



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

HEVLA KEZIA MENDONÇA OLIVEIRA

**ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENA DE MICROFITA RECONFIGURÁVEL  
COM METASSUPERFÍCIE DO TIPO ANEL CIRCULAR FENDIDO  
COMPLEMENTAR**

MOSSORÓ/RN

2021

HEVLA KEZIA MENDONÇA OLIVEIRA

**ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENA DE MICROFITA RECONFIGURÁVEL  
COM METASSUPERFÍCIE DO TIPO ANEL CIRCULAR FENDIDO  
COMPLEMENTAR**

Dissertação de mestrado acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, como requisito à obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior,  
Prof<sup>o</sup>. Dr.

Co-orientador: Isaac Barros Tavares da Silva,  
Prof<sup>o</sup>. Dr.

MOSSORÓ/RN

2021

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

O48a Oliveira, Hevla Kezia Mendonça .  
Análise paramétrica de antena de microfita  
reconfigurável com metassuperfície do tipo Anel  
Circular Fendido Complementar / Hevla Kezia  
Mendonça Oliveira. - 2022.  
82 f. : il.

Orientador: Idalmir de Souza Queiroz Júnior.  
Coorientador: Isaac Barros Tavares da Silva.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal  
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em  
Engenharia Elétrica, 2022.

1. Dispositivos reconfiguráveis. 2. Antenas de  
microfita reconfiguráveis. 3. Metamaterial. 4.  
Metassuperfície. 5. CSRR. I. Queiroz Júnior,  
Idalmir de Souza , orient. II. da Silva, Isaac  
Barros Tavares , co-orient. III. Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade  
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).  
Biblioteca Campus Mossoró / Setor de Informação e Referência  
Bibliotecária: Keina Cristina Santos Sousa e Silva  
CRB: 15/120

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

HEVLA KEZIA MENDONÇA OLIVEIRA

**ANÁLISE PARAMÉTRICA DE ANTENA DE MICROFITA RECONFIGURÁVEL  
COM METAMATERIAL DO TIPO ANEL CIRCULAR FENDIDO COMPLEMENTAR**

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


Aprovado em: 20 de 12 de 2021 :

**IDALMIR DE SOUZA  
QUEIROZ  
JUNIOR:63510731468**

Assinado de forma digital por  
IDALMIR DE SOUZA QUEIROZ  
JUNIOR:63510731468  
Dados: 2022.01.26 09:32:42  
-03'00'

---

**Prof. Dr. Idalmir de Souza Queiroz Junior -  
UFERSA  
Orientador**



---

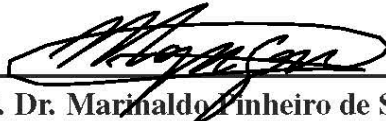
**Prof. Dr. Isaac Barros Tavares da Silva -  
UFERSA  
Co-orientador**

**SAMANTA MESQUITA DE  
HOLANDA:09096759451**

Assinado de forma digital por  
SAMANTA MESQUITA DE  
HOLANDA:09096759451  
Dados: 2022.01.26 17:29:56 -03'00'

---

**Prof. Dra. Samanta Mesquita de Holanda -  
UFERSA  
Membro Interno**



---

**Prof. Dr. Marinaldo Pinheiro de Souza Neto  
- IFRN  
Membro Externo**

MOSSORÓ/RN  
2021



## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, por ter me sustentado até aqui com Sua Graça e Misericórdia abundantes sobre minha vida. Agradeço pela sabedoria que Ele tem me dado durante o caminho e pela promessa de Romanos 8:28, entre muitas outras.

Agradeço aos meus pais, Francisco Pinto de Oliveira e Josélia Fonseca de Mendonça Oliveira, que nunca pouparam esforços para que eu pudesse trilhar caminhos bons e ter uma educação de qualidade. Agradeço também por todo amor, carinho e todos os ensinamentos e princípios que fizeram parte da formação do meu caráter. Amo vocês de uma forma que não se pode ser resumida com palavras.

Agradeço a um dos meus maiores exemplos, em todos os aspectos da minha vida, meu tio Josuel Fonseca, e através dele estendo meu 'muito obrigada' a todos os demais familiares que sempre se alegraram diante de minhas conquistas.

Agradeço aos meus irmãos da fé, que sempre estiveram orando pela minha vida e me aconselhando com base em princípios inegociáveis da fé cristã. O amor de vocês enche meu coração de alegria e esperança.

Agradeço a todos os amigos que a UFERSA me deu, em nome de uma amiga extremamente especial, que ao longo do tempo se tornou uma irmã e que sempre contribuiu de forma direta ou indireta, longe ou perto, nos momentos mais alegres da caminhada e também em momentos muito difíceis, Lillian Bessa.

Agradeço aos professores Idalmir e Humberto, pelo incentivo, direcionamentos e toda ajuda durante esses dois anos. Obrigada por serem grandes exemplos, tanto como profissionais, como pessoas.

Agradeço aos amigos de mestrado, que estiveram presente em várias lutas e que me ajudaram direta e indiretamente durante esse processo, em especial ao amigo Filipe.

Agradeço ao meu orientador Idalmir e ao meu co-orientador Isaac, por toda ajuda durante esse período e todos os ensinamentos, conselhos, sugestões e paciência.

*"A little drop of dreams can go so far"*

## RESUMO

O crescente desenvolvimento das tecnologias em sistemas de comunicação sem fio, bem como a variedade de dispositivos com operação em várias faixas de frequência, trazem o conceito de antenas reconfiguráveis para funcionamento com múltiplos dispositivos receptores. As antenas reconfiguráveis possuem a capacidade de irradiar mais de um padrão em diferentes frequências que sejam necessárias nos sistemas de radar e de comunicação modernos. Algumas antenas reconfiguráveis funcionam com alteração da frequência de funcionamento mantendo suas características de radiação, outras funcionam a partir da reconfiguração do padrão de radiação e também da polarização. Esse trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma antena de microfita reconfigurável utilizando o Ressonador de Anel Fendido Complementar (*Complementary Split Ring Resonator - CSRR*), com intuito de analisar possíveis alterações nos parâmetro de frequência de operação. Para tanto, foi realizada uma análise paramétrica do metamaterial inserido no plano de terra de uma antena de microfita retangular para verificar um comportamento de reconfiguração. Os parâmetros simulados, foram também comparados com resultados de medições da antena e feita uma análise sobre a reconfiguração da antena. Os resultados mostram uma boa correspondência entre simulação e medição. Para a antena retangular padrão, a simulação mostra uma frequência de ressonância de 6,43 GHz e perda de retorno de -13,02 dB, com largura de banda de 6,14 GHz a 6,78 GHz e os resultados da medição mostram uma frequência de ressonância de 6,64 GHz, perda de retorno de -11,96 dB com largura de banda de 6,41 GHz a 6,80 GHz.

**Palavras-chaves:** Dispositivos reconfiguráveis. Antenas de microfita reconfiguráveis. Metamaterial. Metassuperfície. CSRR.

## ABSTRACT

The increasing development of technologies in wireless communication systems, as well as the variety of devices with operation at various frequency ranges, brings about the concept of reconfigurable antennas for operation with multiple receiving devices. Reconfigurable antennas have the ability to radiate more than one pattern at different frequencies that are needed in modern radar and communication systems. Some reconfigurable antennas work by changing the operating frequency while maintaining their radiation characteristics, while others work by reconfiguring the radiation pattern and also the polarization. This work has as objective the development of a reconfigurable microstrip antenna using the Complementary Split Ring Resonator (CSRR), in order to analyze possible changes in the operating frequency parameters. For this purpose, a parametric analysis of the metamaterial inserted in the ground plane of a rectangular microstrip antenna was performed to verify a reconfiguration behavior. The simulated parameters, were also compared with measurement results of the antenna and an analysis on the reconfiguration of the antenna was performed. The results show a good match between simulation and measurement. For the standard rectangular antenna, the simulation shows a resonance frequency of 6.43 GHz and return loss of -13.02 dB with bandwidth range from 6.14 GHz to 6.78 GHz and the measurement results show a resonance frequency of 6.64 GHz, return loss of -11.96 dB with bandwidth range from 6.41 GHz to 6.80 GHz.

**Keywords:** Reconfigurable devices. Reconfigurable microstrip antennas. Metamaterial. Meta-surface. CSRR.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Antena de microfita e sua composição. . . . .	15
Figura 2 - Sistema de coordenadas para análise de antenas. . . . .	17
Figura 3 - Padrão de radiação de uma antena omnidirecional. . . . .	17
Figura 4 - Padrões dos planos E e H para uma antena tipo corneta piramidal. . . . .	18
Figura 5 - Padrões de diretividade (a) bidimensional e (b) tridimensional de um dipolo $\lambda/2$ . . . . .	19
Figura 6 - Perdas da antena: (a) terminais de referência da antena (b) representação de perdas por reflexão, condução e dielétrica. . . . .	20
Figura 7 - Largura de Banda. . . . .	22
Figura 8 - Terminal de referência e perdas da antena. . . . .	24
Figura 9 - Transformação de Möbius do plano de impedância complexa para o plano $\Gamma$ da Carta de Smith. . . . .	25
Figura 10 - Tipos de polarização. . . . .	27
Figura 11 - Antena em modo de (a) transmissão e seus circuitos equivalentes de (b) Thevenin e (c) Norton. . . . .	29
Figura 12 - Método da linha de microfita. . . . .	30
Figura 13 - Método de sonda coaxial. . . . .	31
Figura 14 - Método de acoplamento por proximidade. . . . .	31
Figura 15 - Método de acoplamento por abertura. . . . .	32
Figura 16 - Método do Guia de Onda Coplanar. . . . .	33
Figura 17 - Método da linha de transmissão. . . . .	34
Figura 18 - Método da linha de transmissão: (a) vista superior e (b) vista lateral. . . . .	35
Figura 19 - Distribuição de carga e surgimento de densidade de corrente no <i>patch</i> de microfita. . . . .	36
Figura 20 - Método da cavidade. . . . .	37
Figura 21 - Configurações de campo (modos) para <i>patch</i> retangular. . . . .	39

Figura 22 - Estruturas de metamateriais propostas por Pendry (1999) (a) Estrutura de fios finos exibindo $\epsilon$ negativo e $\mu$ positivos e $E \parallel z$ . (b) Estrutura de ressonador de anéis fendidos (SRR - <i>Split Ring Resonator</i> ) exibindo $\epsilon$ positivo e $\mu$ negativo se $H \perp y$ . . . . .	42
Figura 23 - Modelo de circuito equivalente de SRRs (a) Dupla configuração de SRR e (b) Configuração de SRR simples. . . . .	42
Figura 24 - Estrutura composta TW-SRR de Smith et al. (2000). . . . .	43
Figura 25 - Classificação dos metamateriais quanto à permissividade e permeabilidade. . . . .	44
Figura 26 - Ilustrações de metástases: exemplo de matrizes planares de dispersores metálicos. . . . .	47
Figura 27 - Regiões de comportamentos que podem ocorrer para os dispersores em uma metassuperfície. . . . .	47
Figura 28 - Diferentes geometrias do SRR. . . . .	48
Figura 29 - Diferentes geometrias do CSRR. . . . .	49
Figura 30 - Topologia dos modelos (a) SRR e CSRR e seus circuitos equivalentes. . . . .	50
Figura 31 - Etapas executadas ao longo do desenvolvimento do trabalho. . . . .	56
Figura 32 - Projeto da Antena de Microfita Retangular Padrão no HFSS. . . . .	57
Figura 33 - Projeto da Antena com redução do plano de terra para 25% do tamanho original (Antena Monopolo) no HFSS. . . . .	57
Figura 34 - Projeto da Antena de com estrutura metamaterial CSRR no plano de terra. . . . .	58
Figura 35 - Especificação das dimensões da estrutura CSRR. . . . .	58
Figura 36 - Rotações das fendas do CSRR para o (a) anel interno e o (b) anel externo. . . . .	59
Figura 37 - Impressão a laser das antenas de microfita no substrato FR4. . . . .	59
Figura 38 - Processo de recorte e acabamento das antenas de microfita. . . . .	60
Figura 39 - Antenas fabricadas. . . . .	60
Figura 40 - Resultados simulados das antenas utilizadas como padrão. . . . .	61
Figura 41 - Padrão de Radiação 2D e 3D da Antena de Microfita Retangular Padrão. . . . .	62
Figura 42 - Padrão de Radiação 2D e 3D da Antena de Microfita Monopolo. . . . .	62
Figura 43 - Padrão de Radiação da Antena CSRR na frequência de ressonância de 5,94 GHz. . . . .	62
Figura 44 - Distribuição de corrente na estrutura CSRR na frequência de ressonância de 5,94 GHz, com valor de corrente máxima 106,72 A/m. . . . .	63

Figura 45 - Perda de Retorno $S_{11}$ para variação paramétrica no anel interno do CSRR. . .	63
Figura 46 - Padrão de Radiação para variação 2 do anel interno nas frequências de (a) 4,34 GHz e (b) 6,08 GHz. . . . .	64
Figura 47 - Distribuição de corrente para posição 2 do anel interno nas frequências (a) 4,34 GHz, com valor de corrente máxima de 149,37 A/m e (b) 6,08 GHz, com valor de corrente máxima de 554,68 A/m. . . . .	65
Figura 48 - Padrão de Radiação para variação 3 do anel interno nas frequências (a) 4,72 GHz e (b) 6,24 GHz. . . . .	66
Figura 49 - Distribuição de corrente para posição 3 do anel interno nas frequências (a) 4,72 GHz, com valor de corrente máxima de 298,71 A/m e (b) 6,24 GHz com valor de corrente máxima de 149,37 A/m. . . . .	66
Figura 50 - Padrão de Radiação para variação 4 do anel interno para (a) 4,37 GHz e (b) 6,09 GHz. . . . .	67
Figura 51 - Distribuição de corrente para posição 4 do anel interno para (a) 4,37 GHz, com corrente máxima de 597,34 A/m e (b) 6,09 GHz, com corrente máxima de 234,69 A/m. . . . .	67
Figura 52 - Perda de Retorno $S_{11}$ para variação paramétrica no anel externo do CSRR.. .	68
Figura 53 - Padrão de Radiação para variação 2 do anel externo na frequência de 6,34 GHz. . . . .	69
Figura 54 - Distribuição de corrente para posição 2 do anel externo para 6,34 GHz, com valor de corrente máxima de 277,34 A/m. . . . .	69
Figura 55 - Padrão de Radiação para variação 3 do anel externo nas frequências (a) 4,13 GHz e (b) 6,54 GHz. . . . .	70
Figura 56 - Distribuição de corrente para posição 3 do anel externo da estrutura nas frequências (a) 4,13 GHz e (b) 6,54 GHz . . . . .	70
Figura 57 - Padrão de Radiação para variação 4 da fenda do anel externo na frequência de 6,32 GHz. . . . .	71
Figura 58 - Distribuição de corrente para posição 4 do anel externo na frequência de ressonância de 6,32 GHz. . . . .	71
Figura 59 - Comparativo de simulação e medição do parâmetro de perda de retorno $S_{11}$ para as antenas utilizadas como padrão. . . . .	72
Figura 60 - Medição da Perda de Retorno $S_{11}$ para as variação no anel interno do CSRR. . . . .	73
Figura 61 - Medição da Perda de Retorno $S_{11}$ para as variação no anel externo do CSRR. . . . .	74

