipse não possui inclinação, isto é, está alinhada aos eixos cartesianos ($\tau = n\pi/2$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$), a razão axial será igual a E_{x0}/E_{y0} ou E_{y0}/E_{x0} . A razão axial é igual a 0 dB para uma onda polarizada circularmente e, para uma onda polarizada linearmente, a razão axial é infinita. Geralmente, quando a razão axial é igual ou inferior à 3 dB, a onda ainda é considerada circularmente polarizada [51].

As diversas topologias desenvolvidas para gerar ondas CP (circularmente polarizadas) com antenas de microfita [51-53] podem ser classificadas em dois grandes grupos: as que são alimentadas em um único ponto e as que possuem dois ou mais pontos de alimentação. A escolha do elemento irradiador é, portanto, o primeiro passo no projeto deste tipo de antena.

Uma técnica que cria dois modos em quadratura, consiste em alimentar a antena de microfita em dois pontos, necessitando, portanto, do emprego de um sistema de alimentação externo, que tem a função de dividir igualmente a potência, além de defasar a excitação em $\pm 90^\circ$. Antenas com polarizadores externos têm como vantagem a simplicidade do irradiador, que pode ser quadrado ou circular. A complexidade do projeto fica por conta do sistema de

alimentação. Duas formas de alimentação podem ser encontradas na literatura [51]. A que emprega um divisor híbrido do tipo *branch line* para alimentar tanto uma antena quadrada como uma circular.

Por exemplo, na Figura 4.1 é mostrado o esquema de alimentação de uma antena circular. Quando excitadas em P1, a onda irradiada é circularmente polarizada para a direita. Se alimentadas em P2, a irradiação é circularmente polarizada para a esquerda.

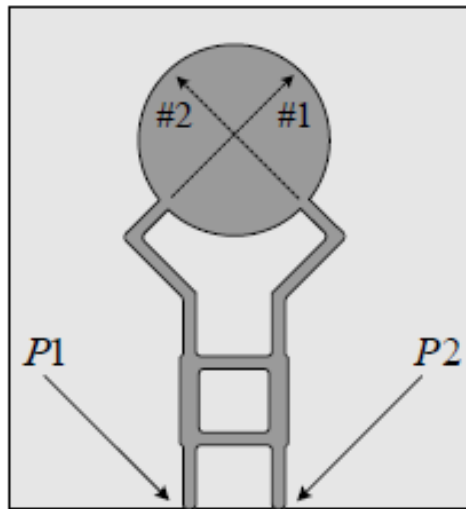


Figura 4. 1. Antena de microfita circular CP alimentada por um divisor híbrido. Fonte: [54].

Uma segunda forma de alimentação emprega-se um divisor de potência 1:1, com a defasagem de $\pm 90^\circ$ gerada pela diferença do comprimento elétrico das duas linhas de transmissão. A Figura 4.2 ilustra a alimentação de uma antena quadrada CP.

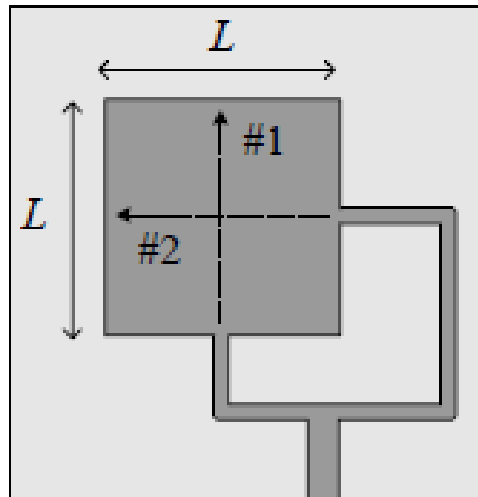


Figura 4. 2. Antena quadrada CP alimentada por um divisor de potência 1:1. Fonte: [54]

Antenas com apenas um ponto de alimentação tem o intuito de simplificar o sistema alimentador e tornar a antena mais compacta sendo realizada com uma única ponta de prova coaxial. Neste caso, os dois modos de ressonância são gerados por perturbações na geometria do elemento irradiador.

As topologias mais simples com perturbações, amplamente conhecidas, são a quase-quadra e a quadrada com cantos truncados [53]. A antena quase-quadra, ilustrada na Figura 4.3, é obtida de uma estrutura quadrada de lado L . A perturbação é criada retirando-se uma faixa lateral de dimensão d do quadrado. Para garantir as condições de defasagem e amplitude dos modos, a alimentação deve ser realizada ao longo da linha tracejada em azul, resultando, neste caso, em uma antena circularmente polarizada para direita. Para ser circularmente polarizada à esquerda, o lugar geométrico da alimentação deve estar próximo da outra diagonal da geometria.

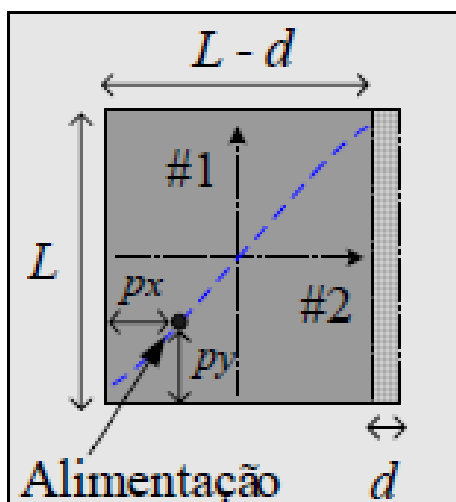


Figura 4. 3. Antena quase-quadrada. Fonte: [54].

A antena quadrada com cantos truncados, apresentada na Figura 4.4, é criada a partir do mesmo quadrado de dimensão L . Neste caso, a perturbação é realizada retirando-se dois cantos opostos do quadrado. No projeto dessa antena a soma das áreas dos dois cantos é igual a que se retira da geometria quase-quadrada. A geometria mostrada na Figura 4.4 é a de uma antena circularmente polarizada à esquerda. Se as perturbações forem realizadas na outra diagonal, a antena será circularmente polarizada à direita.

Com o auxílio da capacidade numérica dos computadores atuais e dos programas de simulação eletromagnética de alto desempenho, novas topologias podem ser criadas buscando, por exemplo, a redução de tamanho. Na Figura 4.5 é mostrado um exemplar desta topologia, onde tocos são inseridos com o objetivo de sintonizar a antena. Essa solução tem grande aplicação em linha de produção de antenas com largura de banda muito estreita ($\sim 1\%$), desenvolvidas em substratos de alta permissividade, onde pequenas variações na permissividade ou geometria podem tirar a antena de operação.

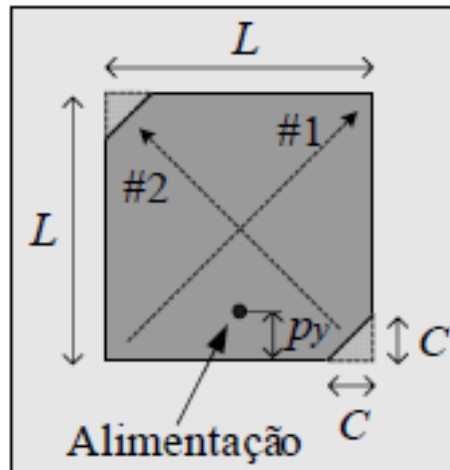


Figura 4. 4. Antena quadrada com cantos truncados. Fonte: [54].

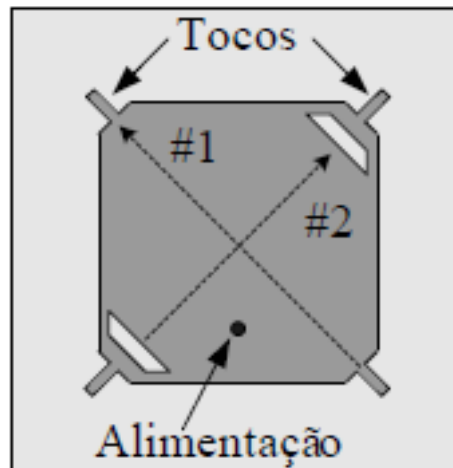


Figura 4. 5. Antena quadrada com tocos de sintonia. Fonte: [54].

A geometria quase-quadrada, apresentada na Figura 4.3, possibilita a análise literal de suas características de irradiação e impedância de entrada, via método da cavidade [51], as desvantagens desta topologia residem na sua construção, na dificuldade em posicionar a ponta de prova coaxial e no fato da dimensão d ser muito menor que as restantes dimensões da antena. Pequenos erros cometidos na construção podem afetar seriamente a sua operação.

Por outro lado, a geometria quadrada com cantos truncados, apresentada na Figura 4.4, tem o lugar geométrico bem definido para a localização da ponta de prova coaxial de alimentação, a qual atua somente sobre a impedância de entrada da antena. A perturbação, diferentemente da anterior, é uma área concentrada nos cantos do elemento irradiador, fato este

que facilita o processo de prototipagem. Como desvantagem, esta geometria não possui solução analítica além de apresentar uma largura de banda reduzida.

Como alternativa aos métodos já apresentados e seus problemas, diversas formas de reconfigurar a polarização da antena usando metasuperfícies são observadas na literatura [55,56]. Como por exemplo em [56] onde é realizada a reconfiguração da polarização de linear para circular e vice-versa rotacionando uma metasuperfície acoplada sobre uma antena de microfita com o *patch* tipo dipolo. O tipo de metasuperfície utilizada, figura 4.6, e seu circuito equivalente é usado para explicar como o processo de transição da polarização linear para circular e vice-versa ocorrem apenas rotacionando a metasuperfície sobre seu próprio eixo.

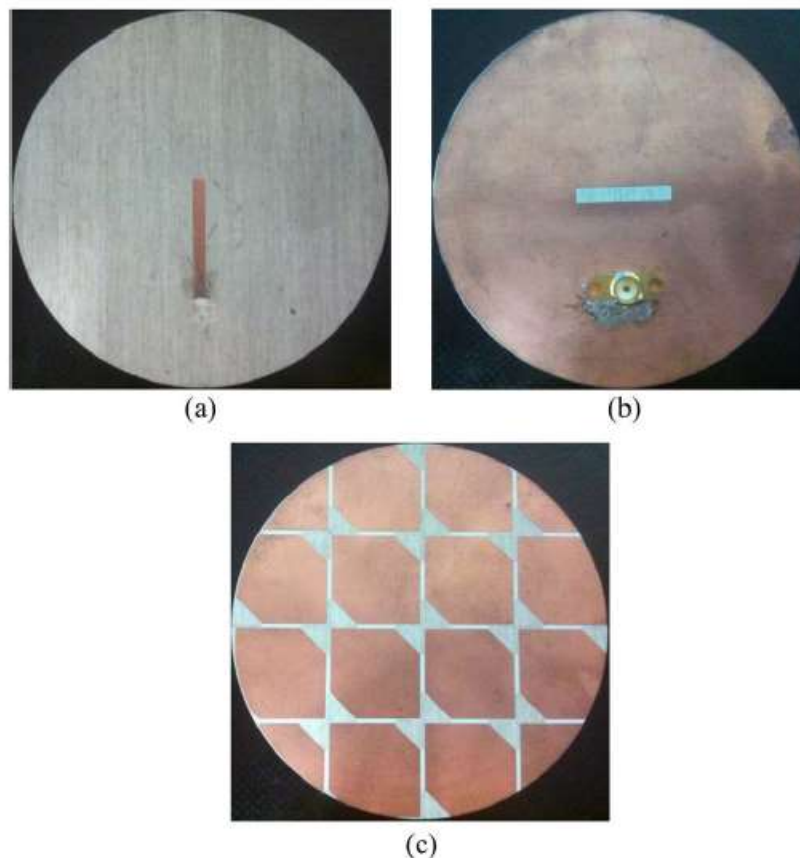


Figura 4. 6. Metasuperfície proposta em [56].

Quando a MS (metasuperfície) é colocada no topo da antena de microfita surge um campo elétrico ao longo do eixo y , como mostrado na Figura 4.7 (b). O campo pode ser decomposto em duas componentes ortogonais, \vec{E}_1 e \vec{E}_2 , como mostrado na mesma figura. Se os cantos diagonais da célula unitária da metasuperfície não forem truncados como mostrado

na Figura 4.6 (c), devido à estrutura simétrica as componentes ortogonais veriam a MS como um perfeito circuito RLC, mostrado na Figura 4.7 (c), com uma impedância dado por:

$$Z = 2R + j\omega(2L) + \frac{1}{j\omega C} = R' + jX' \quad (4.5)$$

Onde L e R são a indutância e resistência de cada célula unitária respectivamente, C é a capacitância criada pela lacuna entre duas células adjacentes e opostas. No entanto, se os cantos diagonais são truncados como a MS proposta mostrado na Figura 4.7 (b) \vec{E}_1 e \vec{E}_2 irão ver duas impedâncias diferentes, \vec{Z}_1 e \vec{Z}_2 , e desta forma podem ser escritas como:

$$Z_1 = R'_1 + jX'_1 \quad (4.6)$$

$$Z_2 = R'_2 + jX'_2 \quad (4.7)$$

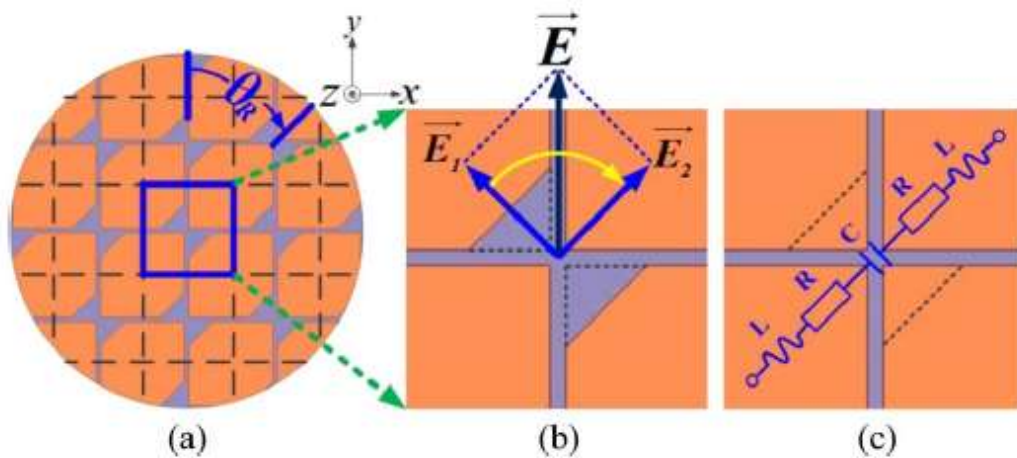


Figura 4. 7. (a) MS, (b) Célula unitária com diagonal truncada, (c) Circuito equivalente célula unitária. Fonte [56]

Truncar os cantos amplia as lacunas entre as células unitárias opostas e adjacentes e, portanto, aumenta o valor de X'_1 (4.6), tornando Z_1 menos capacitivo que Z_2 . Assim, pode-se usar as dimensões dos cantos truncados para variar a diferença de fase entre Z_1 e Z_2 .

Se a MS é projetado de tal forma que $|Z_1| = |Z_2|$, $\angle Z_1 - \angle Z_2 = 90^\circ$, e $|\vec{E}_1| = |\vec{E}_2|$, $\angle \vec{E}_1 - \angle \vec{E}_2 = 90^\circ$ a polarização resultante será LHCP (*left-hand circular polarization*). Para

reconfigurar a antena para o RHCP (*Right-hand circular polarization*), pode-se simplesmente girar a MS em 90° , de modo que o valor de X'_2 em (4.7) se torne maior e $\angle \vec{E}_2 - \angle \vec{E}_1 = 90^\circ$. Quando o ângulo de rotação é 45° ou 135° , a célula unitária é simétrica ao longo dos eixos, como mostrado na Figura 4.8. Assim, ambos os campos terão uma impedância idêntica e a mesma amplitude e fase tornando a antena linearmente polarizada.

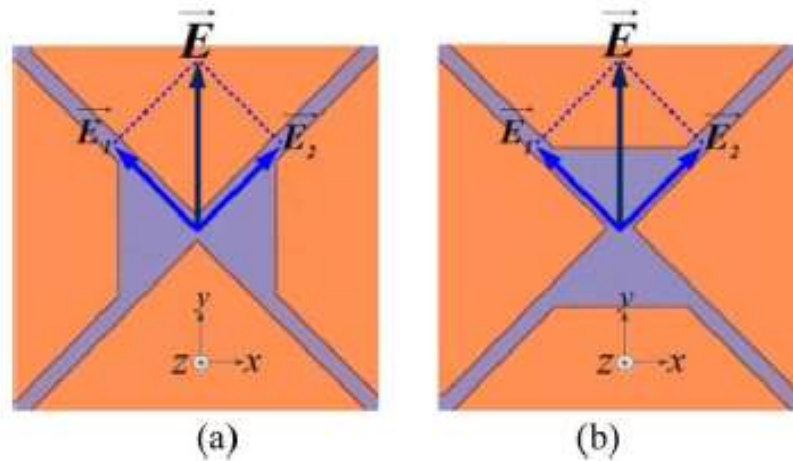


Figura 4. 8. Distribuição dos campos em célula rotacionada em 45° e 135° . Fonte [56]

4.2. Aumento de largura de banda

Pode-se aumentar a largura de banda de antenas de microfita utilizando dielétricos de baixa permissividade elétrica, o que aumenta o comprimento de onda na ressonância [5]. Outra alternativa é o aumento da espessura do substrato [6]. No entanto, em muitas aplicações, tais como telefones celulares, o espaço disponível para acomodação antena é limitado, o que restringe o tamanho da antena.

A maioria dos métodos utilizados para aumentar a largura de banda das antenas de microfita podem ser classificados como:

- Múltiplas ressonâncias;
- Aperfeiçoamento do casamento de impedância na entrada da antena;
- Utilização de materiais com perdas.

4.2.1. Múltiplas ressonâncias

A largura de banda de antena com múltiplas ressonâncias é diretamente proporcional ao seu volume [57]. Logo qualquer melhoria na largura de banda interfere nas dimensões da antena.

A abordagem de múltiplas ressonâncias pressupõe diferentes formas de antenas de microfita, a exemplo do empilhamento ou disposição coplanar de camadas ressonantes, do carregamento da antena com a utilização de fendas nas placas metálicas e do emprego de pinos estabelecendo curtos entre o elemento irradiador e o plano de terra. Na antena de microfita retangular de ressonância simples, o tamanho é reduzido pela metade usando placas em curto e, até um terço, utilizando pinos [58].

Dependendo do número de camadas ressonantes, têm-se duas ou mais ressonâncias próximas que geram banda larga. Existem também aplicações onde se opera com mais de uma faixa de frequências. O mais comum é o uso de duas sub-bandas diferentes, permitindo ao usuário o acesso a duas redes distintas utilizando um único equipamento.

A antena de dupla ressonância apresenta duplo laço de impedância na carta de Smith, onde o tamanho do laço determina a largura de banda. Normalmente empregam-se dois ou mais elementos ressonantes com pequena diferença de frequências, proximamente acopladas umas às outras. O acoplamento é controlado para aumentar a largura da banda. Usualmente somente um dos elementos é alimentado diretamente, com os outros sendo acoplados por efeito de proximidade. Os elementos ressonantes parasitas podem ser dispostos no mesmo nível ou empilhados [59].

Larguras de banda com acoplamento por abertura também são usuais [58,59]. É possível também excitar dois modos independentes na mesma camada, ou na antena e na estrutura de alimentação.

4.2.2. Antenas com aperfeiçoamento do casamento de impedância

O aperfeiçoamento do casamento de impedância na entrada é o mais comum dos métodos de aumento da largura da banda da antena. A estrutura de alimentação deve estar mais próxima possível do elemento irradiante para aumentar o casamento e a eficiência da antena. Largura de banda de 10 a 12% foi obtida usando estruturas passivas de casamento [60,61].

4.2.3. Antenas com perdas

O uso de materiais com perdas também aumenta a largura de banda de antena, ainda que diminua a eficiência de irradiação [62]. Os efeitos de perdas podem ser obtidos usando substratos e camadas de filmes adequados ou empregando resistores na forma de chip. Um chip-resistor de 1 ohm localizado na borda do elemento irradiador aumenta a banda em cinco vezes e o ganho é reduzido em 2 dB [63]. A técnica de aumentar as perdas não é recomendável quando se tem limitação de potência, como é o caso de equipamentos portáteis e moveis de comunicações. Além disto, via de regra reduzem sua eficiência.

4.3. Eliminação de radiação espúria

Sistemas de comunicações sem fio requerem transmissores leves e com tamanho reduzido. Nesses sistemas, amplificadores de potência de alta eficiência geram harmônicos de ordem superior. Para atender requisitos de excelência as radiações harmônicas de uma antena integrada não são desejáveis. Esses harmônicos irradiam por toda a antena e o desempenho geral do sistema é significativamente degradado.

Para superar esse problema, geralmente é necessário um circuito adicional de filtro para rejeitar esses sinais espúrios. No entanto, essa abordagem não é uma solução adequada, pois além de aumentar o tamanho físico do dispositivo de RF, produz uma perda de inserção adicional. Algumas abordagens comuns, como estrutura (DGS) [69-72], (EBG/PBG) [64-67], e utilização de *stubs* [68] foram explorados na literatura a fim de mitigar esse problema.

DGS, estruturas EBG / PBG estruturas criadas no plano de terra ou as estruturas parasitas feitas no substrato introduzem capacitância e indutância extras na estrutura da antena e na linha de alimentação da microfita gerando modificações na impedância de entrada e no fluxo de corrente da antena, também podem controlar a excitação e propagação de ondas eletromagnéticas através do substrato.