Figura 62 - Carta de Smith para a variação paramétrica no anel interno da estrutura CSRR. 75

Figura 63 - Carta de Smith para a variação paramétrica no anel externo da estrutura CSRR. 76



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>13</b>
1.1 OBJETIVO GERAL . . . . .	14
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS . . . . .	14
<b>2 ANTENAS DE MICROFITA</b> . . . . .	<b>15</b>
2.1 DEFINIÇÕES BÁSICAS . . . . .	15
2.2 PARÂMETROS DA ANTENA . . . . .	16
<b>2.2.1 Diagrama de radiação</b> . . . . .	<b>16</b>
<b>2.2.2 Diretividade</b> . . . . .	<b>18</b>
<b>2.2.3 Eficiência</b> . . . . .	<b>20</b>
<b>2.2.4 Ganho</b> . . . . .	<b>21</b>
<b>2.2.5 Largura de banda</b> . . . . .	<b>21</b>
<b>2.2.6 Perda de retorno</b> . . . . .	<b>23</b>
<b>2.2.7 Carta de Smith</b> . . . . .	<b>25</b>
<b>2.2.8 Polarização</b> . . . . .	<b>27</b>
<b>2.2.9 Impedância de entrada</b> . . . . .	<b>27</b>
2.3 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO . . . . .	30
2.4 MÉTODOS DE ANÁLISE . . . . .	33
<b>2.4.1 Método de linha de transmissão</b> . . . . .	<b>33</b>
<b>2.4.2 Método da cavidade</b> . . . . .	<b>34</b>
<b>2.4.3 MNM (<i>Multiport Network Model</i>)</b> . . . . .	<b>38</b>
<b>2.4.4 MoM (<i>Method of Moments</i>)</b> . . . . .	<b>39</b>
<b>2.4.5 FEM (<i>Finite Element Method</i>)</b> . . . . .	<b>40</b>
<b>2.4.6 SDT (<i>Spectral Domain</i>)</b> . . . . .	<b>40</b>
<b>3 METAMATERIAIS</b> . . . . .	<b>41</b>
3.1 HISTÓRICO E DEFINIÇÃO . . . . .	41
3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS METAMATERIAIS . . . . .	43
3.3 DIFERENTES TIPOS DE METAMATERIAL . . . . .	44
<b>3.3.1 Permissividade negativa</b> . . . . .	<b>44</b>
<b>3.3.2 Permeabilidade negativa</b> . . . . .	<b>45</b>

<b>3.3.3 Índice de refração negativo</b> . . . . .	<b>45</b>
3.4 METASSUPERFÍCIES . . . . .	46
<b>3.4.1 Tipos de superfícies</b> . . . . .	<b>46</b>
3.5 RESSONADOR DE ANEL DIVIDIDO ( <i>SPLIT RING RESONATOR</i> - SRR) . . . . .	48
3.6 RESSONADOR DE ANEL DIVIDIDO COMPLEMENTAR ( <i>COMPLEMENTARY SPLIT RING RESONATOR</i> - CSRR) . . . . .	49
3.7 ANTENA COM METASSUPERFÍCIES . . . . .	50
<b>4 ANTENAS RECONFIGURÁVEIS</b> . . . . .	<b>52</b>
4.1 CLASSIFICAÇÃO DE ANTENAS RECONFIGURÁVEIS . . . . .	52
<b>4.1.1 Antenas reconfiguráveis por frequência</b> . . . . .	<b>52</b>
<b>4.1.2 Antenas reconfiguráveis por padrão de radiação</b> . . . . .	<b>53</b>
<b>4.1.3 Antenas reconfiguráveis por polarização</b> . . . . .	<b>53</b>
4.2 APLICAÇÕES DE ANTENAS RECONFIGURÁVEIS . . . . .	54
<b>4.2.1 Antena reconfigurável para comunicação 5G</b> . . . . .	<b>54</b>
<b>4.2.2 Antena reconfigurável para sistemas MIMO (<i>multi-input multi-output</i>)</b> . . . . .	<b>55</b>
<b>4.2.3 Antena reconfigurável para aplicações biomédicas</b> . . . . .	<b>55</b>
<b>5 MATERIAIS E MÉTODOS</b> . . . . .	<b>56</b>
5.1 PROJETO DA ANTENA . . . . .	56
5.2 FABRICAÇÃO DA ANTENA . . . . .	59
<b>6 RESULTADOS E DISCUSSÃO</b> . . . . .	<b>61</b>
6.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES . . . . .	61
6.2 RESULTADOS DE MEDIÇÃO . . . . .	71
<b>7 CONCLUSÕES</b> . . . . .	<b>76</b>
7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .	76
7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS . . . . .	77
<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>78</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Com o desenvolvimento dos sistemas de comunicação *wireless* e a diversidade de dispositivos com operação em várias faixas de frequência (GHz), sobretudo em aplicações na tecnologia *Wireless Local Area Network* (WLAN) e *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX), torna-se necessário e relevante o projeto de antenas com parâmetros compatíveis com diferentes aplicações. Alguns desses parâmetros abrangem largura de banda, perda de retorno, diretividade, entre outros (SILVA, 2014).

A antena de microfita, por sua vez, tem sido utilizada em muitas aplicações práticas, como por exemplo, em aeronaves de alto desempenho, naves espaciais, satélite, Wi-Fi, *bluetooth*, entre outras. O tamanho, peso, custo, facilidade de instalação, facilidade de fabricação e perfil aerodinâmico são as principais características que fazem esse tipo de antena ser mais adequada. Diante dessas características, as antenas de microfita têm sido bastante pesquisadas para suas diversas aplicações. Além disso, muitas técnicas têm sido analisadas para alcançar uma maior largura de banda e um maior desempenho relativo a eficiência da antena (KHATUN; INUM; TASNIM, 2017).

Com o intuito de estudar novos comportamentos dessas antenas e realizar variações paramétricas, as pesquisas na área de metamateriais vêm crescendo ao longo do tempo. Nos últimos anos, tem sido possível observar um interesse crescente em estruturas artificiais produzidas a partir de materiais compostos que imitam as respostas de materiais conhecidos e podem ser encontrados na natureza, ou ainda, que possuem respostas que não ocorrem convencionalmente ou que de imediato não são encontradas disponíveis na natureza (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006).

Muitas pesquisas e experiências, como as desenvolvidas por Pendry *et al.* (1999) e Smith *et al.* (2000) confirmaram que os metamateriais podem apresentar propriedades não comuns. Dessa forma, o interesse em metamateriais surge devido a seu grande potencial de apresentar propriedades particulares para uma variedade de aplicações. O impacto dos metamateriais pode ir desde a adaptação e manipulação de propriedades das ondas a diminuições significativas no tamanho e peso de componentes, dispositivos e sistemas, juntamente com melhorias no seu desempenho (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006).

Uma das aplicações recorrentes na utilização de metamateriais são as antenas com características reconfiguráveis, como pode ser observada no trabalho desenvolvido por Zhu *et al.* (2014b). Entre os parâmetros de uma antena que podem ser sintonizados a partir de uma antena reconfigurável, têm-se: a frequência, o padrão de radiação, ou a polarização. E, com o desenvolvimento das tecnologias de dispositivos de comunicações moveis, se faz necessário uma forma dinâmica de mudar alguns parâmetros essenciais para a análise de antenas a fim de obter resultados que mostrem a capacidade da antena de trabalhar em diferentes configurações (ZHU *et al.*, 2014a).

Uma das principais vantagens das antenas reconfiguráveis é sua capacidade de reconfiguração e a possibilidade do seu funcionamento com diversos outros dispositivos. Essas antenas possuem a capacidade de irradiar mais de um padrão em diferentes frequências que sejam necessárias nos sistemas de radar e de comunicação modernos. Algumas antenas reconfiguráveis funcionam com alteração da frequência de funcionamento mantendo suas características de radiação. De acordo com Haridas *et al.* (2008), o desempenho do sistema poderia ser muito melhor com a alteração dos padrões de radiação sendo mantida frequência de funcionamento. Além disso, manipular o padrão de radiação de uma antena pode evitar fontes de ruído ou interferência, o que pode melhorar a segurança, e também expandir as capacidades de direção do feixe.

Dessa forma, esse trabalho aborda o desenvolvimento de uma antena reconfigurável utilizando o metamaterial CSRR (*Complementary Split Ring Resonator* - Anel circular fendido complementar).

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Projetar antena de microfita reconfigurável com metassuperfície do tipo CSRR.

## 1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos abrangem etapas referentes ao projeto, fabricação e análise de resultados da antena. Esses estão organizados de acordo com a sequência de desenvolvimento do trabalho.

- Calcular dimensões da antena e projetar o design em *software*;
- Utilizar metamaterial CSRR para reconfiguração da antena;
- Realizar simulações para análise paramétrica da antena a partir de um modelo prévio de metamaterial usando o *Ansys HFSS® (High Frequency Structural Simulator)*;
- Analisar as principais propriedades da antena como perda de retorno, padrão de radiação, distribuição de corrente e casamento de impedância a partir da reconfiguração da antena inicial;
- Construir antenas com resultados correspondentes as simulações baseadas na análise paramétrica;
- Medir as propriedades de perda de retorno e casamento de impedância;
- Comparar e analisar os resultados medidos e simulados para diferentes reconfigurações da antena.

## 2 ANTENAS DE MICROFITA

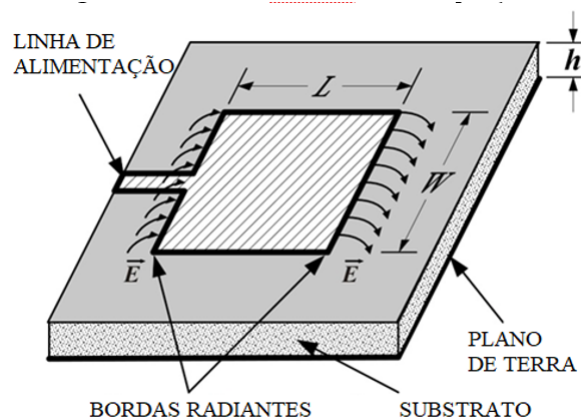
O conceito da antena de microfita foi proposto pela primeira vez por Deschamps em 1953 e posteriormente foi desenvolvida na prática da década de 70 por Munson e Howell. Entre suas vantagens, essa antena se destacou por seu baixo peso, volume pequeno e facilidade de fabricação. E assim, com aumento da demanda por comunicações pessoais e móveis, as antenas de microfita ganharam destaque devido às suas dimensões reduzidas e ao baixo perfil (KUMAR; RAY, 2003).

As antenas possuem diversos parâmetros que podem ser utilizados em analisar o seu comportamento operacional. Dessa forma, a Seção 2.1 mostra a definição e estrutura da antena e a Seção 2.2 descreve alguns dos seus principais parâmetros.

### 2.1 DEFINIÇÕES BÁSICAS

Uma antena de microfita é formada por uma fina camada metálica (*patch*), que atua como elemento radiante, separada do plano de terra por um substrato dielétrico. Geralmente, esse tipo de antena é projetada para que a radiação seja máxima na direção normal ao *patch* (comportamento *broadside*), porém é possível direcionar a radiação axialmente (comportamento *endfire*) dependendo da escolha do modo excitação. A Figura 1 mostra um exemplo da construção de uma antena de microfita retangular padrão, destacando o *patch*, o plano de terra, o substrato e o alimentador de microfita (BALANIS, 2005).

Figura 1: Antena de microfita e sua composição.



Fonte: Balanis (2005).

O *patch*, ou plaqueta, é uma camada metálica normalmente condutora, embora este possa ser um supercondutor. O metal geralmente utilizado para a produção da plaqueta é o cobre, porém, para outras aplicações como uso de antena em ondas milimétricas, usa-se o ouro, devido à sua maior condutividade. Essa parte da antena é a responsável pela irradiação da onda no

espaço livre e possui uma espessura ( $\tau$ ) muito menor que o comprimento da onda,  $\lambda_0$  (BALANIS, 2005).

O plano de terra, assim como o *patch*, é constituído de uma camada metálica, localizada na face inferior da antena. Esta camada tem uma função refletora, impedindo uma irradiação mais intensa na sua direção, além de funcionar como um mecanismo de aterramento. Na teoria, para a simplificação dos cálculos, o plano de terra é geralmente definido como infinito, porém na prática isso não ocorre, e para aproximar dessa condição, utiliza-se um plano de terra ligeiramente maior que o substrato (BALANIS, 2005).

O substrato é um dos elementos que compõem uma antena de microfitas e é encontrado como uma camada de material dielétrico entre o *patch* e plano de terra, que pode ser uma camada de ar (antena com substrato suspenso), como no trabalho desenvolvido por Guha, Chattopadhyaya e Siddiqui (2010). Além disso, o substrato pode ser feito a partir de várias camadas de dielétricos diferentes (antenas de multicamadas), como em Deb, Moyra e Bhowmik (2015). Este funciona como um capacitor armazenando energia de acordo com a frequência de operação. A antena é conectada a um alimentador que fornece, ou recebe, o sinal a ser transmitido, ou que foi recebido, pela antena. Para que isto seja realizado com um mínimo de perdas por reflexão é necessário um casamento de impedância entre a antena e o alimentador (BALANIS, 2005).

## 2.2 PARÂMETROS DA ANTENA

O desempenho de uma antena é descrito a partir da definição de alguns parâmetros. Esses podem estar inter-relacionados, e em algumas situações nem todos precisam ser especificados para avaliar o desempenho da antena, pois a análise paramétrica que será feita depende a sua aplicação. Dessa forma, nessa seção serão tratados algumas definições dos principais parâmetros para análise e caracterização de uma antena.

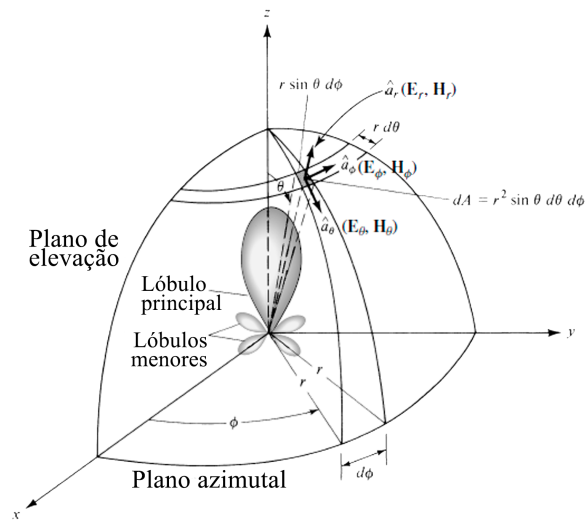
### 2.2.1 Diagrama de radiação

O diagrama de radiação é uma representação de forma gráfica das propriedades de radiação da antena, sendo sua apresentação feita através de coordenadas polares. Geralmente, esses diagramas, sendo de campo ou potência, são normalizados tomando como referência o valor máximo. Em alguns casos, o padrão de radiação é determinado pela região de campo distante (BALANIS, 2005).