Em [68] foi desenvolvido um projeto para suprimir frequências harmônicas integrando somente *stubs* com a linha de alimentação de uma antena de microfita retangular projetada para operar na faixa de frequência de 5,2 GHz. Substrato de FR4 com 1.58 mm de espessura, tangente de perdas de 0.02 e constante dielétrica de 4.4 foram considerados para esse projeto. Na figura 4.9 é mostrado a antena padrão e na figura 4.10 é mostrado a antena com os *stubs*.

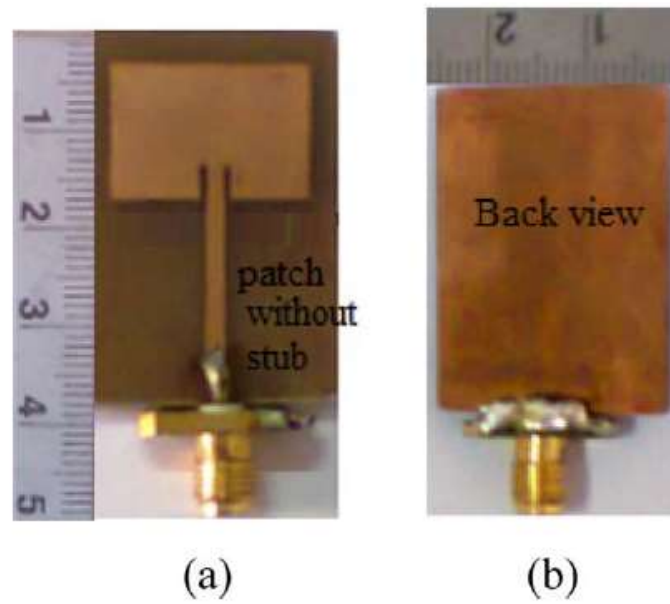


Figura 4. 9. (a) visão frontal da antena sem o uso de *stubs* (b) visão traseira. Fonte: [68]

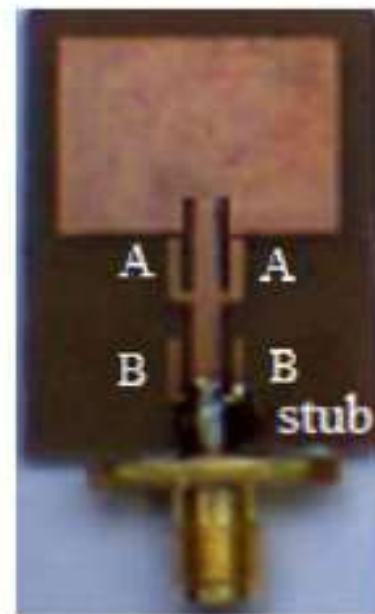


Figura 4. 10. Antena com *stubs* integrados. Fonte: [68].

A Figura 4.11 mostra as características de perda de retorno usando antena de microfita convencional da Figura 4.9 (a) e com o uso de *stubs* integrados ao patch, Figura 4.10. Os resultados indicam que os modos de maior ordem ocorrendo a 7,9 GHz (sub-harmônico) e a 10,0 GHz (1ª harmônica) foram significativamente suprimidos.

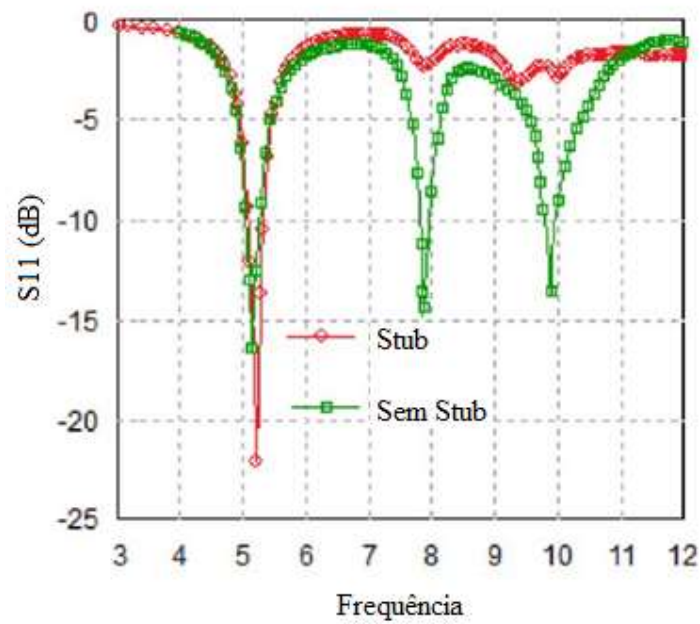


Figura 4. 11. Gráfico da perda de retorno da antena convencional x antena com *stubs* integrados. Fonte [68].

4.4. Conclusão

Nesse capítulo foi realizado uma revisão bibliográfica dos métodos mais conhecidos na literatura capazes de realizar a mudança de polarização de antenas de microfita de linear para circular e vice-versa, aumentar sua largura de banda e mitigar radiação espúria.

Capítulo 5

Aumento de largura de banda de uma antena de microfita usando metasuperfície

5.1. Introdução

Uma antena de microfita acoplada a uma metasuperfície capaz de operar nas bandas Wi-Fi 5 (5.15 – 5.725 GHz) e 6 (5.925 – 7.125 GHz) é proposta nesse capítulo. Para tornar a antena mais compacta e de baixo perfil, o *patch* e a metasuperfície são colocados em contato direto, eliminando assim o *gap* de ar entre eles. O objetivo é alcançar uma antena que funcione de 5,1 GHz a 7,2 GHz com ganho superior a antenas dipolos em toda a banda. A estrutura proposta é de fácil construção, compacta e de baixo custo em comparação com a maioria das configurações anteriores [6], [11] e uma largura de banda maior em comparação com [13], [15]. Os resultados dos estudos mostram que as características da metasuperfície e o padrão da célula unitária alteram a impedância da antena, resultando na sobreposição de modos ressonantes de ordem superior, permitindo uma largura de banda fracionada medida de 45,4 % (5,1 – 8,0 GHz).

5.2. Projeto da antena

Esta seção demonstra passo a passo o projeto da antena proposta. Uma antena de microfita tradicional é fabricada e otimizada para um bom casamento de impedância e baixo custo de produção. O substrato é FR4 e de forma circular com raio de $R = 20$ mm ($\epsilon_r = 4,4$) e espessura de $h = 1,524$ mm. O patch da antena é um quadrado com dimensões de 21,6 mm x 21,6 mm e foi baseado no proposto em [73]. Quatro *slots* em forma de "L" de comprimentos de braço iguais a $L_y = 8,55$ mm e largura $W_{s1} = 1,0$ mm são incorporadas ao patch quadrado como mostrado na Fig. 5.1.

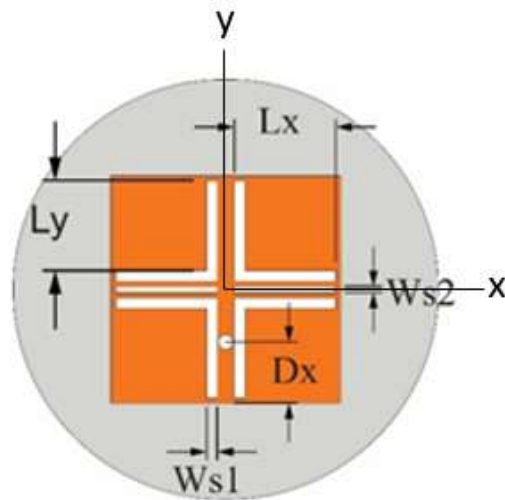


Figura 5. 1. Parâmetros físicos da antena proposta. Fonte: Autor (2020).

Para auxiliar no aumento da largura de banda, novos elementos capacitivos e indutivos são inseridos no patch da antena proposta em [73] através de mais dois *slots* na posição central do patch com largura $W_{s2} = 0,6$ mm e comprimento $L_x = 9,55$ mm, dando origem a um novo modo ressonante em nossa largura de banda de interesse, conforme mostrado nas Figs. 5.2 e 5.3. Para alimentação da antena, um cabo coaxial de 50Ω é conectado por meio de um conector SMA a uma distância $D_x = 5,8$ mm da borda do patch quadrado.

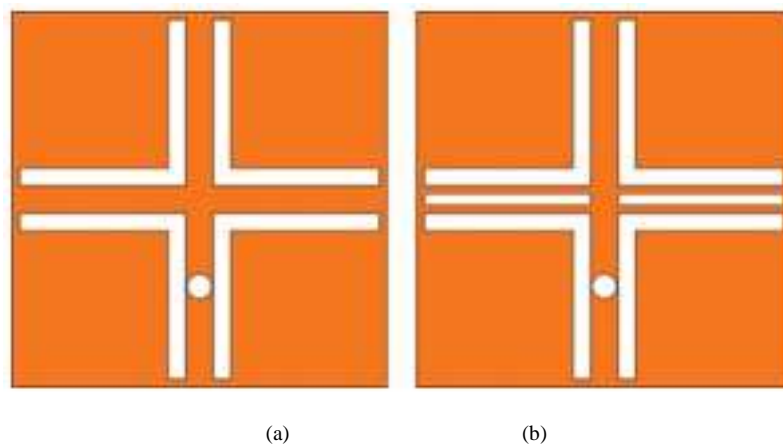


Fig. 5.2. Patch da antena de microfita: (a) usada em [73] e (b) proposta nesse trabalho.

Fonte: Autor (2020).

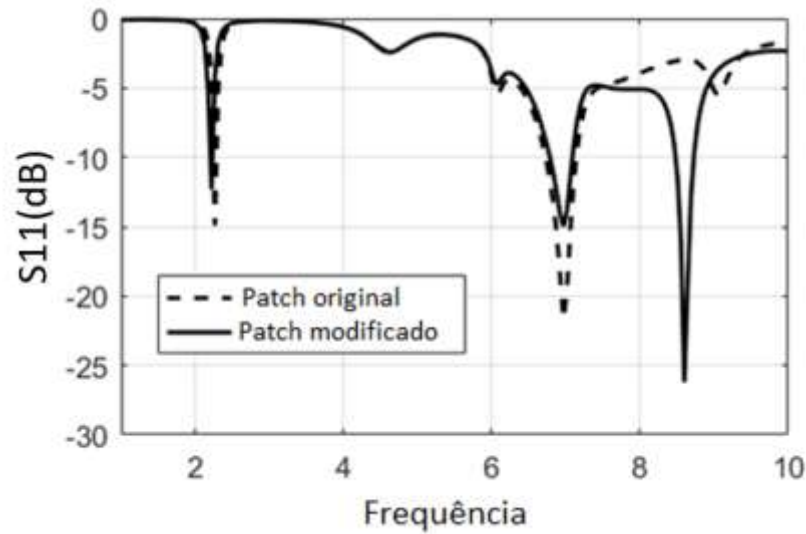


Fig. 5.3. Comparação entre $|S_{11}|$ da antena proposta em [73] e a proposta nesse trabalho. Fonte: Autor (2020).

A metasuperfície proposta é composta por um arranjo de células unitárias periodicamente alocadas ao longo do plano X-Y. Foi projetado sobre substrato de FR4, permissividade relativa $\epsilon_r = 4,4$, com apenas um único lado condutor e formato circular de raio $R=20$ mm e espessura $h = 1,524$ mm. A célula unitária tem forma retangular, inspirada nos trabalhos [74-76], com inserção de um pequeno círculo com raio $R = 1$ mm. A Fig. 5.4 ilustra a célula unitária e o arranjo periódico da metasuperfície proposta. As dimensões da célula unitária são: $L1 = 8,0$ mm, $L2 = 1,0$ mm, $S1 = 11$ mm e $S2 = 5$ mm.

A estrutura proposta é projetada através do acoplamento do lado livre de cobre da metasuperfície no topo da antena microfita e em contato direto com ela, evitando a formação de *gap* de ar entre as estruturas. Conforme ilustrado na Fig.5.5. Usamos parafusos de Teflon, que apertavam a metasuperfície e a antena, sem deixar uma camada de ar entre elas.

É importante mostrar que a célula proposta se comporta como um metamaterial na faixa de frequência de interesse. Assim, utilizamos a metodologia proposta em [24], que utiliza um método de recuperação de parâmetros S para caracterizar metamateriais. Neste método, os parâmetros S da célula unitária são obtidos com o ANSYS HFSS e as equações [5.1-5.4], são utilizados para obter a permissividade elétrica, permeabilidade magnética e índice de refração.

$$\mu = \eta Z \quad (5.1)$$

$$\varepsilon = \frac{\eta}{Z} \quad (5.2)$$

$$\eta = \frac{1}{kd} \cos^{-1} \left[\frac{1}{S_{21}} (1 - S_{11}^2 + S_{21}^2) \right] \quad (5.3)$$

$$z = \sqrt{\frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2}} \quad (5.4)$$

O índice de refração é ilustrado na Fig. 5.6 (a) e confirma o índice negativo em toda a banda de interesse. Usando a impedância e o índice de refração, encontramos a permissividade e a permeabilidade, conforme mostrado nas Fig. 5.6 (b) e (c), respectivamente.

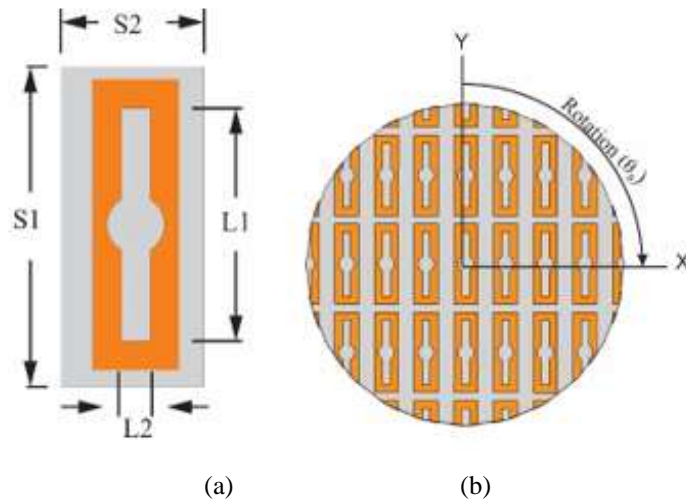


Fig. 5.4. Geometria: (a) célula unitária e (b) metasuperfície. Fonte: Autor (2020).

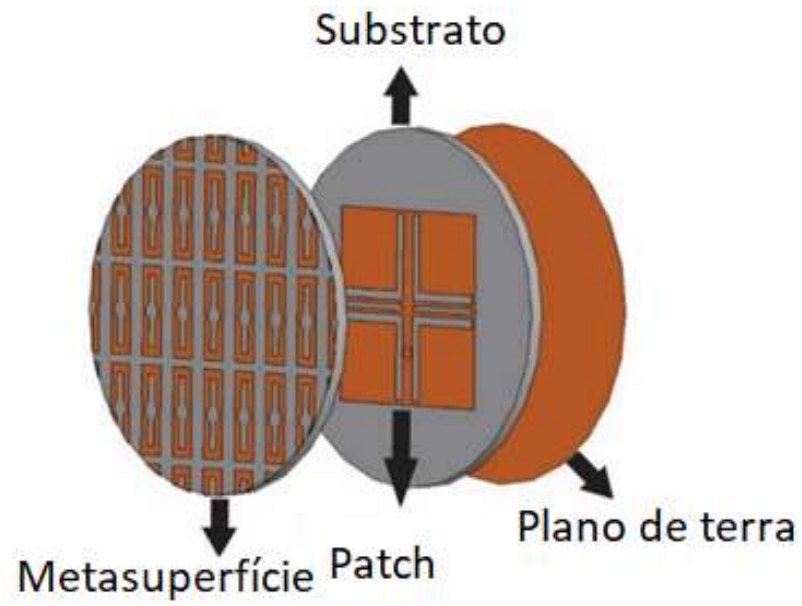
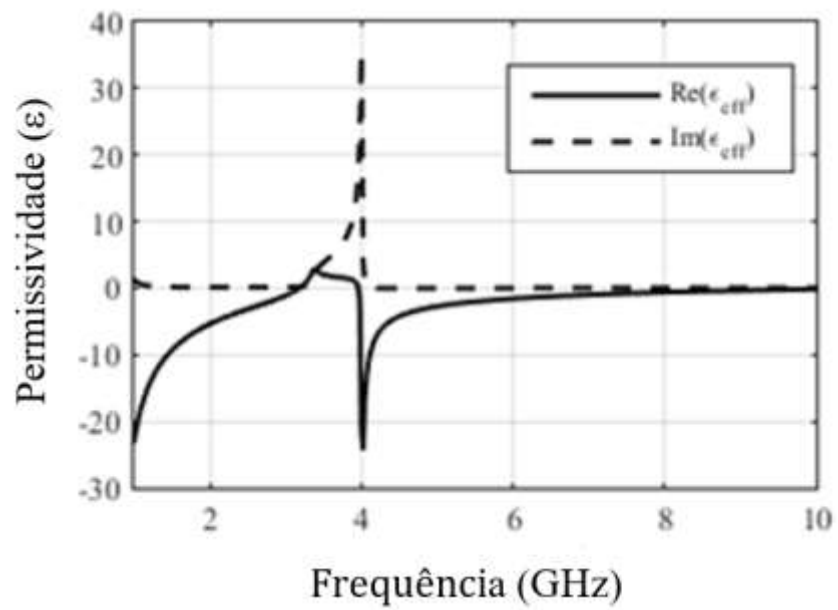
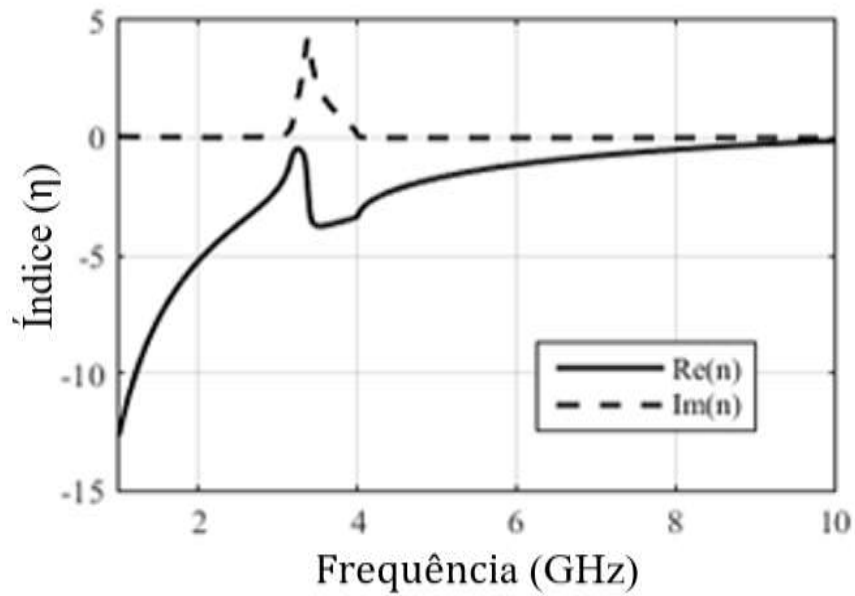


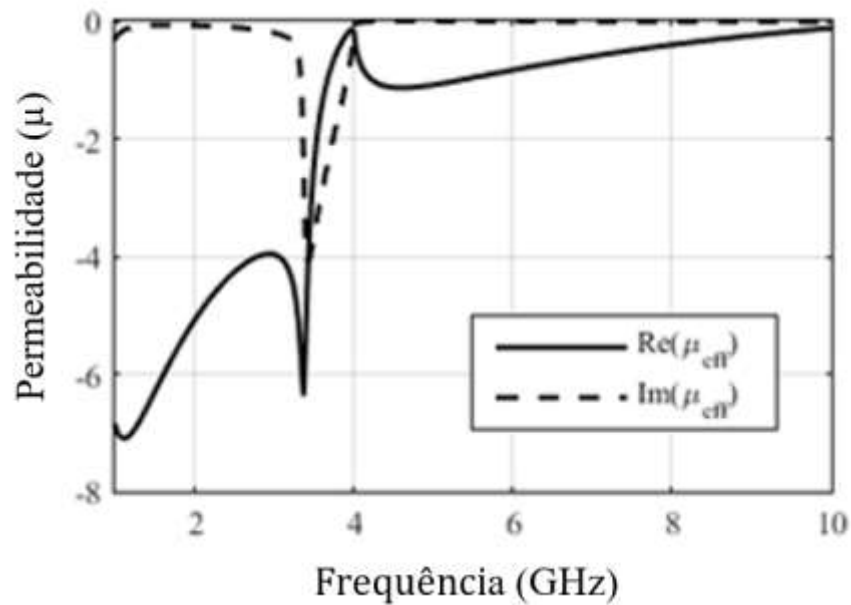
Fig. 5.5. Estrutura proposta. Fonte: Autor (2020).



(a)



(b)



(c)

Fig. 5.6.(a) índice de refração, (b) permissividade, e (c) permeabilidade. Fonte: Autor (2020).

Observa-se que a parte real do índice de refração, permissividade e permeabilidade são negativos em todas as frequências de interesse, o que justifica que a metasuperfície proposta atue como um material do tipo DNG ou *left-hand*.

5.3. Análise paramétrica

Para analisar o efeito da metasuperfície nos modos ressonantes da antena, traçamos a resposta S_{11} para a antena sem a metasuperfície e com a metasuperfície, como mostrado na Fig.5.7, considerando este posicionamento quando a metasuperfície está em 0° , a Fig. 5.4 ilustra essa situação. Podemos observar que o acoplamento da metasuperfície insere elementos reativos na impedância da antena reduzindo suas frequências ressonantes. A antena *patch* original tem 3 modos ressonantes nas frequências 2,17, 6,97 e 8,28 GHz. Com a inserção da metasuperfície, esses modos têm suas frequências deslocadas para 1,86, 6,43 e 7,42 GHz. Além disso podemos observar o aparecimento de três novos modos de alta ordem em 6,97, 7,83 e 8,69 GHz.