A Figura 2 mostra o sistema de coordenadas utilizado para a análise do diagrama de radiação. Os principais tipos básicos de diagrama de radiação se referem a antenas isotrópicas, antenas omnidirecionais e antenas direcionais.

A antena isotrópica é representada a partir de uma situação onde a antena não possui

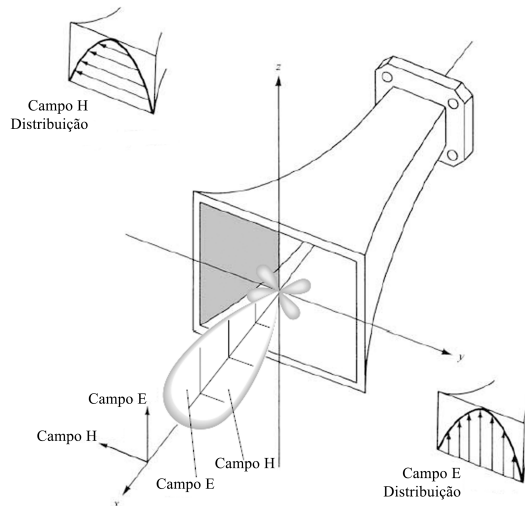
Figura 2: Sistema de coordenadas para análise de antenas.



Fonte: Balanis (2005).

perdas e sua radiação é igualmente irradiada em todas as direções, e por ser um modelo ideal não possui viabilidade para sua execução na prática. No entanto, esta é usada como referência para expressar propriedades relacionadas a diretividade de antenas que podem ser produzidas. A Figura 3 mostra um exemplo do diagrama de radiação para uma antena direcional (BALANIS, 2005).

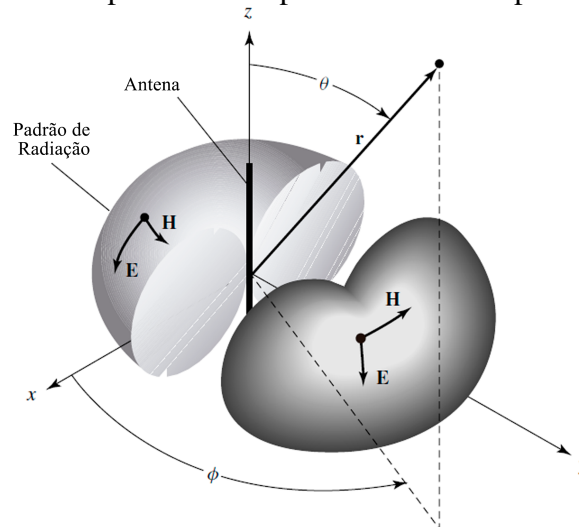
Figura 3: Padrão de radiação de uma antena omnidirecional.



Fonte: Balanis (2005).

Na Figura 4 é possível observar também um tipo especial de antena direcional, que possui uma característica de ser não direcional em um dado plano e ter um padrão de radiação em qualquer plano ortogonal (BALANIS, 2005).

Figura 4: Padrões dos planos E e H para uma antena tipo corneta piramidal.



Fonte: Balanis (2005).

### 2.2.2 Diretividade

O parâmetro de diretividade refere-se ao quanto de energia uma antena é capaz de concentrar em uma determinada região do espaço. Sua condição de máxima irradiação é observada de acordo com o ângulo de meia potência, que quanto menor, maior a diretividade da antena. Para essa análise, é utilizada uma antena de referencial que possui radiação uniforme em todas as direções do espaço, chamada de antena isotrópica. Dessa forma, sendo  $P$  a densidade de potência média da antena a uma distância  $r$  e a densidade de potência da segunda antena. A Figura 5 mostra os diagramas de diretividade bidimensional e tridimensional de um dipolo de meia onda (RIOS; PERRI, 2002).

Na Equação 1, é possível observar que a diretividade é uma medida da concentração de radiação na direção do máximo, onde  $U_{max}$  se refere a intensidade de radiação máxima e  $U_0$ , a intensidade de radiação média da antena.

$$diretividade = \frac{U_{max}}{U_0} \quad (1)$$

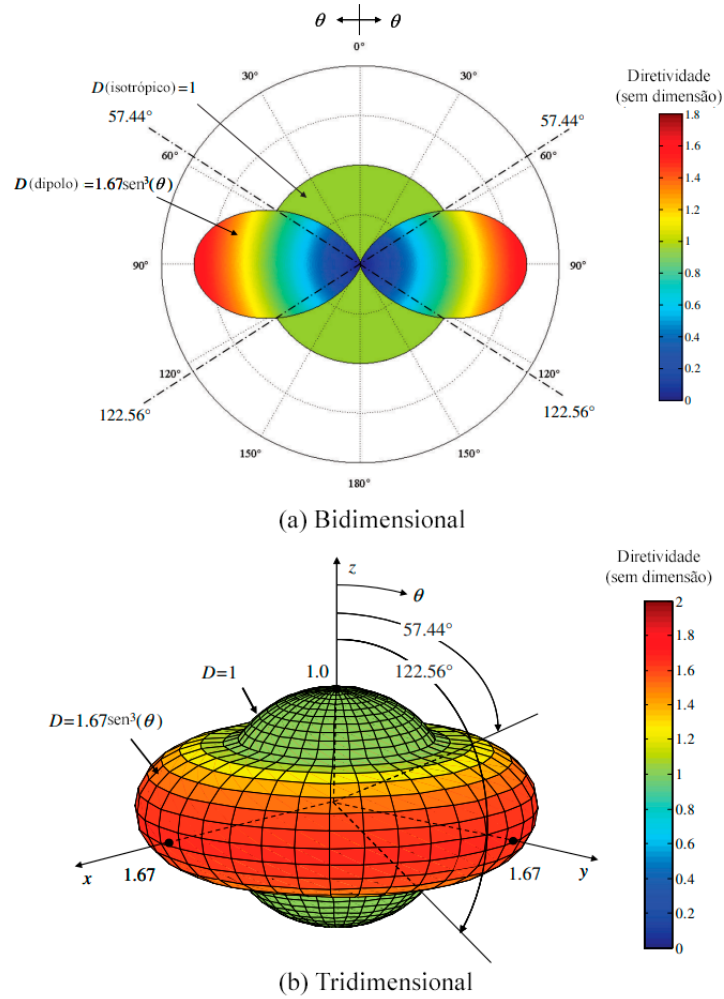
A intensidade média da radiação pode ser encontrada a partir de um integral de superfície sobre a esfera de radiação da intensidade da radiação dividida por  $4\pi$ , a área da esfera em esterradianos descrita por meio da Equação 2.

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2)$$

Na Equação 3, esta potência irradiada é dividida pela área de uma esfera unitária. A intensidade de radiação  $U(\theta, \phi)$  separa-se numa soma de componentes definidas tanto as atividades de polarização como as de polarização cruzada, descritas nas Equações 4 e 5, respectivamente.



Figura 5: Padrões de diretividade (a) bidimensional e (b) tridimensional de um dipolo  $\lambda/2$ .



Fonte: Balanis (2015)

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [U_c(\theta, \phi) + U_x(\theta, \phi)] \sin\theta d\theta d\phi \quad (3)$$

$$diretividade_c = \frac{U_{c,max}}{U_0}, \quad (4)$$

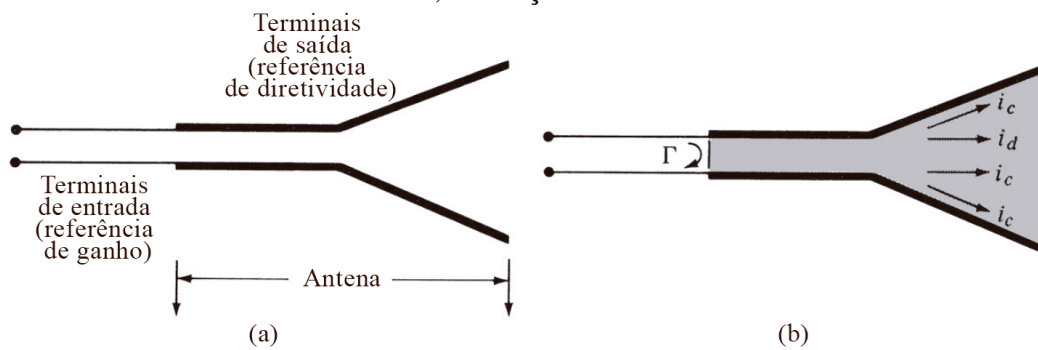
$$diretividade_x = \frac{U_{x,max}}{U_0} \quad (5)$$

A diretividade e o ganho diferem apenas pela eficiência, mas a diretividade é facilmente estimada a partir de padrões de radiação (MILLIGAN, 2005).

### 2.2.3 Eficiência

Uma antena possui uma série de eficiências que estão relacionadas a ela. A eficiência total  $e_0$  é um parâmetro utilizado para analisar as perdas nos terminais de entrada e dentro de sua estrutura. Essas perdas podem estar relacionadas a reflexões devido ao defasamento entre a linha de transmissão e a antena, bem como perdas por condução e no dielétrico ( $I^2R$ ). A Figura 6 mostra como essas perdas são definidas e a eficiência total pode ser calculada a partir da Equação 6 (BALANIS, 2005).

Figura 6: Perdas da antena: (a) terminais de referência da antena (b) representação de perdas por reflexão, condução e dielétrica.



Fonte: Balanis (2005).

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (6)$$

Geralmente, a eficiência da condução  $e_c$  e a eficiência dielétrica  $e_d$  são difíceis de medir, a eficiência de reflexão é obtida através da Equação 7, onde  $\Gamma$  é o coeficiente de reflexão da tensão nos terminais de entrada da antena calculado por meio da Equação 8 em termos de  $Z_{in}$  e  $Z_0$ , que são a impedância de entrada da antena e a impedância característica da linha de transmissão, respectivamente (BALANIS, 2005; KUMAR; RAY, 2003).

$$e_r = (1 - \Gamma^2) \quad (7)$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (8)$$

$$VSWR = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (9)$$

A partir do coeficiente de reflexão  $\Gamma$  é possível ainda calcular o *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), uma medida que determina a eficiência de transmissão de energia da fonte, por meio da linha de transmissão, até a carga (antena) (BALANIS, 2005; KUMAR; RAY, 2003).

### 2.2.4 Ganho

O ganho é definido como a eficiência da antena como fonte irradiante, ou seja, refere-se a uma razão entre a intensidade de radiação e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência recebida pela antena fosse irradiada isotopicamente, em uma dada direção. No processo de escolha de uma antena para determinada aplicação, esse parâmetro é importante para a escolha de uma antena que entregue mais potência ao meio, ou seja, entregue maior quantidade de potência irradiada. Para analisar esse parâmetro é adotada uma antena padrão como referência para as demais antenas. Dessa forma, é possível realizar uma comparação entre as antenas e uma escolha entre elas (BALANIS, 2005; RIOS; PERRI, 2002)

Esse parâmetro mede a capacidade que a antena tem de direcionar a potência de entrada de radiação em uma determinada direção e mostrar o pico de intensidade da radiação. Considerando a antena com radiação isotrópica, a densidade de potência irradiada por uma antena isotrópica com potência de entrada  $P_0$  e uma distância  $R$  pode ser calculada pela Equação 10.

$$S = \frac{P_0}{4\pi R^2} \quad (10)$$

A antena isotrópica irradia igualmente em todas as direções, e sua densidade de potência irradiada  $S$  pode ser encontrada por meio da Equação 11, onde potência irradiada é dividida pela área da esfera. Considera-se que o radiador isotrópico possui 100% de eficiência. Um aumento no ganho da antena, implica em um aumento de sua densidade de potência na direção do pico de radiação. A densidade de potência e a intensidade de radiação podem ser calculadas pelas Equações 12 e 13, respectivamente.

$$S = \frac{P_0 G}{4\pi R^2} = \frac{E^2}{\eta} \quad (11)$$

$$S(\theta, \phi) = \frac{P_0 G(\theta, \phi)}{4\pi R^2} \quad (12)$$

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_0 G(\theta, \phi)}{4\pi} \quad (13)$$

A obtenção do ganho ocorre a partir do direcionamento da radiação para longe das outras partes da esfera da radiação, geralmente definido como um padrão de ganho que a antena é susceptível a possuir.

### 2.2.5 Largura de banda

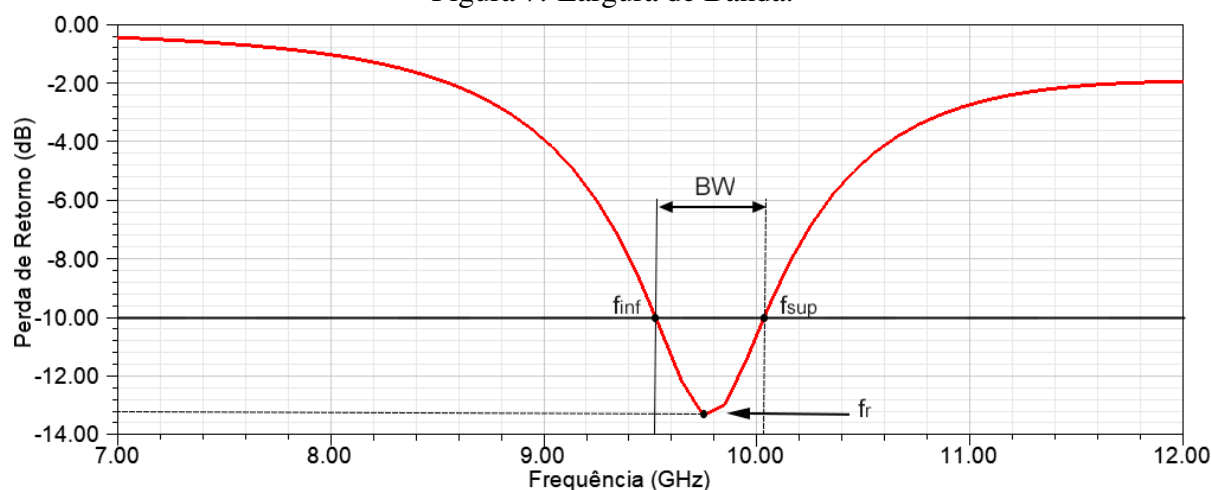
Esse parâmetro define uma faixa de frequências nas quais o desempenho da antena, geralmente expressa entre frequências superior e inferior que atendem a um padrão de operação

aceitável. As especificações são analisadas mediante as aplicações em que a antena será usada e diversos outros parâmetros estão relacionados com a largura de banda, como o ganho, largura de feixe, polarização e direção do feixe (BALANIS, 2005).