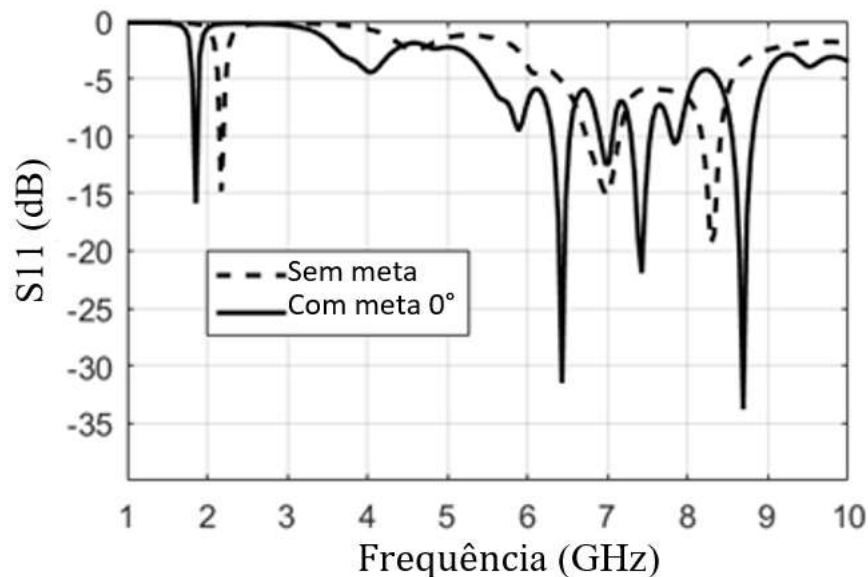


Fig. 5.7. Comparação do S_{11} da antena com e sem o uso da metasuperfície. Fonte: Autor (2020).

Iniciando a análise paramétrica, rotações da metasuperfície no sentido horário foram realizadas para obter um ângulo ótimo no qual os modos ressonantes se sobrepõem, aumentando a largura de banda na faixa de interesse. A Fig. 5.8 ilustra a resposta em frequência de $|S_{11}|$ para ângulos de 0° , 30° e 60° . Podemos ver que à medida que aumentamos o ângulo de rotação, os modos se sobrepõem, de modo que a 60° obtemos uma largura de banda de aproximadamente 3,5 GHz.

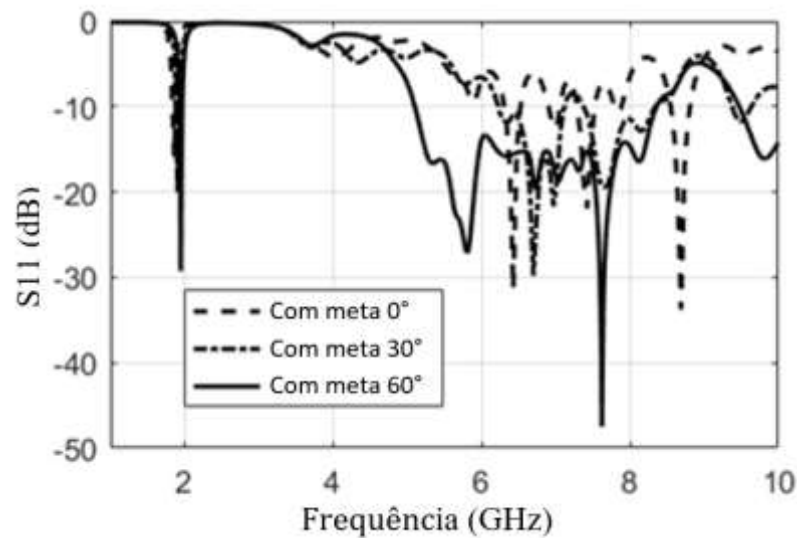


Fig. 5.8. Comparação do S11 para diferentes ângulos de rotação da metasuperfície. Fonte: Autor (2020).

Em [74] e [75] os autores afirmam que a metasuperfície (MS) pode ser considerada como um dielétrico especial por possuir uma permissividade relativa variável quando é incidida por uma onda plana polarizada linearmente. O valor da permissividade depende da direção da polarização da onda plana. Portanto, entendemos que a MS possui uma impedância variável, cujas partes real e imaginária dependem da direção da polarização da onda plana. As Fig. 5.9 (a) e (b) ilustram as partes reais e imaginárias da antena com e sem MS. Podemos ver na Fig. 5.9 (a) que a parte real da impedância da antena sem MS tem um valor maior que 50Ω de 5,3 a 5,8 GHz, enquanto a parte imaginária, conforme Fig. 9 (b), varia de -300 a 100Ω . De 5,8 a 8 GHz, a parte imaginária varia de aproximadamente -300 a 70Ω , enquanto que em 6,97 GHz, a parte real está próxima de 50Ω e a parte imaginária é próxima de zero, resultando no modo ressonante que observamos na Fig. 5.7. Quando giramos a MS, a impedância total do conjunto, antena + MS, a parte real obtida é igual a 50Ω , enquanto a parte imaginária se aproxima de zero. Até em 60° isso acontece. Assim, a admitância da metasuperfície em combinação com a admitância da antena permite a excitação dos modos de ordem superior.

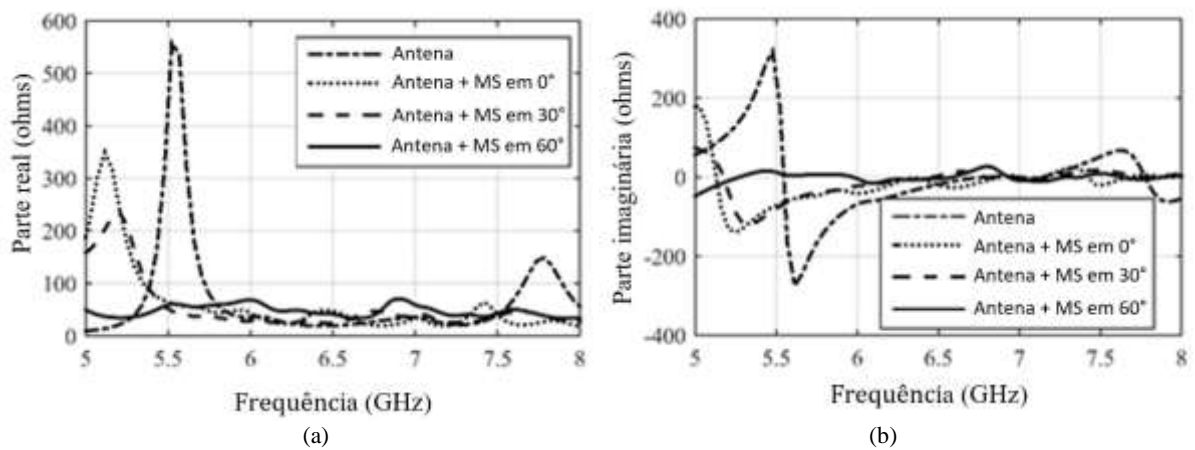


Fig. 5.9. Impedância total da antena e antena + MS: (a) parte real e (b) parte imaginária.

Fonte: Autor (2020).

Também foi simulado a distribuição de corrente para o primeiro e último modo na banda de interesse, 5,4 GHz e 7,4 GHz, respectivamente. Como podemos ver na Fig. 5.10, sem a metasuperfície a antena tem uma distribuição de corrente baixa. Com a metasuperfície, a antena apresenta uma distribuição de corrente muito alta, mostrando que está ressoando nessas frequências.

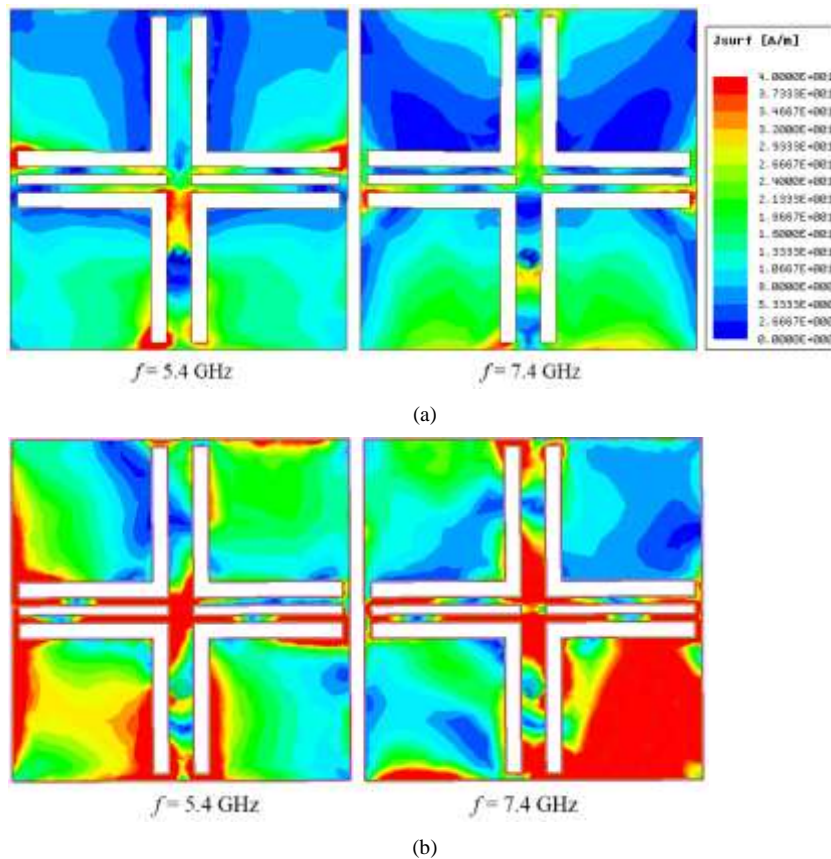


Fig. 5.10. Distribuição de corrente: (a) Antena sem metasuperfície e (b) Antena com metasuperfície. Fonte: Autor (2020).

Para otimizar ainda mais a resposta obtida, uma análise paramétrica das dimensões físicas da célula unitária de metasuperfície foi realizada. Nesta análise, variamos apenas um parâmetro físico de cada vez. A largura da fenda na célula unitária (L_2) juntamente com o comprimento (L_1) foram investigados para determinar um valor construtivo ideal. A Fig. 5.11 ilustra os resultados para $L_2 = 1,0$ mm variando a dimensão de L_1 . À medida que o comprimento do slot aumenta, há uma sobreposição maior de modos ressonantes e, portanto, uma largura de banda maior. Assim, temos o valor construtivo ótimo $L_1 = 8$ mm. A Fig. 5.12 fornece os resultados para $L_1 = 8$ mm, variando as dimensões de L_2 . A variação na largura da fenda (L_2) não altera substancialmente a largura de banda da impedância e para facilitar a construção, como um valor inteiro, $L_2 = 1,0$ mm é adotado. Os valores de S_{11} e S_{22} correspondentes à periodicidade das células unitárias foram limitados pela tecnologia disponível.

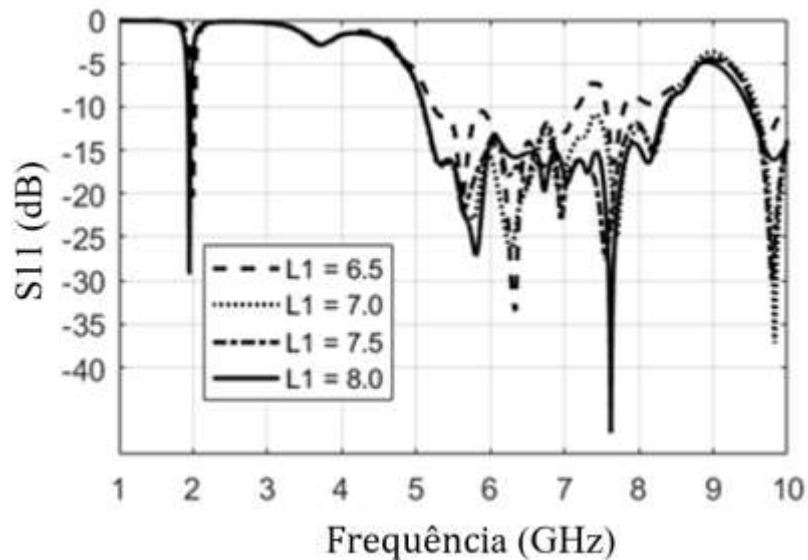


Fig. 5.11. Comparação do S_{11} para diferentes valores de L_1 . Fonte: Autor (2020).

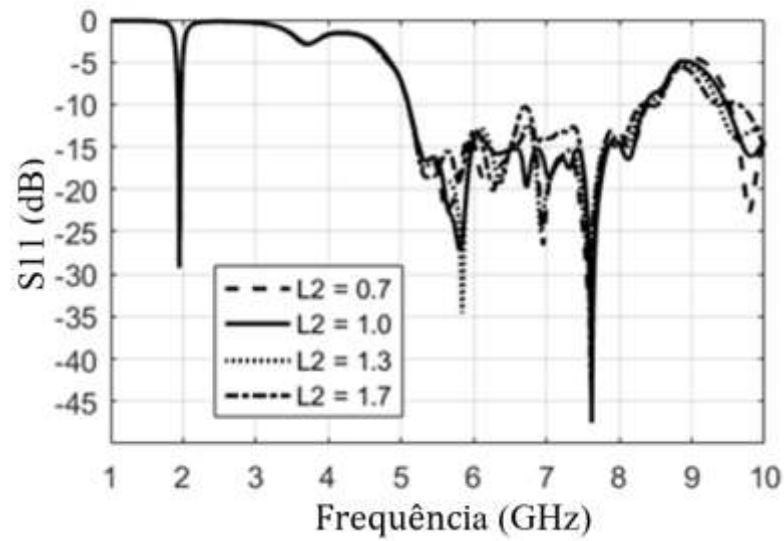
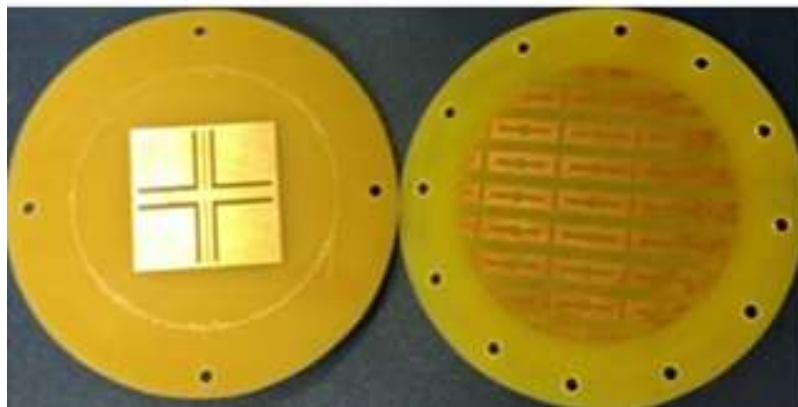


Fig. 5.12. Comparação do S11 para diferentes valores de L2. Fonte: Autor (2020).

5.4. Resultados numéricos e experimentais

Esta seção irá apresentar alguns parâmetros de simulação e comparar alguns resultados simulados (ANSYS HFSS) com medidos (Agilent Vector Network Analyzer) para validar a nova configuração de metasuperfície capaz de aumentar a largura de banda de uma antena de microfita. As dimensões usadas na fabricação foram descritas na Seção 5.3. A Fig. 5.13 (a) mostra uma fotografia do protótipo da antena fabricada e a Fig. 5.13 (b) a Configuração de Medição.



(a)



(b)

Fig. 5.13. Fotos de: (a) Antena e metasuperfície e (b) medição VNA. Fonte: Autor (2020).

A Fig. 5.14 compara os resultados medidos e simulados da antena acoplada à metasuperfície rotacionada (MS) em 60° (considere 0° como a posição do MS na Fig. 5.4) no sentido horário do MS em torno do próprio eixo. Pode-se observar que os resultados simulados e medidos estão em boa concordância, embora possa haver algumas discrepâncias entre os resultados experimentais e simulados devido às tolerâncias de fabricação e variações nas características do material utilizado.

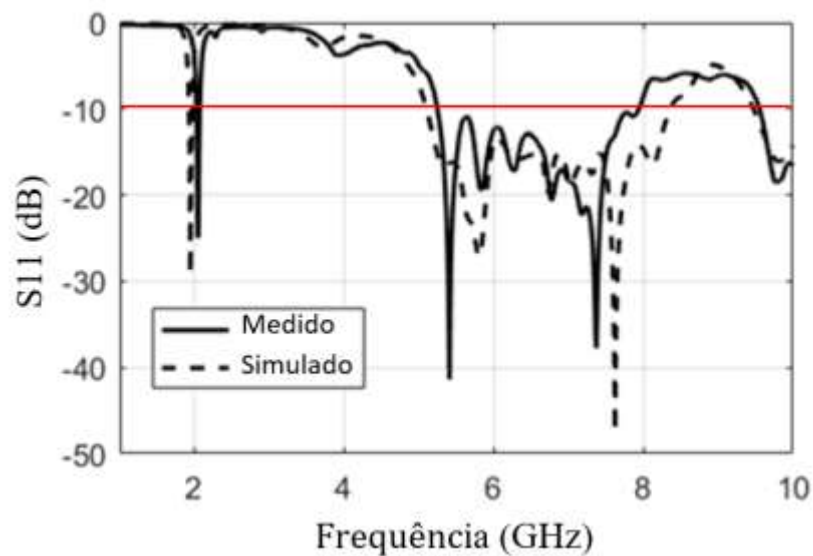


Fig. 5.14. Comparação entre resultados simulados e medidos para metasuperfície em 60° .

Fonte: Autor (2020).

A Fig. 5.15 mostra a comparação entre o ganho simulado e medido. Como podemos ver, uma boa concordância entre os resultados é observada. Limitamos a observação para a faixa de frequência de interesse. A faixa de frequência vai de 5,1 GHz a 7,2 GHz, que é a banda para WiFi 5 e 6. O ganho simulado é a linha tracejada e o ganho medido é a linha sólida. O ganho foi simulado para $\Phi = 0$ e $\Theta = 0$ usando HFSS. O ganho médio simulado é de 2,98 dBi, enquanto o ganho médio medido é de 2,74 dBi. O ganho foi medido usando um analisador de rede Agilent E5071C de duas portas e duas antenas de corneta guia de crista dupla SAS-571 calibradas com ganho conhecido, posicionadas a uma distância de 50 cm. Medimos o S21. Depois disso, trocamos uma das antenas por nossa antena proposta e repetimos a medição. A partir do S21, da distância e do ganho conhecido de uma antena do tipo corneta, calculamos o ganho de nossa antena. O desvio entre os ganhos de 6,6 GHz a 6,8 GHz ocorreu porque as medições não foram realizadas em câmara anecóica.

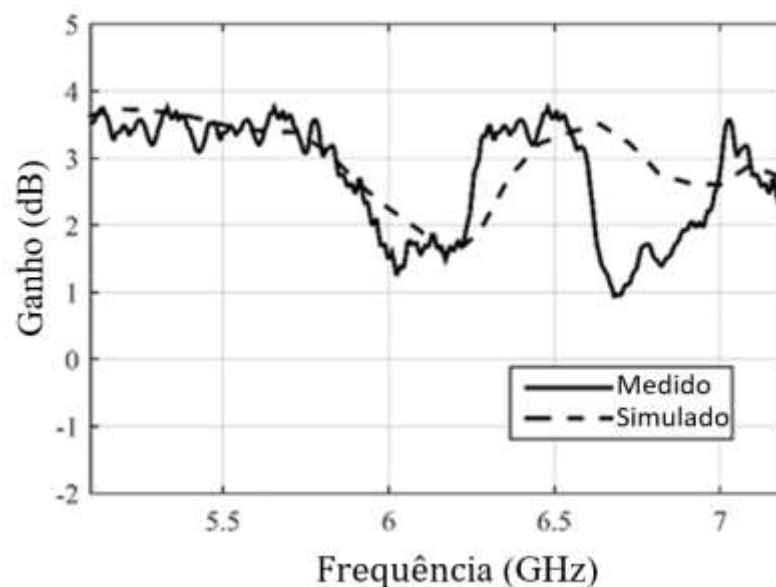


Fig. 5.15. Comparação entre ganho simulado e medido para faixa de 5,1 GHz a 7,2 GHz.

Fonte: Autor (2020).

Alguns parâmetros importantes foram simulados para mostrar como a MS melhorou a resposta da antena. Um desses parâmetros foi a eficiência. A Fig. 5.16 mostra como a eficiência muda para diferentes ângulos de rotação. A eficiência melhorou em toda a largura de banda quando giramos o MS. A eficiência média foi 48% para 0° e melhorada 58% para 60° .

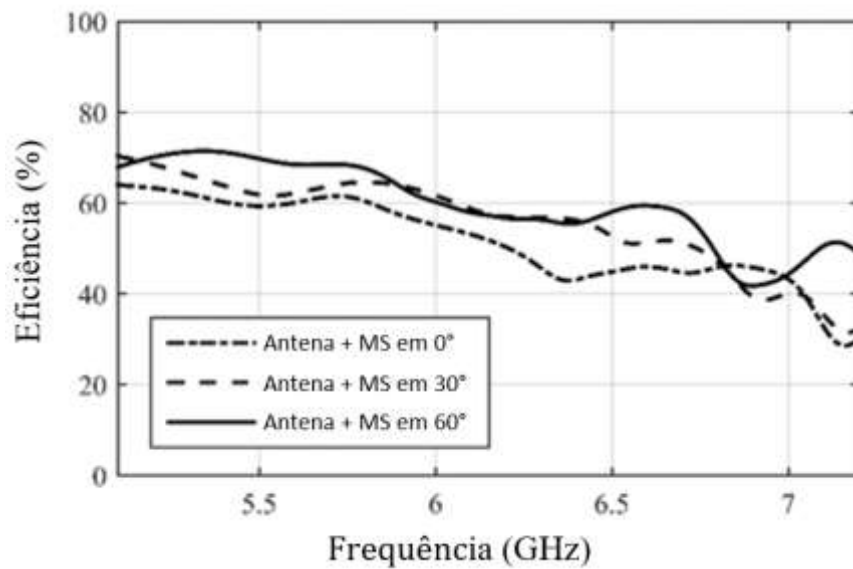


Fig. 5.16. Comparação entre a eficiência da Antena + MS em 0°, 30° e 60° para faixa de 5,1 GHz a 7,2 GHz. Fonte: Autor (2020).