Em uma largura de banda com relação 10:1, por exemplo, a frequência superior é 10 vezes maior do que a frequência inferior. Em antenas de banda estreita, a largura de banda é expressa como uma porcentagem da razão entre a diferença de frequência superior e inferior e frequência central da largura de banda. Por exemplo, uma largura de banda de 5% indica que a diferença de frequência para uma operação aceitável é de 5% da frequência central da largura de banda (BALANIS, 2005).

Não existe uma forma única para a especificação da largura de banda, pois as características de uma antena não variam da mesma forma e em determinados casos não são afetadas de forma significativa pela frequência. As especificações para a largura de banda são estabelecidas de acordo com as necessidades de cada aplicação específica. Geralmente, existem variações para distinção do padrão e impedância da largura de banda. Alguns dos parâmetros associados ao padrão da largura de banda são: ganhos, nível do lóbulo lateral, largura do feixe e polarização. Já para impedância da largura de banda, os parâmetros utilizados são impedância de entrada e a eficiência de radiação. A Figura 7 mostra as especificações na análise da largura de banda, onde  $f_{inf}$  e  $f_{sup}$  são variáveis relativas as frequências inferior e superior, respectivamente e  $f_r$ , representa a frequência de ressonância da antena.

Figura 7: Largura de Banda.



Fonte: Autoria própria.

No Brasil, as faixas de frequência para operação de serviços de telecomunicações são reguladas pela Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL). A partir da Resolução nº 716, de 31 de outubro de 2019 foi aprovado o Plano de Atribuição, Destinação e Distribuição de Faixas de Frequências no Brasil (PDFF). A Tabela 1 mostra as nomenclaturas das faixas de frequências de acordo com a resolução (ANATEL, 2019).

A aprovação desse plano teve como objetivo “facilitar a consulta e planejamento do espectro de radiofrequências e a tomada de decisão dos interessados internos e externos à

Tabela 1: Nomenclaturas das faixas de frequências.

Número da faixa	Símbolo	Faixa de frequências (excluindo o limite baixo, incluindo o limite alto)	Subdivisão Correspondente	Métrica
4	VLF	3 a 30 kHz	Ondas Miriamétricas	
5	LF	30 a 300 kHz	Ondas Quilométricas	
6	MF	300 a 3000 kHz	Ondas Hectométricas	
7	HF	3 a 30 MHz	Ondas Decamétricas	
8	VHF	30 a 300 MHz	Ondas Métricas	
9	UHF	300 a 3000 MHz	Ondas Decimétricas	
10	SHF	3 a 30 GHz	Ondas Centimétricas	
11	EHF	30 a 300 GHz	Ondas Milimétricas	
12		300 a 3000 GHz	Ondas Decimilimétricas	

Fonte: Adaptado de ANATEL (2019)

Anatel”.

## 2.2.6 Perda de retorno

Devido a sua fácil medição e trabalho em frequências elevadas, os parâmetros  $S$  são de grande relevância nas aplicações em micro-ondas. Esses parâmetros, conhecidos também como parâmetros de dispersão, são um conjunto de propriedades que estão relacionados com as ondas propagadas dispersas ou refletidas quando uma porta é inserida numa linha de transmissão (ANDERSON, 1967).

Os parâmetros de dispersão podem ser medidos facilmente, tornando-os adequados para especificação de transistores e outros dispositivos ativos. A medição da maioria dos outros parâmetros requer que a entrada e saída desses dispositivos sejam abertas e curto-circuitadas, sucessivamente, o que torna a medição difícil, principalmente em radiofrequências (RF). Em relação a faixa de radiofrequência (8,3 kHz a 3000 GHz), para frequências mais elevadas, a medição requer *stubs* para o ajuste a cada frequência. Em contrapartida, os parâmetros de dispersão  $S$ , podem ser medidos com o dispositivo entre uma carga de  $50 \Omega$  e uma fonte, com baixa possibilidade de oscilações nas medições; ou ainda, em dispositivos ligados a uma distância considerável dos transdutores de medição, desde que estes estejam ligados por uma linha de transmissão com baixa perda (ANDERSON, 1967).

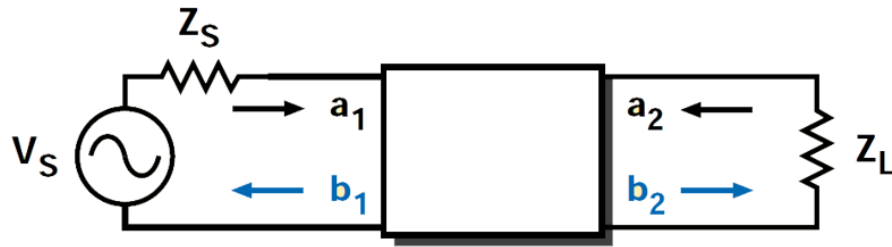
As Equações ?? e 15 mostram as variáveis complexas normalizadas de ondas de tensão incidentes e refletidas nas portas da rede,  $a_i$  e  $b_i$  respectivamente. Essas variáveis são definidas em termos da tensão ( $V_i$ ) e corrente do terminal ( $I_i$ ).

$$a_i = \frac{V_i + I_i \cdot Z_i}{2 \cdot \sqrt{R_e \cdot Z_i}} \quad (14)$$

$$b_i = \frac{V_i - I_i \cdot Z_i^*}{2 \cdot \sqrt{R_e \cdot Z_i}} \quad (15)$$

Na Figura 8 é apresentada a estrutura para uma rede com duas portas e suas funções de onda que são utilizadas na definição dos parâmetros de dispersão podem ser notadas nas Equações 16 a 19. A rede com duas portas e seus parâmetros  $S$  podem ser representados a partir do sistema linear na Equação 20.

Figura 8: Terminal de referência e perdas da antena.



Fonte: ANDERSON (1967).

$$a_1 = \frac{V_1 + I_1 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensao incidente na porta 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (16)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + I_2 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensao incidente na porta 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (17)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - I_1 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensao refletida na porta 1}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad (18)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - I_2 \cdot Z_0}{2 \cdot \sqrt{Z_0}} = \frac{\text{tensao refletida na porta 2}}{\sqrt{Z_0}} = \frac{V_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (19)$$

$$\begin{cases} b_1 = s_{11} \cdot a_1 + s_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = s_{21} \cdot a_1 + s_{22} \cdot a_2 \end{cases} \quad (20)$$

As Equações 21 e 22 mostram o coeficiente de reflexão de entrada com a porta de saída terminada por uma carga correspondente ( $Z_L = Z_0$  com  $a_2 = 0$ ) e coeficiente de reflexão de saída com a entrada terminada por uma carga correspondente ( $Z_L = Z_0$  com  $V_S = 0$ ), respectivamente.

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1 \text{ } a_2=0} \quad (21)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2 \text{ } a_1=0} \quad (22)$$

As Equações 23 e 24 mostram o ganho de transmissão para a frente (inserção) com a

porta de saída terminada numa carga correspondente e ganho de transmissão inversa (inserção) com a porta de entrada terminada numa carga correspondente, respectivamente.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1 a_2=0} \quad (23)$$

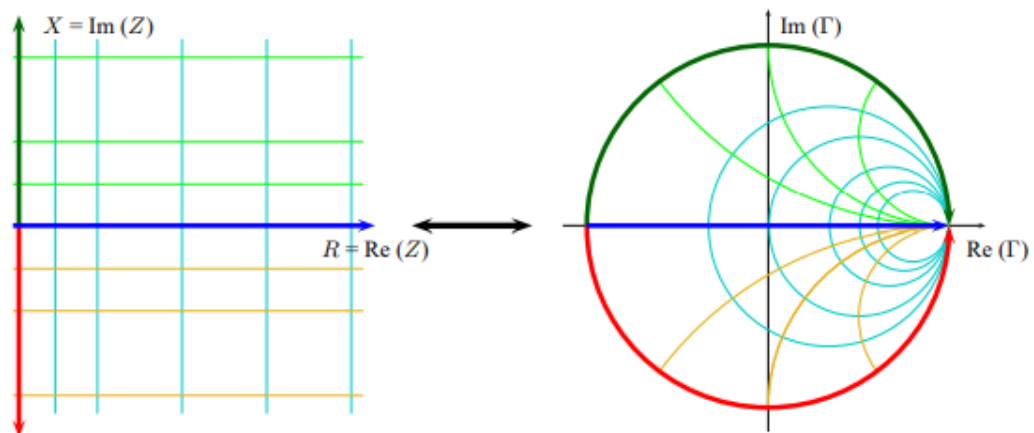
$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2 a_1=0} \quad (24)$$

A relação entre o coeficiente de reflexão e a impedância é a base para o cálculo da linha de transmissão na Carta de Smith. Dessa forma, os coeficientes de reflexão  $S_{11}$  e  $S_{22}$  podem ser traçados, convertidos em impedância e usados para determinar casamentos de impedância (ANDERSON, 1967).

### 2.2.7 Carta de Smith

A Carta de Smith é uma representação gráfica de  $\Gamma$  que permite sua utilização para resolução de problemas em linhas de transmissão e casamento de impedância. Esse gráfico é resultado da transformação de Möbius, onde há a projeção no plano de impedância complexo no plano  $\Gamma$  complexo. A Figura 9 apresenta o semi-plano com parte real positiva da impedância  $Z$  é mapeado para o interior do círculo unitário do plano  $\Gamma$  (CARR, 2001).

Figura 9: Transformação de Möbius do plano de impedância complexa para o plano  $\Gamma$  da Carta de Smith.



Fonte: Caspers (2012).

Esse gráfico é utilizado no traçado de refletâncias, mas as linhas circulares da grade permitem uma leitura fácil do casamento de impedância. Nesse processo, as linhas retangulares da grade do plano de impedância são transformadas em círculos e arcos na Carta de Smith (ANDERSON, 1967).

O gráfico Smith, pode ser usado para conversão de coeficientes de reflexão para impedâncias (ou admitâncias) normalizadas e vice versa, utilizando os círculos de impedância (ou de admitâncias) que estão impressos no gráfico. Para a representação das impedâncias em um gráfico Smith, geralmente são utilizadas quantidades normalizadas. A constante de normalização é geralmente a impedância característica da linha de transmissão. Dessa forma,  $z = Z/Z_0$  representa a versão normalizada da impedância  $Z$  (POZAR, 2005).

Se uma linha sem perdas de impedância característica  $Z_0$  é terminada com uma impedância de carga  $Z_L$ , o coeficiente de reflexão na carga pode ser escrito a partir da Equação 25.

$$\Gamma = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} = |\Gamma|e^{j\theta}, \quad (25)$$

onde  $z_L = Z_L/Z_0$  é a impedância normalizada da carga. Esta relação pode desenvolvida para  $z_L$  em termos de  $\Gamma$ , como observado na Equação 26.

$$z_L = \frac{1 + |\Gamma|e^{j\theta}}{1 - |\Gamma|e^{j\theta}}. \quad (26)$$

Essa equação complexa pode ser desenvolvida em duas equações escrevendo  $\Gamma$  e  $z_L$  em termos de suas partes reais e imaginárias,  $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$ , e  $z_L = r_L + jx_L$ , resultando na Equação 27.

$$r_L = jx_L = \frac{(1 + \Gamma_r) + j\Gamma_i}{(1 + \Gamma_r) - j\Gamma_i} \quad (27)$$

As partes reais e imaginárias desta equação podem ser separadas multiplicando o numerador e denominador pelo complexo conjugado do denominador. O resultado pode ser observado na Equação 28 e 29.

$$r_L = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (28)$$

$$x_L = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2} \quad (29)$$

Reorganizando essas equações, os resultados podem ser vistos nas Equações 30 e 31.

$$\left(\Gamma_r - \frac{r_L}{1 + r_L}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1 + r_L}\right)^2, \quad (30)$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x_L}\right)^2 = \left(\frac{1}{x_L}\right)^2, \quad (31)$$

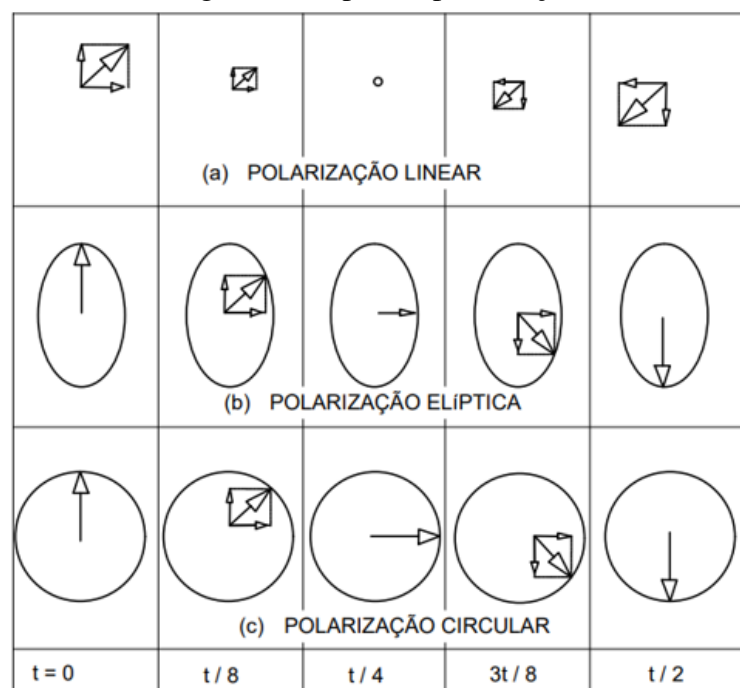
Nas quais, estas representam  $\Gamma_r$ ,  $\Gamma_i$  no plano. Os círculos de resistência são definidos pela Equação 30 e os círculos de reatância são definidos pela Equação 31.



### 2.2.8 Polarização

A polarização é um parâmetro muito importante no estudo de antenas. Ela é determinada como a orientação em que o vetor campo elétrico oscila no tempo. Para definir esse parâmetro é utilizada como referência a direção máxima de radiação, ou seja, o lobo principal da antena. Ainda, é possível caracterizar o tipo de polarização dependendo da amplitude e fase dos componentes ortogonais do campo elétrico total da onda, podendo ser classificada como linear, circular ou elíptica, como pode ser observado na Figura 10 (ESTEVES, 1980).

Figura 10: Tipos de polarização.



Fonte: Adaptado de Esteves (1980).