Outro parâmetro importante é o padrão de radiação, conforme ilustrado na Fig. 5.17. É importante que o diagrama sofra poucas alterações em toda a banda. Assim, traçamos os diagramas nos planos xz e yz, para as frequências de 5,5 GHz e 6,5 GHz. Podemos notar que os padrões de radiação sofrem poucas mudanças ao longo da banda, tanto no plano xz, quanto no plano yz. Além disso, podemos ter notado que a antena não possui pureza de polarização, mas não é uma antena polarizada circular.

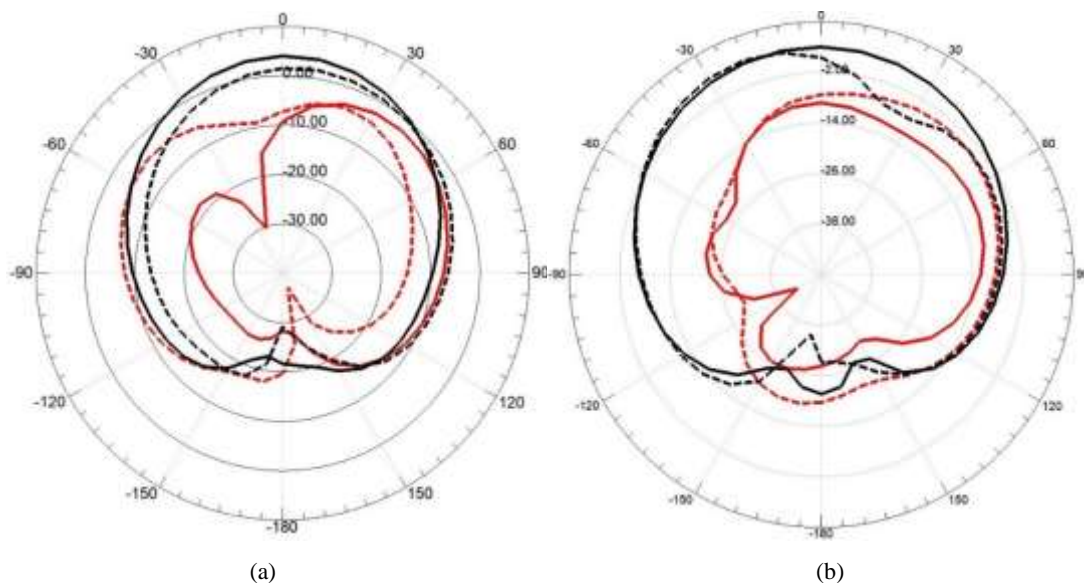


Fig. 5.17. Diagrama de radiação Co- e Cross-polarização: (a) zx-plano e (b) yz-plano (---) 6,5 GHz e (—) 5,5 GHz. Fonte: Autor (2020).

5.5. Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um novo modelo de metasuperfície que é capaz de aumentar a largura de banda de uma antena de microfita. Esta nova geometria é usada para gerar modos de alta ordem na antena e com rotação da metasuperfície em relação à antena os modos se sobrepuseram gerando uma grande largura de banda. A antena proposta apresentou largura de banda de 5,1 GHz a 8,0 GHz podendo ser aplicada em Wi-Fi 5 e 6. Resultados numéricos foram obtidos com o software Ansys HFSS. Um protótipo foi construído e medições para S11 e ganho foram realizadas. Os resultados numéricos e experimentais estão de acordo.

Capítulo 6

Conclusões

Neste trabalho foi proposto o uso de uma nova configuração de metasuperfície que acoplada a uma antena de microfita é capaz de aumentar a sua largura de banda. Para tornar a antena compacta e de baixo perfil, o *patch* e a metasuperfície são colocados em contato direto, eliminando assim o *gap* de ar entre eles. A antena é do tipo *patch* tradicional e a metasuperfície é composta por um arranjo de células unitárias de formato retangular periodicamente alocadas ao longo do plano X-Y. Ambas foram projetadas sobre substrato de FR4 de baixo custo com permissividade relativa $\epsilon_r = 4,4$. O volume final foi de $3,82 \text{ cm}^3$.

A metasuperfície foi girada até que a maior largura de banda fracionada fosse obtida, cujo melhor ângulo foi de 60° . A largura de banda final fracionada medida foi de 45,4% (5,1 - 8,0 GHz) e o ganho de pico foi de 3,8 dBi. O conjunto pode ser usado para aplicações em Wi-Fi 5 (5.15 – 5.725 GHz) e 6 (5.925 – 7.125 GHz). Resultados mostraram que a eficiência melhorou em toda a largura de banda quando giramos o MS. A eficiência média foi 48% para

0° e melhorada 58% para 60°. A antena quadrada e a metasuperfície foram construídas para fins de validação. Foi observado que os resultados simulados e medidos para S11 e ganho estão em boa concordância.

Portanto, a metasuperfície proposta neste trabalho torna-se uma alternativa para aplicações em Wi-Fi 5 e 6 com ganho superior a antenas dipolo em toda a banda. A estrutura proposta é fácil de construir, tem baixo custo de produção e compacta em comparação com a maioria das configurações apresentadas na literatura.

Como propostas à continuidade do trabalho, novas investigações podem ser realizadas, como a utilização de outras configurações para antenas e para a metasuperfície, a utilização dessa estrutura projetada para outras faixas de frequência, bem como sua aplicação em outras áreas do eletromagnetismo.

Referências

- [1] K. Goodwilll, N Singh, and M. V. Kartikeyan, “Dual band circular polarized bow tie slotted patch antenna over high impedance surface for WiMAX application”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 12, pp 303–308, 2020.
- [2] M. S. Ellis et al., “Asymmetric circularly polarized open-slot antenna”, *Interntional Journal of RF Microwave Computer Aided Engineering*, Vol. 30, No 5, pp 1 – 10, 2020.
- [3] W. An et al., “Low-profile and wideband dipole antenna with unidirectional radiation pattern for 5G”, *IEICE Electronics Express*, Vol. 15, No 13, pp 1 – 6, 2018.
- [4] M. Bjelogrlc et al., “Stratified spherical model for microwave imaging of the brain: Analysis and experimental validation of transmitted power”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 60, pp 1042 – 1048, 2018.
- [5] S. Banerjee and S. K. Parui, “Bandwidth improvement of substrate integrated waveguide cavity-backed slot antenna with dielectric resonators”, *Microsystem Technology*, Vol. 26, pp 1359 – 1368, 2020.
- [6] Y. Cheng, et al., “Design and Analysis of a Bow-Tie Slot-Coupled Wideband Metasurface Antenna”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 18, No 7, pp. 1342 – 1346, 2019.

- [7] A. Verma et al., “Slot loaded EBG-based metasurface for performance improvement of circularly polarized antenna for WiMAX applications”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 12, pp 212 – 220, 2020.
- [8] B. A. Mouris et al., “On the Increment of the Bandwidth of Mushroom-Type EBG Structures with Glide Symmetry”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 68, No 4, pp 1365 – 1375, 2020.
- [9] O. Sokunbi and H. Attia, “Highly reduced mutual coupling between wideband patch antenna array using multiresonance EBG structure and defective ground surface”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 62, No 4, pp 1628 – 1637, 2020.
- [10] C.L.Holloway¹,E.F.Kuester,J.A.Gordon,J.Hara, J.Booth,and D.R.Smith."An Overview of the Theory and Applications of Metasurfaces: The Two-Dimensional Equivalents of Metamaterials". *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 54, No. 2, April 2012.
- [11] S. S. Bukhari, J. Vardaxoglou, and W. Whittow, “A Metasurfaces Review: Definitions and Applications”, *Application Science*, Vol. 9, No 13, pp 1 – 14, 2019.
- [12] Z. Yang et al., “Metasurface-based wideband, low-profile, and high-gain antenna”, *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Vol. 13, No 4, pp. 436 – 441, 2019.
- [13] N. Nie, X. Yang, Z. N. Chen, and B. Wang, “A Low-Profile Wideband Hybrid Metasurface Antenna Array for 5G and WiFi Systems”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 68, No 2, pp 665 – 671, 2020.
- [14] X. Deng, X. Xu, and J. Wei, “Characterization of extremely low profile patch antenna loaded with periodic diamond metasurface ground plane”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 62, No 4, pp 1774 – 1779, 2020.
- [15] J. Dong, C. Ding, and J. Mo, “A Low-Profile Wideband Linear-to-Circular Polarization Conversion Slot Antenna Using Metasurface”, *Materials*, Vol. 13, No 1164, pp 1 – 12, 2020.
- [16] M. A. Rad, M. R. Soheilifar, and F. B. Zarrabi, “Compact microstrip antenna based on fractal metasurface with low radar cross section and wide bandwidth”, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, Vol. 98, pp 74 – 79, 2019.
- [17] A. C. Balanis *Teoria de Antenas: Análise e Síntese - Volume 2*. LTC, 2009.
- [18] Sena, Francisco das Chagas Barbosa. *Otimização de Estruturas DGS e PBG em Antenas de Microfita Retangular Usando Algoritmo*. - 2018. 134 f.: il.
- [19] [M.A, Oliveira; F.F, Batista; E.E.c, Oliveira; P.H.F, Silva. "Técnicas de Casamento de Impedâncias por Linha de Microfita em Antenas Patch Circular para Tecnologia ISM em 2,4 GHz".
- [20] <http://www.intelbras.com.br/empresarial/radios-outdoor/cpe/wom-5000-mimo>. Acesso em 26/10/2019.