No geral, o campo elétrico traça uma elipse, configurando um campo com polarização elíptica. A polarização linear e circular são casos que surgem a partir da elíptica, obtidas quando a elipse se torna uma linha reta ou um círculo, respectivamente. Na polarização linear, o campo elétrico sempre é direcionado ao longo de uma linha. Já na polarização circular, o campo elétrico pode possuir sentido horário ou anti-horário. A rotação no sentido horário do vetor do campo elétrico é também designada como polarização à direita (*right-handed*) e no sentido contrário como polarização à esquerda (*left-handed*) (BALANIS, 2005).

### 2.2.9 Impedância de entrada

A impedância de entrada pode ser medida a partir de uma linha de transmissão ou impedância do dispositivo. Parte da onda é refletida para o gerador, ou fonte, quando as

impedâncias da linha de alimentação e do elemento irradiador são diferentes. Dessa forma, é gerada uma onda estacionária ao longo da linha de transmissão e isso ocasiona a perda de retorno da antena. O casamento de impedância varia de acordo com a frequência na qual a antena opera (BARRA, 2007).

A impedância da antena é dada de acordo com a Equação 25, onde  $Z_A$  é a impedância nos terminais da antena. Já os termos  $R_A$  e  $X_A$  representam a resistência e a reatância, respectivamente. A parte resistiva abrange a resistência de irradiação e a resistência de perdas. O termo de parte imaginária apresenta a potência armazenada no campo próximo da antena.

Na Figura 11, estes terminais são designados como a - b. A relação entre a tensão e a corrente nestes terminais, sem carga acoplada, define a impedância da antena a partir da Equação 32

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (32)$$

No qual:

$Z_A$  = impedância da antena nos terminais a - b ( $\Omega$ )

$R_A$  = resistência da antena nos terminais a - b ( $\Omega$ )

$X_A$  = reatância da antena nos terminais a - b ( $\Omega$ )

Em geral, a parte resistiva consistem nas duas componentes apresentadas na Equação 33.

$$R_A = R_r + R_L \quad (33)$$

Na qual:

$R_r$  = resistência de radiação da antena

$R_L$  = resistência de perda da antena

Assumindo que a antena está ligada ao gerador com impedância interna, a impedância do gerador é descrita de acordo com a Equação 34.

$$Z_g = R_g + jX_g \quad (34)$$

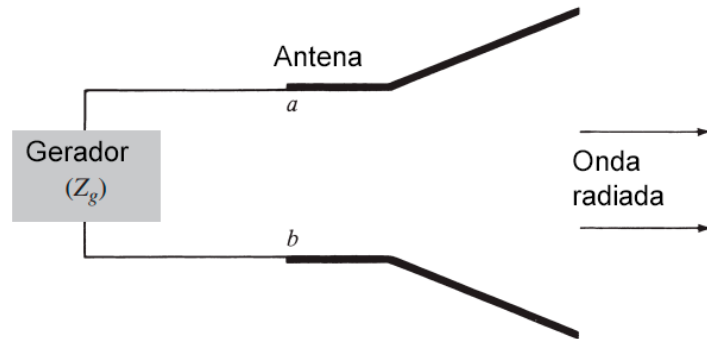
Na qual:

$R_g$  = resistência da impedância do gerador

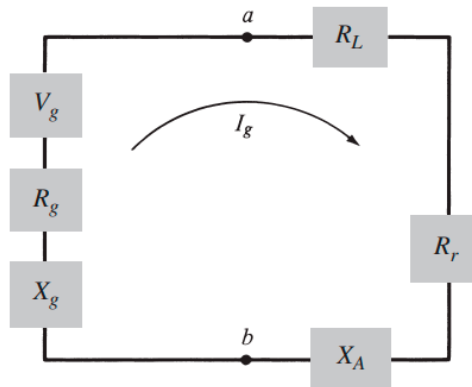
$X_g$  = reatância da impedância do gerador,

Quando usada no modo de transmissão, é possível representar a antena e o gerador como um circuito equivalente mostrado na Figura 11b. Dessa forma, para encontrar a energia entregue por  $R_r$  por radiação e a energia dissipada como calor em  $R_L$ , encontra-se primeiramente a corrente, dada pela Equação 35 e sua magnitude por meio da Equação 36

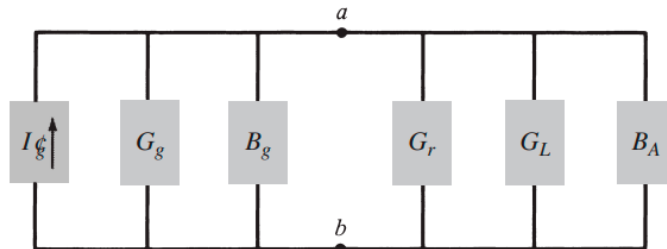
Figura 11: Antena em modo de (a) transmissão e seus circuitos equivalentes de (b) Thevenin e (c) Norton.



(a) Antena em modo de transmissão



(b) Equivalente de Thevenin



(c) Equivalente de Norton

Fonte: Adaptado de Balanis (2015).

$$I_g = \frac{V_g}{Z_t} = \frac{V_g}{Z_A + Z_g} = \frac{V_g}{(R_r + R_L + R_g) + j(X_A + X_g)} \quad (35)$$

$$|I_g| = \frac{|V_g|}{[(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2]^{1/2}} \quad (36)$$

Na qual  $V_g$  é a tensão de pico do gerador. A potência fornecida à antena para a radiação é calculada a partir da Equação 37 e que se dissipou como calor, por meio da Equação 38

$$P_r = \frac{1}{2}|I_g|^2 R_r = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_r}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (37)$$

$$P_L = \frac{1}{2}|I_g|^2 R_L = \frac{|V_g|^2}{2} \left[ \frac{R_L}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (38)$$

A energia restante dissipada como calor na resistência interna  $R_g$  do gerador, e é dada expressa pela Equação 39

$$P_g = \frac{V_g^2}{2} \left[ \frac{R_g}{(R_r + R_L + R_g)^2 + (X_A + X_g)^2} \right] \quad (39)$$

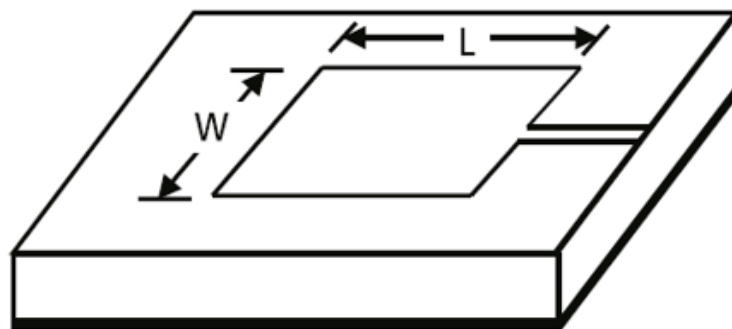
A potência máxima fornecida à antena ocorre quando se tem uma correspondência conjugada; que é quando  $R_r + R_L = R_g$  e  $X_A = -X_g$ .

### 2.3 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

As antenas de microfita podem apresentar variadas configurações de alimentação, como sonda coaxial e linha de microfita. Além dessas, podem ser utilizadas acoplamento por abertura, acoplamento por proximidade (acoplamento eletromagnético) e guia de onda coplanar.

No método de alimentação mostrado na Figura 12, a linha de microfita condutora de largura menor que o *patch* da antena é introduzida sobre o substrato, no mesmo plano do *patch*, fazendo com que a estrutura permaneça totalmente plana. A linha de alimentação pode ser facilmente fabricada, o casamento de impedância e o controle de sua posição são simples, o tornando um método acessível para modelagem. Contudo, se a espessura do substrato aumentar, as ondas de superfície e irradiação da alimentação aumentam, o que limita a largura de banda (BALANIS, 2005; KUMAR; RAY, 2003).

Figura 12: Método da linha de microfita.

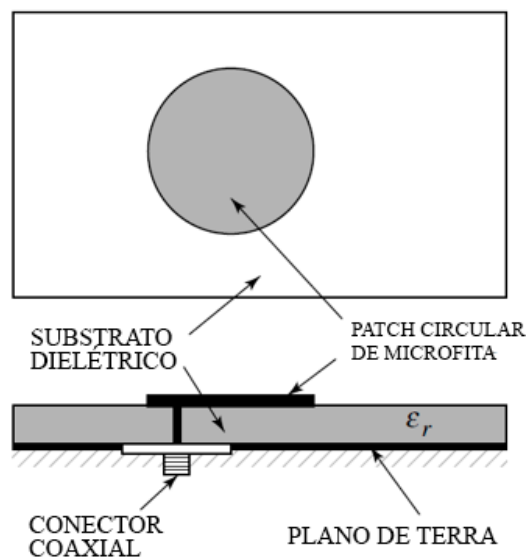


Fonte: Kumar e Ray (2003).

A alimentação feita por meio da sonda coaxial pode ser observada da Figura 13. O centro condutor do cabo coaxial é conectado ao elemento radiador da antena (*patch*). Este pode ser

soldado no interior do *patch*, a partir de cálculos feitos para identificar a posição adequada, para que ocorra o casamento de impedância da entrada. Esse tipo de alimentação também é de fácil fabricação e baixa radiação espúria, ou seja, radiações indesejáveis que originam comportamento não desejável da antena. No entanto, com a abertura feita no substrato para o cabo coaxial, o conector fica projetado para fora do plano de terra, fazendo com que não fique totalmente plano, como no caso da alimentação por linha de microfita, configurando uma desvantagem no seu uso. Além disso, possui largura de banda estreita e sua modelagem se torna mais difícil para substratos com espessuras superiores  $0.02\lambda_0$ ) (BALANIS, 2005; KUMAR; RAY, 2003).

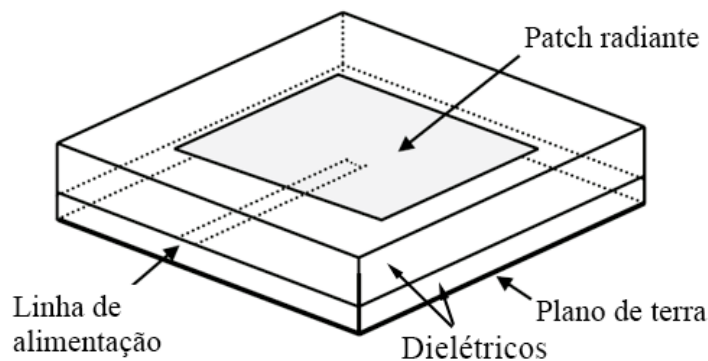
Figura 13: Método de sonda coaxial.



Fonte: Balanis (2005).

A Figura 14 mostra uma antena de microfita acoplada eletromagneticamente (conhecido também como método de acoplamento por proximidade). A linha de alimentação é colocada entre o *patch* da antena e o plano de terra, separada por dois dielétricos (KUMAR; RAY, 2003).

Figura 14: Método de acoplamento por proximidade.

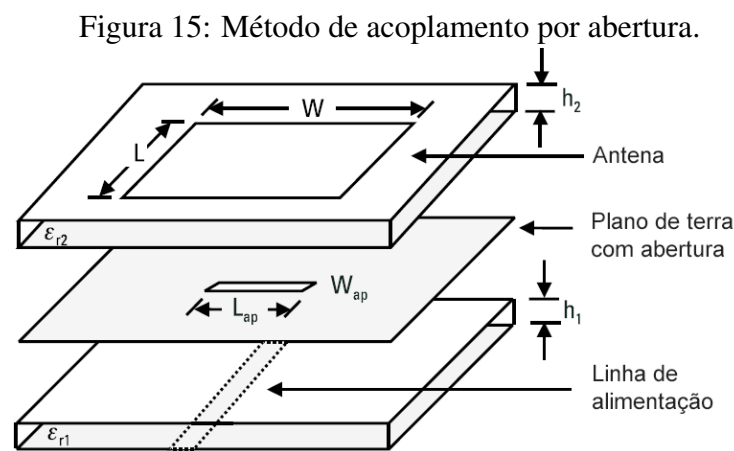


Fonte: Kumar e Ray (2003).

Essa configuração elimina a radiação indesejada da linha de alimentação, otimiza os

desempenhos individuais a partir da escolha entre dois dielétricos diferentes (um para o *patch* e outro para a linha de alimentação) e aumenta a largura de banda devido ao aumento da espessura geral do substrato da antena de microfita. As duas camadas têm de ser alinhadas corretamente e que a espessura geral da antena aumenta (KUMAR; RAY, 2003).

Na Figura 15 pode ser observado outro método de alimentação, o acoplamento de abertura. Em sua configuração, o campo é acoplado da alimentação da linha de microfita até ao *patch* da antena através de uma abertura (*slot*) eletricamente pequena no plano de terra, geralmente centralizada com o *patch*. Essa simetria da configuração leva a uma menor polarização cruzada (KUMAR; RAY, 2003).



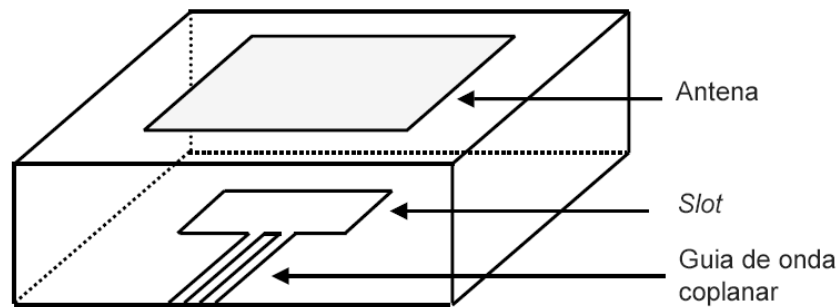
Fonte: Kumar e Ray (2003).

A abertura pode ser ressonante ou não ressonante. Quando ressonante, proporciona outra ressonância que é adicionada à ressonância do *patch*, aumentando a largura de banda em consequência ao aumento da radiação traseira. Na abertura não ressonante, normalmente utilizada, o desempenho é relativamente não é sensível a pequenos erros em no alinhamento dos substratos. Semelhante ao acoplamento por proximidade, os parâmetros do substrato nas duas camadas podem ser escolhidos separadamente para a otimização da antena (KUMAR; RAY, 2003).

Outro método que tem sido utilizado para a alimentação de antenas de microfita é o guia de onda coplanar, mostrado na Figura 16. Esse método é constituído por um guia de onda coplanar no plano de terra da antena. A excitação da linha ocorre a partir de uma alimentação coaxial e é terminada por uma abertura, com comprimento entre 0,25 e 0,29 de seu comprimento de onda (KUMAR; RAY, 2003).

A radiação é elevada na ranhura por ser muito longa, o que determina a principal desvantagem deste método, pois levando relação de radiação frente/traseira não desejável. A redução da dimensão da abertura e a modificação da sua forma melhora essa relação (KUMAR; RAY, 2003).

Figura 16: Método do Guia de Onda Coplanar.



Fonte: Kumar e Ray (2003).

## 2.4 MÉTODOS DE ANÁLISE

Existem dois grupos de métodos utilizados para a análise de antenas de microfita, o primeiro grupo compreende aqueles que são baseados na distribuição equivalente de corrente magnética ao redor das bordas do *patch*. Entre eles estão método da linha de transmissão, método da cavidade ressonante e método da onda completa. No segundo grupo, estão os métodos baseados na distribuição de corrente magnética no *patch* e no plano de terra, como o Método dos Momentos (*Method of moments* - MoM), Método dos Elementos Finitos (*Finite Element Method* - FEM), a Técnica do Domínio Espectral (*Spectral Domain Technique* - SDT) e o Domínio do Tempo de Diferença Finita (*Finite-Difference Time Domain* - FDTD) (BALANIS, 2005; KUMAR; RAY, 2003).

### 2.4.1 Método de linha de transmissão

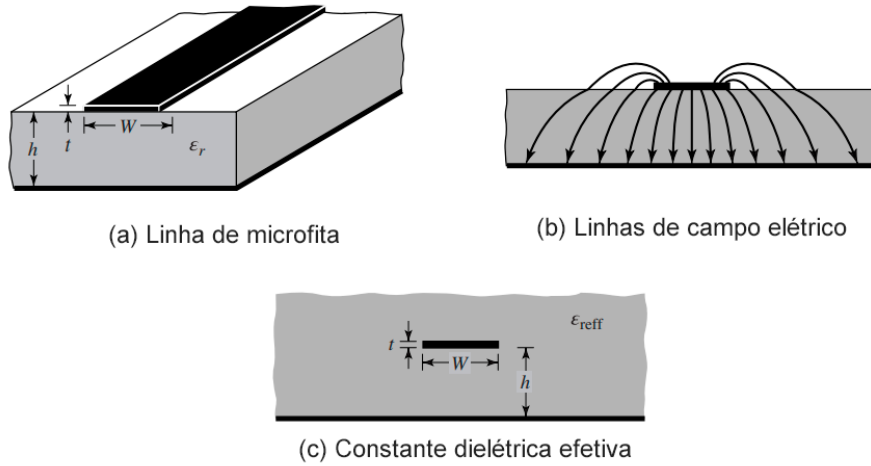
O método observado na Figura 17 é simples e de fácil compreensão no que diz respeito a performance básica de uma antena de microfita. No entanto, fornece o resultado menos preciso e lhe falta versatilidade. A radiação ocorre principalmente nos campos de franjeamento nas extremidades abertas do circuito. O *patch* é representado por dois *slots* espaçados pelo comprimento do ressonador. Não há variações de campo transversal, tendo em vista que o *patch* da antena de microfita é visto como um ressonador da linha de transmissão (BALANIS, 2005).

Segundo Balanis (2005), para uma antena eficiente, o valor da largura do *patch* que pode ser utilizado é calculado usando a Equação 40.

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (40)$$

No entanto, antes de determinar a largura  $W$  é necessário o cálculo da constante dielétrica efetiva da antena de microfita (Equação 41).

Figura 17: Método da linha de transmissão.



Fonte: Balanis (2005)

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (41)$$

Obtendo a largura  $W$  é possível determinar também a extensão do comprimento  $\Delta L$  (Equação 42) e em seguida o comprimento efetivo (Equação 43). A Figura 18 mostra as dimensões em uma vista superior e lateral, respectivamente.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (42)$$

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (43)$$

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (44)$$

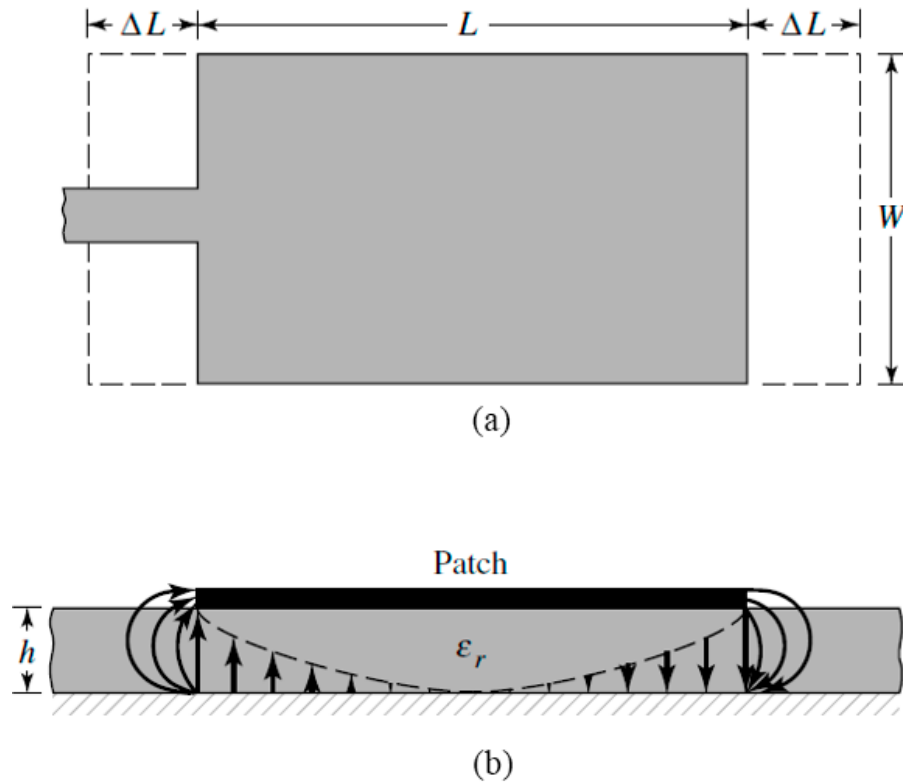
Geralmente esse método possui um elevado valor de impedância de entrada, aproximadamente  $200 \Omega$ , enquanto o ideal é impedância de  $50 \Omega$ , o que gera uma desvantagem para o desenvolvimento das antenas. No entanto, existem diferentes técnicas de casamento de impedância que são utilizadas para diminuir a elevada impedância de entrada na linha de transmissão (BALANIS, 2005).

## 2.4.2 Método da cavidade

As antenas de microfita são semelhantes a cavidades dielétricas carregadas e exibem ressonâncias de ordem superior. Nesse método, a região entre o *patch* e o plano de terra é tratada como uma cavidade cercada por paredes magnéticas no perímetro do *patch* e por paredes



Figura 18: Método da linha de transmissão: (a) vista superior e (b) vista lateral.



Fonte: Balanis (2005)

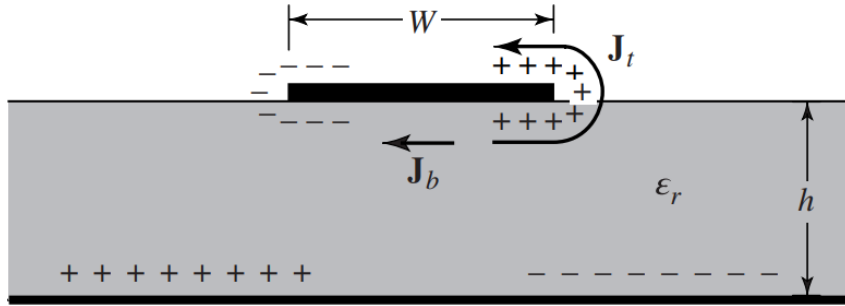
elétricas nas partes superior e inferior. (BALANIS, 2015).

Este é um modelo aproximado e mais complexo em comparação com o método da linha de transmissão e a princípio leva a uma impedância de entrada reativa, e não irradia nenhuma potência. Considerando que os campos reais são aproximados aos gerados por tal modelo, o padrão computado, a admitância de entrada e frequências ressonantes correspondem bem a resultados de medições. Esta é uma abordagem semelhante aos métodos de perturbação que têm alcançado bons resultados na análise de guias de onda, cavidades e radiadores (BALANIS, 2015).

Quando o *patch* da antena é energizado, uma distribuição de carga é estabelecida nas suas superfícies superior e inferior, assim como na superfície do plano de terra, como mostrado na Figura 19. A distribuição da carga é controlada por dois mecanismos; um mecanismo atrativo e um repulsivo. O mecanismo atrativo está entre as cargas opostas correspondentes no lado inferior do *patch* e no plano de terra, mantendo assim, uma carga concentrada na parte inferior do *patch*. O mecanismo repulsivo está entre cargas na superfície inferior do *patch*, empurrando algumas cargas da base do *patch*, para sua superfície superior. O movimento destas cargas cria densidades de corrente correspondentes  $J_b$  e  $J_t$ , nas superfícies inferior e superior do *patch*, respectivamente (BALANIS, 2015).

A radiação da antena surge dos campos de franjamento, devido a distribuição da tensão; portanto, a radiação é atribuída devido à tensão e não à corrente. A antena *patch* é, portanto, um

Figura 19: Distribuição de carga e surgimento de densidade de corrente no *patch* de microfita.



Fonte: Balanis (2005)

"radiador de tensão", ao contrário das antenas de fio, que são "radiadores de corrente". Além disso, quanto menor for a constante dielétrica  $\epsilon_r$  do substrato, maior será o campo de franjamento. Portanto, o uso de uma permissividade menor para a antena de microfita torna a radiação mais eficiente. Entretanto, quando a radiação não é desejada, como em linhas de transmissão, é necessário um valor alto de  $\epsilon_r$ , onde os campos se tornem mais estreitamente delimitados e resultando seja uma eficiência de radiação menor. (BALANIS, 2015).

Se a antena de microfita fosse tratada apenas como uma cavidade, não seria suficiente encontrar as amplitudes absolutas dos campos elétricos e magnéticos. De fato, ao tratar as paredes da cavidade e o material dentro dela sem perdas, a cavidade não irradiaria e sua impedância de entrada seria puramente reativa. Para contornar esse problema a perda é considerada por meio da introdução de uma tangente de perda efetiva  $\delta_{eff}$ . A tangente de perda efetiva é escolhida apropriadamente para representar o mecanismo de perda da cavidade, que agora se comporta como uma antena e possui fator de qualidade  $Q$  ( $\delta_{eff} = 1/Q$ ) (BALANIS, 2015).

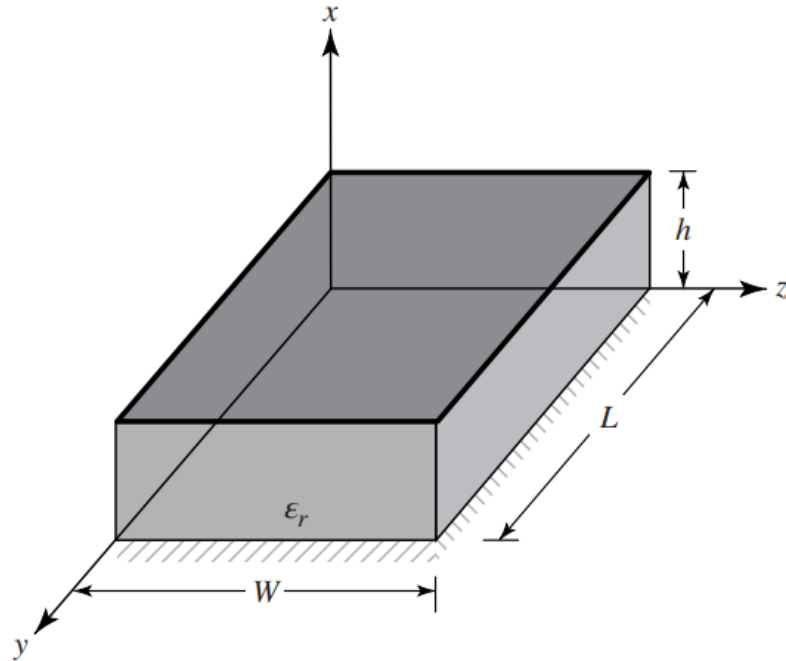
Sendo a espessura da microfita muito pequena, as ondas geradas dentro do substrato dielétrico são refletidas quando chegam à borda do *patch*. Portanto, apenas uma pequena fração da energia incidente é irradiada, fazendo com que a antena seja ineficiente. Além disso, devido a fina espessura do substrato, o enquadramento dos campos ao longo das bordas do *patch* também é muito pequeno, sendo que o campo elétrico é quase normal à sua superfície. Portanto, somente configurações de campo  $TM_x$  serão consideradas dentro da cavidade (BALANIS, 2015).

As configurações de campo dentro da cavidade podem ser encontradas usando a abordagem do potencial vetorial. Referindo-se à Figura 20, o volume abaixo do *patch* pode ser tratado como uma cavidade retangular carregada com um material dielétrico com constante dielétrica  $\epsilon_r$ . O potencial vetorial do eixo deve satisfazer a Equação 45 de onda homogênea, cuja solução é escrita utilizando a separação das variáveis como mostrado na Equação 46 (BALANIS, 2015).

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (45)$$

$$A_x = [A_1 \cos(k_x x) + B_1 \sin(k_x x)] [A_2 \cos(k_y y) + B_3 \sin(k_y y)] [A_3 \cos(k_z z) + B_3 \sin(k_z z)] \quad (46)$$

Figura 20: Método da cavidade.



Fonte: Balanis (2005)

Os valores  $k_x$ ,  $k_y$  e  $k_z$  representam os números de onda ao longo das direções  $x$ ,  $y$ , e  $z$ , respectivamente. Eles valores são determinados de acordo com as condições de fronteira. Os campos elétricos e magnéticos dentro da cavidade estão relacionados com o eixo do potencial vetorial pelas Equações 47, 48 e 49, respectivamente.

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x \quad (47)$$

$$H_x = 0$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y}$$

$$H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (48)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} H_z = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (49)$$

O eixo potencial vetorial está sujeito às condições estabelecidas nas Equações 50, 51 e 52.

$$E_y \left( x' = 0, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W \right) = E_y \left( x' = h, 0 \leq y' \leq L, 0 \leq z' \leq W \right) = 0 \quad (50)$$

$$H_y \left( 0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = 0 \right) = H_y \left( 0 \leq x' \leq h, 0 \leq y' \leq L, z' = W \right) = 0 \quad (51)$$

$$H_z \left( 0 \leq x' \leq h, y' = 0, 0 \leq z' \leq W \right) = H_z \left( 0 \leq x' \leq h, y' = L, 0 \leq z' \leq W \right) = 0 \quad (52)$$

As coordenadas primárias  $x'$ ,  $y'$ ,  $z'$  são utilizadas para representar os campos dentro da cavidade. Aplicando as condições de fronteiras vista nas Equações x, para  $B_1 = 0$ ,  $B_1 = 0$  e  $B_1 = 0$ , respectivamente temos o resultados para  $k_x$ ,  $k_x$  e  $k_x$  mostrados nas Equações 53, 54 e 55.