- [21] <http://www.maxtena.com/wp-content/uploads/2016/06/mia-gps-18.pdf>. Acesso em 26/10/2019.
- [22] S. Zouhdi, A. Sihvola and M. Arsalane (eds.), *Advances in Electromagnetics of Complex Media and Metamaterials*, Boston , Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [23] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Electromagnetic Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2006.
- [24] D. R. Smith, D. C. Vier, T. Koschny, and C. M. Soukoulis, “Electromagnetic parameter retrieval from inhomogeneous metamaterials,” *Phys. Rev. E*, vol. 71, no. 3, p. 36617, Mar. 2005.
- [25] V. G. Veselago, “The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of ϵ and μ ” [in Russian], *Usp. Fiz. Nauk*, 92, 1967, pp. 517-526; English translation in *Sov. Phys. Uspekhi*, 10, 1968, pp. 509-514.
- [26] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser and S. Schultz, “Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity,” *Phys. Rev. Lett.*, 84, 2000, pp. 4184-4186.
- [27] R. Marques, J. Martel, F. Mesa and F. Medina, “A New 2D Isotropic Left-Handed Metamaterial Design: Theory and Experiment,” *Micr. Opt. Technol. Lett.*, 35, 5, 2002, pp. 405- 408.
- [28] C. L. Holloway, E. F. Kuester, J. Baker-Jarvis and P. Kabos, “A Double Negative (DNG) Composite Medium Composed of Magneto-Dielectric Spherical Particles Embedded in a Matrix,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-51, 10, 2003, pp. 2596-2603.
- [29] A. Sihvola, “Metamaterials in Electromagnetics,” *Metamaterials*, 1, 1, 2007, pp. 2-11.
- [30] E. Shamonina and L. Solymar, “Metamaterials: How the Subject Started,” *Metamaterials*, 1, 1, 2007, pp. 12-18.
- [31] Lapine and S. Tretyakov, “Contemporary Notes on Metamaterials,” *IET Microwaves, Antennas, and Propagation*, 1, 1, 2007, pp. 3-11.
- [32] D. V. Sivukhin, “The Energy of Electromagnetic Fields in Dispersive Media” [in Russian], *Opt. Spektrosk.*, 3, 1957, pp. 308-312.
- [33] G. D. Malyuzhinets, “A Note on the Radiation Principle” [in Russian], *Zh. Tekh. Fiz.*, 21, 1951, pp. 940-942.
- [34] R. A. Silin, “Optical Properties of Artificial Dielectrics (Review)” [in Russian], *Izv. VUZ Radiofi z.*, 15, 1972, pp. 809- 820; English translation in *Radiophys. Quantum Electron.*, 15, 1972, pp. 615-624.

- [35] R. A. Silin, "Possibility of Creating Plane-Parallel Lenses," [in Russian], *Opt. Spektrosk.*, 44, 1978, pp. 189-191; English translation in *Opt. Spectrosc.*, 44, 1978, pp. 109-110.
- [36] R. A. Silin and I. P. Chepurnykh, "On Media with Negative Dispersion" [in Russian], *Radiotekh. Elektron.*, 46, 2001, pp. 1212-1217; English translation in *J. Commun. Technol. Electron.*, 46, 2001, pp. 1121-1125.
- [37] L. I. Mandel'shtam, "Lectures on Certain Problems of Oscillation Theory: Lecture 4" [in Russian], *Polnoe Sobraniye Trudov*, 5, Leningrad, Izdat. Akad. Nauk SSSR, 1950, pp. 461-467; also in his *Lektsii po Optike Teorii Otnositel'nosti i Kvantovoi Mekhanike*, Moscow, Nauka, 1972, pp. 431-437.
- [38] L. I. Mandel'shtam, "Group velocity in crystalline arrays" [in Russian], *Zh. Eksp. Teor. Fiz.*, 15, 1945, pp. 475-478; also in *Polnoe Sobraniye Trudov*, 2, Leningrad, Izdat. Akad. Nauk SSSR, 1947, pp. 334-338
- [39] H. Lamb, "On Group-Velocity," *Proc. London Math. Soc.*, Ser. 2, 1, 1904, pp. 473-479.
- [40] E. F. Kuester, M. A. Mohamed, M. Piket-May and C. L. Holloway, "Averaged Transition Conditions for Electromagnetic Fields at a Metafilm," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-51, 10, 2003, pp. 2641-2651.
- [41] C. L. Holloway, M. A. Mohamed, E. F. Kuester and A. Dienstfrey, "Reflection and Transmission Properties of a Metafilm: With an Application to a Controllable Surface Composed of Resonant Particles," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, 47, 4, 2005, pp. 853-865.
- [42] W. L. Chan, H.-T. Chen, A. J. Taylor, I. Brener, M. J. Cich and D. M. Mittleman, "A Spatial Light Modulator for Terahertz Beams," *Appl. Phys. Lett.*, 94, 2009, art. 213511.
- [43] J. Gordon, C. L. Holloway and A. Dienstfrey, "A Physical Explanation of Angle-Independent Reflection and Transmission Properties of Metafilms/Metasurfaces," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, 8, 2009, pp. 1127-1130.
- [44] E. F. Kuester and C. L. Holloway, "A Low-Frequency Model for Wedge or Pyramid Absorber Arrays – I: Theory," *IEEE Trans. Electromag. Compat.*, 36, 4, 1994, pp. 300-306.
- [45] J. Fang, "Generalized Perfectly Matched Layers for the Absorption of Propagating and Evanescent Waves in Lossless and Lossy Media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 44, 12, 1996, pp. 2216-2222.
- [46] N. Engheta, "An Idea for Thin Subwavelength Cavity Resonators Using Metamaterials with Negative Permittivity and Permeability," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1, 2002, pp. 10-13.
- [47] C. M. Soukoulis, *Photonic Band Gap Materials*, Dordrecht, The Netherlands, Kluwer Academic Publishers, 1996.

- [48] A. Schuster, *An Introduction to the Theory of Optics*. London, Edward Arnold, 1904, pp. 313-318.
- [49] H. C. Pocklington, "Growth of a Wave-Group when the Group Velocity is Negative," *Nature*, 71, 1905, pp. 607-608.
- [50] T.J. Ellis and G.M. Rebeiz, MM-wave tapered slot antennas on micromachined photonic bandgap dielectrics, In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, 1996, pp. 1157–1160.
- [51] K. Hirose and H. Nakano, Circularly polarized printed loop antenna proximity coupled to a vertical probe, in *IEEE Antenna and Propagation Symposium*, Shikago, 1992, 1919–1922.
- [52] G.G. Stanford and R.E. Munson, Conformal VHF antenna for the apollo-soyuz test project, in *IEEE International Conference on Antenna for Aircraft and Spacecraft*, London, 1975, 130–135.
- [53] L.C. Shen, Elliptical microstrip antenna with circular polarization, *IEEE Trans Antennas Propag AP- 29* (1981), 90–94.
- [54] D.C. Nascimento e J.C. da S. Lacava. "Projeto de Antenas de Microfita de Baixo Custo Circularmente Polarizadas". Laboratório de Antenas e Propagação – Instituto Tecnológico de Aeronáutica.
- [55] H.L. Zhu, S. W. Cheung, X.H. Liu, and T.I. Yuk, "Design of polarization reconfigurable antenna using metasurface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 6, pp. 2891-2898, 2014.
- [56] H.L. Zhu, S.W. Cheung, K.L. Chung, and T.I. Yuk, "Linear-to-circular polarization conversion using metasurface," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 9, pp. 4615-4623, 2013.
- [57] MCLEAN, J.S. A Re-Examination of the Fundamentals Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, [S. l.], v. 44, n. 5, p. 672-676, May 1996.
- [58] KUMAR, G.; GUPTA, K. C. Directly Coupled Multiple Resonator Wide-band Microstrip Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, [S. l.], v.33, p. 588-593, June 1985.
- [59] TARGONSKI, S.D.; WATERHOUSE, R.B.; POZAR, D. M. Design of Wide- Band Aperture Stacked Patch Microstrip Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, [S. l.], v. 6, p. 1245-1251, 1998.
- [60] PUES, H. F.; VAN DE CAPELLE, A. R. An Impedance Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antenas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, [S. l.], v. 37, p. 1345-1354, 1989.

- [61] HERSCOVICI, N.; OSORIO, M. F.; PEIXEIRO, C. Minimization of a Rectangular Patch using Genetic Algorithms. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON APPLIED ELECTROMAGNETICS AND COMMUNICATIONS 18, 2005, Dubrovnik, Croatia. Proceedings ... [S. l.]: IEEE, 2005, p. 37 – 40.
- [62] POZAR, D. M. Microstrip Antenna Coupled to a Microstrip-Line, *Electron. Lett.*, [S. l.], v. 21, n. 2, p. 49-50, Jan. 1985b.
- [63] WONG, K. L.; LIN, Y. F. Small Broadband Rectangular Microstrip Antenna with Chip-Resistor Loading. *Electron. Lett.* [S. l.], v. 39, p. 1593–1594, 1997.
- [64] T.J. Ellis and G.M. Rebeiz, MM-wave tapered slot antennas on micromachined photonic bandgap dielectrics, In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, 1996, pp. 1157–1160.
- [65] V. Radisic, Q. Yongxi, and T. Itoh, Broad-band power amplifier integrated with slot antenna and novel harmonic tuning structure, In: IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Baltimore, MD, 1998, pp. 1895–1898.
- [66] J.I. Park, C.S. Kim, J. Kim, J.S. Park, Y. Qian, D. Ahn, and T. Itoh, Modeling of a photonic bandgap and its application for the low-pass filter design, In: Asia Pacific Microwave Conference, Singapore, (APMC'99), 1999, pp. 331–334.
- [67] Y. Horri and M. Tsutsumi, Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna, *IEEE Microwave Guided Lett* 9 (1999), 13–15.
- [68] C.k, Ghosh. "Harmonics Suppression Of Microstrip Antenna Using Open Ended Stubs".*Microwave And Optical Technology Letters / Vol. 58, No. 6, June 2016.*
- [69] D. Ahn, J.-S. Park, C.-S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure, *IEEE Trans Microwave Theory Tech* 49 (2001), 86–92.
- [70] I. Chang and B. Lee, Design of defected ground structures for harmonic control of active microstrip antenna, In: Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Vol. 2, San Antonio, TX, 2002, pp. 852–855.
- [71] Y.J. Sung, M. Kim, and Y.S. Kim, Harmonics reduction with defected ground structure for a microstrip patch antenna, *IEEE Antennas Wireless Propag Lett* 2 (2003), 111–113.
- [72] H. Liu, Z. Li, X. Sun, and J. Mao, Harmonic suppression with photonic bandgap and defected ground structure for a microstrip patch antenna, *IEEE Microwave Compon Lett* 15 (2005), 55–56.
- [73] S. Kumar, and D. K. Vishwakarma, “Miniaturized Bent Slotted Patch Antenna Over a Reactive Impedance Surface Substrate”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Vol. 8, Bo 2, 347–352, 2016.
- [74] H. L. Zhu, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, “Frequency-Reconfigurable Slot Antenna with Wide-Tuning Range Using Metasurface”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 6, No 57, pp. 1475-1481, 2015.

- [75] H. L. Zhu, X. H. Liu, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, “Frequency-Reconfigurable Antenna Using Metasurface”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 1, No 62, pp. 80-85, 2014.
- [76] B. Majumder, K. Kandasamy, J. Mukherjee, and K. P. Ray, “Wideband Compact Directive Metasurface Enabled Pair of Slot Antenas”, *Electronics Letters*, Vol. 17, No 51, pp. 1310–1312, 2015.