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (53)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, \quad p = 0, 1, 2, \dots \quad (54)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (55)$$

Dessa forma, a forma final para o vetor potencial  $A_x$  dentro da cavidade resulta na Equação 56. Na qual  $A_{mnp}$  representa os coeficientes de amplitude em cada modo  $mnp$ . Além disso,  $m$ ,  $n$  e  $p$  representam, respectivamente, o número de variações de campo de meio ciclo ao longo das direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ .

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (56)$$

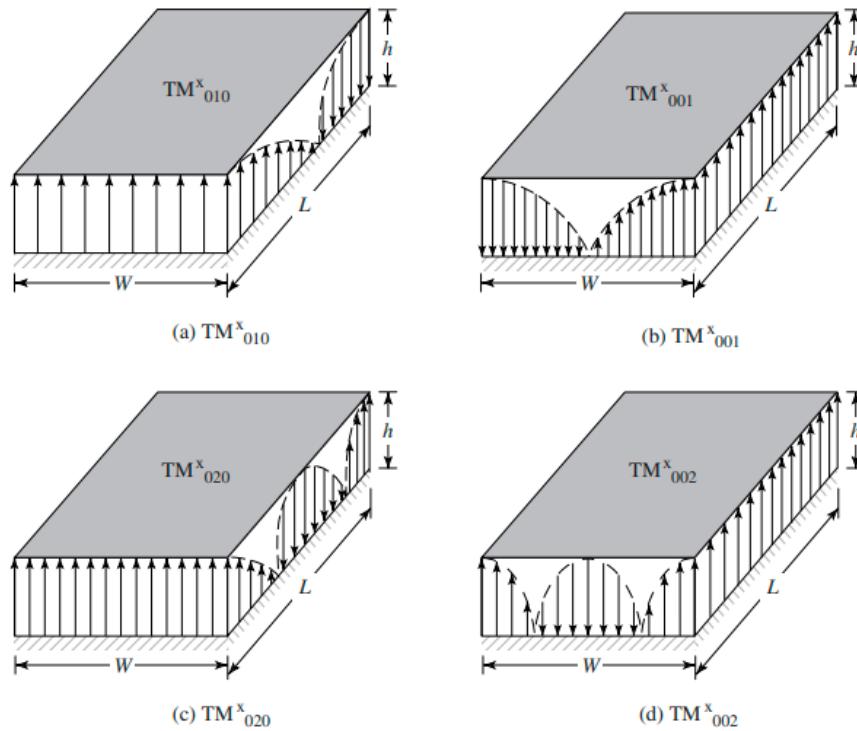
A frequência ressonante da cavidade é dada pela Equação 57 e as configurações dos modos para a antena de microfita retangular são apresentados na Figura 21.

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (57)$$

### 2.4.3 MNM (*Multiport Network Model*)

O método MNM é uma extensão do modelo da cavidade descrito anteriormente. Os campos eletromagnéticos abaixo e fora do *patch* são modelados separadamente. A análise do *patch* é feita de forma planar bidimensional e com uma matriz de impedâncias obtida a partir da função de Green, caracterizada por múltiplas portas localizadas ao redor do *patch*. O franjamento e os campos irradiados são incorporados através da adição de uma rede de admissão de arestas equivalente, e a matriz de impedância global é encontrada usando o método de segmentação. A

Figura 21: Configurações de campo (modos) para *patch* retangular.



Fonte: Balanis (2005).

distribuição de tensão em torno do *patch* permite a obtenção dos campos irradiados (KUMAR; RAY, 2003).

Dessa forma, a radiação da antena de microfita é calculada a partir da distribuição de corrente magnética equivalente no perímetro do *patch*, consequência da distribuição de tensão correspondente. Assim, a análise se torna eficiente quando encontrada a distribuição da tensão na borda do *patch* para uma dada excitação e modo especificados. Além disso, o método é preciso não só para geometrias regulares, mas também para formatos de *patch* aleatórios para, dadas as técnicas de integração de contornos (KUMAR; RAY, 2003).

#### 2.4.4 MoM (*Method of Moments*)

Nesse método, a modelagem dos campos do *patch* da antena é feita a partir das correntes de superfície e as correntes de polarização de volume do dielétrico. Para as correntes desconhecidas no *patch* e na linha de alimentação, é formulada uma integral, que posteriormente é transformada em equação algébrica para ser resolvida facilmente por meio computacionais. Este método leva em consideração campos de franjamento fora dos limites físicos da *patch*, que mesmo demandando uso excessivo de *software*, proporciona uma solução mais exata, podendo ser utilizado para analisar várias configurações de antenas de microfita (KUMAR; RAY, 2003).

#### **2.4.5 FEM (*Finite Element Method*)**

Este método é apropriado para configurações volumétricas. Neste, a região de interesse para análise é dividida em superfícies finitas ou elementos de volume, chamados também de elementos finitos. Essas estruturas (unidades discretizadas) analisadas podem ser planares ou volumétricas, podem possuir quaisquer formas geométricas bem definidas. A análise ocorre a partir da integração de funções de base em toda o *patch*, dividido em subseções. A resolução das equações ondulatórias com condições de fronteira não homogêneas é resolvida através da separação em dois problemas de valor limite, uma equação de Laplace com um limite não homogêneo e uma equação de onda não homogênea com uma condição de fronteira homogênea (KUMAR; RAY, 2003).

#### **2.4.6 SDT (*Spectral Domain*)**

O método utiliza uma transformação de Fourier bidimensional, utilizando as direções do *patch*, do plano e do substrato. São aplicadas condições no plano de transformação de Fourier. A distribuição de corrente no *patch* aumenta em função das bases escolhidas. A partir da solução da equação matricial resultante é possível avaliar a distribuição da corrente elétrica e a corrente magnética equivalente na superfície do substrato. Dessa forma, os vários parâmetros das antenas podem ser então avaliados (KUMAR; RAY, 2003).

### 3 METAMATERIAIS

#### 3.1 HISTÓRICO E DEFINIÇÃO

As equações de Maxwell explicam uma variedade de fenômenos físicos causados por propriedades específicas dos materiais. Essas propriedades podem ser visualizadas na mudança no índice de refração de um meio para outro, ocasionando fenômenos como refração e reflexão. Essas mudanças permitem, ou impedem a propagação de alguns vetores e ondas em determinadas frequências. Esses fenômenos são responsáveis pelo funcionamento de diversos dispositivos, como lentes, guias dielétricos, filtros e amplificadores (ZIOLKOWSKI, 2006).

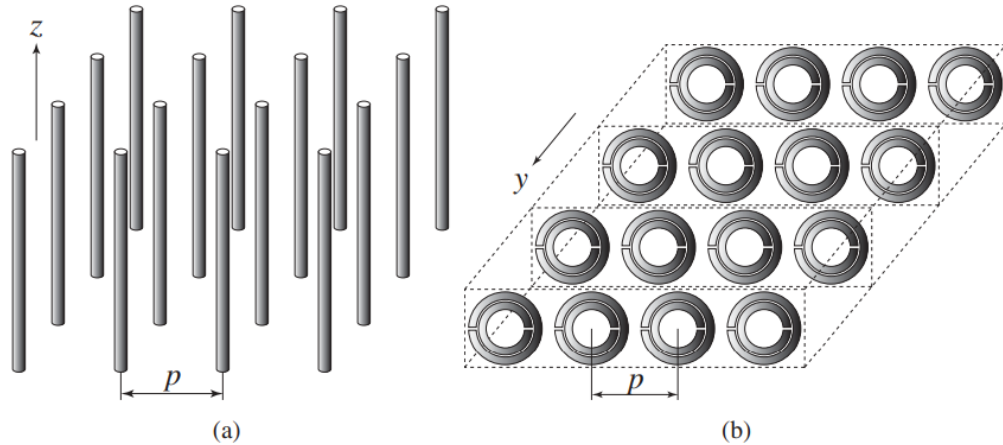
O estudo acerca de materiais artificiais para aplicações eletromagnéticas surge com Jadagis e Chunder em 1898. Seu trabalho e experimentos se concentraram em elementos retorcidos, conhecidos atualmente por suas características quirais. Karl Ferdinand Lindman, logo em seguida no início do século XX, realizou estudos da interação de ondas e hélices metálicas como suportes quirais artificiais. Nas décadas de 1950 e 1960, foram explorados dielétricos artificiais para lentes de antenas de microondas. Já em 1980 e 1990, os materiais quirais artificiais foram aplicados para radares de microondas e outras aplicações (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006).

A ideia de materiais complexos com parâmetros de permissividade e permeabilidade negativos começou a ter relevância a partir de estudos teóricos em 1967. Veselago (1968), estudou a propagação de uma onda plano em um material com permissividade e permeabilidade negativos. Suas pesquisas mostraram que a direção do vetor *Poynting* da onda é contrária a direção da velocidade de fase, situação inversa a propagação de uma onda plana em comunicações convencionais (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006).

Aproximadamente 30 anos se passaram após os estudos de Veselago (1968) até que o primeiro material *left-handed* foi demonstrado experimentalmente. Ao contrário do que Veselago pensava, este material não era uma substância natural, mas uma estrutura artificial efetivamente homogênea (MTM – Metamaterial). A proposta foi realizada por Smith e colaboradores na Universidade de California. A estrutura foi inspirada nos trabalhos de Pendry (1999), onde introduzia as estruturas tipo plasmônicas negativa- $\epsilon$ /positiva- $\mu$  e positiva- $\epsilon$ /negativa- $\mu$  mostradas na Figura 22, que podem ser projetadas para uma frequência faixa de micro-ondas. Ambas as estruturas têm um tamanho médio de célula  $\rho$  muito menor do que o comprimento de onda guiado  $\lambda_g$  ( $\rho < \lambda_g$ ) e, portanto, são estruturas efetivamente homogêneas, ou MTM (CALOZ; ITOH, 2006).

Na configuração da Figura 23(a) é mostrado circuito equivalente de um SRR. A modelagem do acoplamento capacitivo e indutivo entre os anéis maiores e menores são feitos por uma capacitância de acoplamento  $C_m$  e um transformador, respectivamente. Na Figura 23(b), o

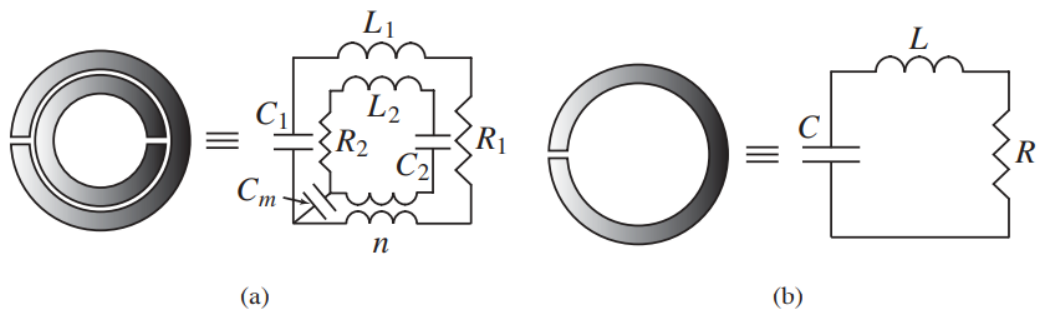
Figura 22: Estruturas de metamateriais propostas por Pendry (1999) (a) Estrutura de fios finos exibindo  $\epsilon$  negativo e  $\mu$  positivos e  $E \parallel z$ . (b) Estrutura de ressonador de anéis fendidos (SRR - *Split Ring Resonator*) exibindo  $\epsilon$  positivo e  $\mu$  negativo se  $H \perp y$ .



Fonte: Caloz e Itoh (2006).

modelo do circuito é um ressonador RLC com frequência ressonante  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . As configurações são equivalentes se o acoplamento mútuo for fraco, pois as dimensões dos dois anéis estão muito próximas um do outro, portanto  $L_1 \approx L_2 \approx L$  e  $C_1 \approx C_2 \approx C$ , o que resulta em uma frequência de ressonância do duplo SRR próxima a do SRR simples com as mesmas dimensões, mas com um momento magnético maior devido à maior densidade de corrente (CALOZ; ITOH, 2006).

Figura 23: Modelo de circuito equivalente de SRRs (a) Dupla configuração de SRR e (b) Configuração de SRR simples.



Fonte: Caloz e Itoh (2006)

Smith et al. (2000) combinaram duas estruturas da Figura 22 Pendry, representando o primeiro protótipo experimental de uma estrutura metamaterial *left-handed*. O experimento se deu a partir de alguns aspectos como:

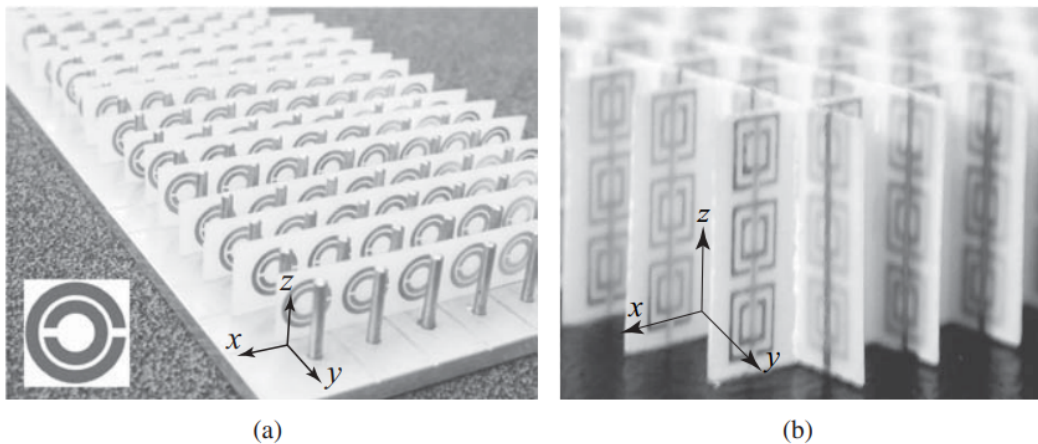
- Projeto de uma estrutura de fios finos e uma estrutura SRR com sobreposição de frequências de permissividade negativa e permeabilidade;
- Combinação das duas estruturas em uma estrutura composta *Thin Wires Split-Ring Resonator* (TW-SRR), mostrada na Figura 24;



- Aplicação de uma onda eletromagnética através da estrutura.

Dessa forma, a partir do fato de que uma banda passante aparece na faixa de frequência de interesse, que os parâmetros constitutivos são simultaneamente negativos nesta faixa (CALOZ; ITOH, 2006).

Figura 24: Estrutura composta TW-SRR de Smith et al. (2000).



Fonte: Caloz e Itoh (2006).

### 3.2 CLASSIFICAÇÃO DOS METAMATERIAIS

Os metamateriais são comumente categorizados por meio dos parâmetros de permissividade  $\epsilon$  e permeabilidade  $\mu$ , como pode ser observado na Figura 25.

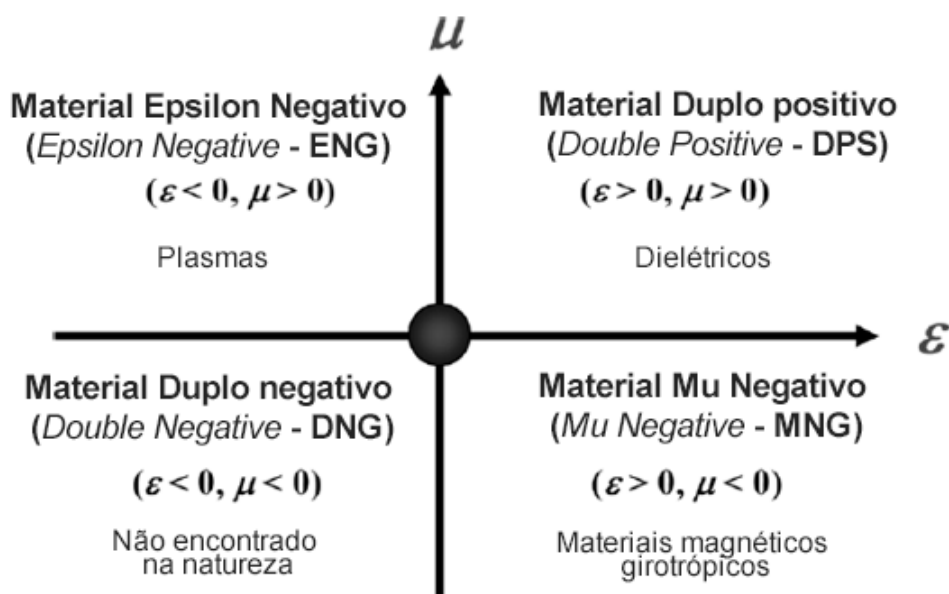
O primeiro quadrante da Figura 25 abrange materiais dielétricos e não-metamateriais que são encontrados na natureza, caracterizados por sua permissividade e permeabilidade possuírem partes reais positivas ( $\epsilon > 0, \mu > 0$ ). Esses materiais são chamados "*Double Positive Medium*" (DPS) (ZIOLKOWSKI, 2006; PRIYANKA, 2014; KAUR, 2015).

Já os materiais aplicáveis ao segundo quadrante são caracterizados por permissividade negativa e um valor de permeabilidade positivo. Estes materiais abrangem uma classe de metamateriais conhecidos como dielétricos artificiais, e por seu valor dielétrico altamente negativo, podem ser utilizados na redução do tamanho de antenas (KAUR, 2015).

No quadrante 3, são apresentados os metamateriais com permissividade e permeabilidade simultaneamente negativas, chamados materiais *left-handed*, uma vez que a propagação da onda é reversa. Os materiais com esses parâmetros ( $\epsilon < 0, \mu < 0$ ) são chamados de "*Double Negative Medium*" (DNG), como pode ser observado na Figura 25 (ZIOLKOWSKI, 2006; PRIYANKA, 2014; KAUR, 2015).

E por fim, o quadrante 4, representa uma região onde os materiais possuem permeabilidade negativa abaixo da frequência do plasma e valor de permissividade positiva. Esta classe de

Figura 25: Classificação dos metamateriais quanto à permissividade e permeabilidade.



Fonte: Adaptado de Ziolkowski (2006).

metamateriais é chamada de magnético artificial e podem ser usados para aumentar o ganho e para reduzir o tamanho da antena (ZIOLKOWSKI, 2006; PRIYANKA, 2014).

No caso do segundo e quarto quadrante, se a permissividade for negativa ( $\epsilon < 0, \mu > 0$ ), estes materiais são chamados de "*Epsilon-Negative Medium*" (ENG) se permeabilidade for negativa ( $\epsilon > 0, \mu < 0$ ) eles serão chamados de "*Mu-Negative Medium*" (MNG), respectivamente. Já em materiais com um parâmetro negativo e outro positivo, como os quadrantes dois e quatro, são chamados de "*Single Negative Medium*" (SNG) (ZIOLKOWSKI, 2006; PRIYANKA, 2014).

### 3.3 DIFERENTES TIPOS DE METAMATERIAL

#### 3.3.1 Permissividade negativa

O efeito do campo elétrico de um determinado material em um meio e a forma como ele é afetado pelo mesmo, define o parâmetro de permissividade. Em outras palavras, é a habilidade de polarização de um material em resposta a sua reação com um campo elétrico aplicado, fazendo com que este seja cancelado de forma parcial dentro do material. Entre as formas de obtenção de permissividade negativa, têm-se o arranjo periódico de fios finos de forma, chamado de *thin-wire* (SILVA, 2018).

### 3.3.2 Permeabilidade negativa

A introdução de conjuntos periódicos de unidades condutoras não magnéticas, cujo comportamento dominante pode ser interpretado como tendo uma permeabilidade magnética efetiva, ampliou o alcance de propriedades eletromagnéticas de meios eficazes. Ao fazer com que as unidades constituintes ressoem, a magnitude da permeabilidade aumenta consideravelmente, levando a uma maior  $\mu$  positiva e eficaz próximo ao lado de baixa frequência da ressonância e,  $\mu$  negativo no lado de alta frequência da ressonância (SMITH *et al.*, 2000; PENDRY *et al.*, 1999). O conceito de permeabilidade negativa é de particular interesse, não apenas porque este é um regime não observado em materiais comuns, mas também porque tal meio pode ser combinado com uma permissividade negativa para formar um material *left-handed* (SMITH *et al.*, 2000).

### 3.3.3 Índice de refração negativo

O índice de refração próximo a zero é uma das propriedades que não são encontradas na natureza e que pode ser alcançada com metamateriais. Estruturas com essa propriedade apresentam permissividade e permeabilidade com valores reais zero, ou próximos a zero. Esses materiais abrangem diversas aplicações em frequências que vão desde micro-ondas a ópticas, materiais de baixa reflexão, novos substratos, antenas, interruptores eletrônicos, ressonadores, etc (HOLLOWAY *et al.*, 2012).

Ziolkowski e Heyman desenvolveram esse conceito matematicamente (Equações 58 - 64) e demonstraram que em um meio DNG, o índice de refração pode ser negativo. Em um meio DNG, onde  $\epsilon < 0$  e  $\mu < 0$ , os cálculos são realizados para pequenas perdas (ENGHETA; ZIOLKOWSKI, 2006).

$$\sqrt{\epsilon} = \sqrt{\epsilon_r \epsilon_0 - j\epsilon''} \approx -j \left( |\epsilon_r \epsilon_0|^{1/2} + j \frac{\epsilon''}{2|\epsilon_r \epsilon_0|^{1/2}} \right) \quad (58)$$

$$\sqrt{\mu} = \sqrt{\mu_r \mu_0 - j\mu''} \approx -j \left( |\mu_r \mu_0|^{1/2} + j \frac{\mu''}{2|\mu_r \mu_0|^{1/2}} \right) \quad (59)$$

As Equações 58 e 59 levam às expressões para número de onda e impedância da onda, representadas nas Equações 60 e 61, respectivamente.

$$k = \omega \sqrt{\epsilon} \sqrt{\mu} \approx -\frac{\omega}{c} |\epsilon_r|^{1/2} |\mu_r|^{1/2} \left[ 1 + j \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon''}{|\epsilon_r \epsilon_0|} + \frac{\mu''}{|\mu_r \mu_0|} \right) \right] \quad (60)$$

$$\eta = \frac{\sqrt{\mu}}{\sqrt{\epsilon}} \approx \eta_0 \frac{|\mu_r|^{1/2}}{|\epsilon_r|^{1/2}} \left[ 1 + j \frac{1}{2} \left( \frac{\mu''}{|\mu_r \mu_0|} - \frac{\epsilon''}{|\epsilon_r \epsilon_0|} \right) \right] \quad (61)$$

Nas quais a velocidade da luz  $c = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$  e a impedância da onda no espaço livre  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ . Assim, o índice de refração é calculado a partir da substituição desses termos na Equação 62. As Equações 64 e 65 mostram uma simplificação da expressão resultante da Equação 63.

$$n = \frac{kc}{\omega} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu}{\mu_0}} \quad (62)$$

$$n = - \left[ \left( |\epsilon_r| |\mu_r| - \frac{\epsilon'' \mu''}{\epsilon_r \mu_r} \right) + j \left( \frac{\epsilon'' |\mu_r| \mu'' |\epsilon_r|}{\epsilon_0 \mu_0} \right) \right]^{1/2} \quad (63)$$

$$\approx -|\epsilon_r|^{1/2} |\mu_r|^{1/2} \left[ 1 + j \frac{1}{2} \left( \frac{\epsilon''}{|\epsilon_r| \epsilon_0} + \frac{\mu''}{|\mu_r| \mu_0} \right) \right] \quad (64)$$

### 3.4 METASSUPERFÍCIES

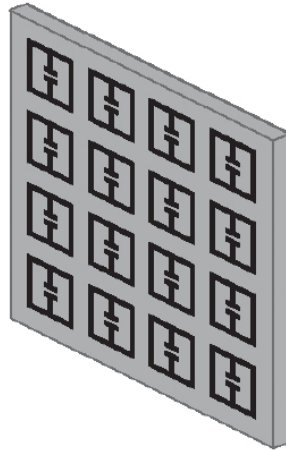
O uso e a aplicação de metassuperfícies em frequências de micro-ondas a frequências ópticas tem se popularizado nos últimos anos. Para muitas aplicações, as metassuperfícies têm a vantagem de ocupar menos espaço físico do que estruturas completas de metamateriais tridimensionais, oferecendo a possibilidade de estruturas com menos perdas. Além das aplicações dos metamateriais mencionadas anteriormente, as metassuperfícies permitem superfícies reconfiguráveis, ressonadores de cavidades miniaturizadas, novas estruturas de guia de onda, superfícies que combinam impedância e dispositivos biomédicos, entre outras aplicações (HOLLOWAY *et al.*, 2012).

As metassuperfícies ou metafilmes, com exemplo mostrado na Figura 26, são estruturas bidimensionais ou de superfície que surgem a partir dos metamateriais. Assim como os metamateriais, sua caracterização também é possível ser observada através de parâmetros elétricos e magnéticos. Ao contrario do que acontece com os metamateriais para o controle da propagação de onda, as metassuperfícies manipulam a onda sobre uma única camada extremamente fina. Outro contraste que pode ser observado é o aspecto construtivo. A natureza bidimensional desses materiais oferece a possibilidade de estruturas menores e com menor perda, ao contrário dos metamateriais que devido a sua natureza 3D torna o processo de fabricação mais difícil. (HOLLOWAY *et al.*, 2012; KUESTER *et al.*, 2003).

#### 3.4.1 Tipos de superfícies

A Figura 27 mostra uma série de três regiões de comportamentos que podem ocorrer para os dispersores em uma metassuperfície e sua semelhança com as superfícies seletoras

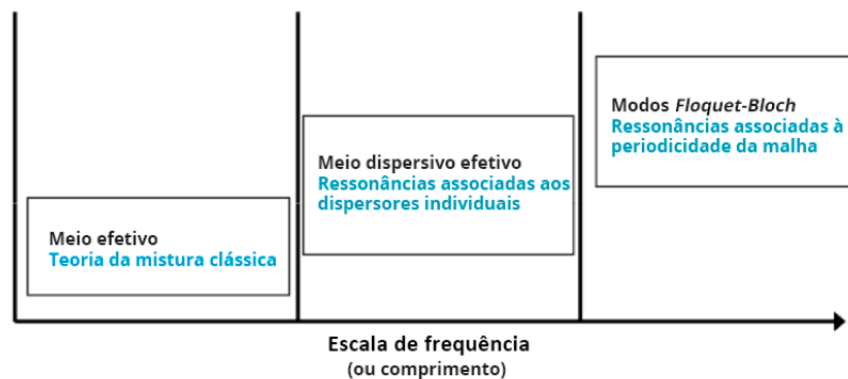
Figura 26: Ilustrações de metástases: exemplo de matrizes planares de dispersores metálicos.



Fonte: Holloway *et al.* (2012).

de frequência. A região 1 corresponde aos materiais clássicos de baixa densidade. Na região 2, se refere a metassuperfície como um conjunto de dispersores. A região 3 corresponde às ressonâncias associadas com a periodicidade dos dispersores, onde as superfícies seletoras de frequência serão inclusas (HOLLOWAY *et al.*, 2012).

Figura 27: Regiões de comportamentos que podem ocorrer para os dispersores em uma metassuperfície.



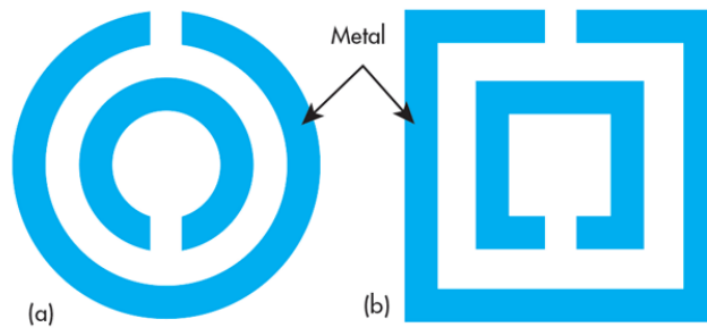
Fonte: Holloway *et al.* (2012).

De fato, a região 2 nem sempre pode ocorrer. Os dispersores precisam ser projetados adequadamente, para que as ressonâncias dos dispersores ocorram em uma frequência bem abaixo daquela próxima ao modo Floquet-Bloch, caso contrário, as ressonâncias dos dispersores estariam na região 3 e não se conseguiria um material duplo-negativo (HOLLOWAY *et al.*, 2012).

### 3.5 RESSONADOR DE ANEL DIVIDIDO (*SPLIT RING RESONATOR* - SRR)

Os Ressonadores de Anel Dividido (SRR) são estruturas utilizadas para melhorar as propriedades de radiação de uma antena por meio carregando indutivo do elemento radiante. Ele constituído de dois anéis metálicos, que podem ser circulares ou quadrados, com fendas em lados opostos. A Figura 28 mostra dois diferentes tipos de SRR. A geometria dessas estruturas afeta a frequência ressonante da antena de forma muito significativa e podem ser projetados facilmente com a tecnologia de metamateriais (THANGJAM; BHATTACHARYYA, 2018).

Figura 28: Diferentes geometrias do SRR.



Fonte: Thangjam e Bhattacharyya (2018).

A frequência de ressonância resultante da inclusão da estrutura SRR é tipicamente muito menor do que a correspondente aos ressonadores clássicos em anel ou circuito aberto quadrado, devido à grande distribuição capacitância entre os dois anéis e suas fendas opostas. Muitos parâmetros diferentes podem afetam a frequência de ressonância de um SRR, sendo os parâmetros mais significativos, a permissividade do substrato e o comprimento do ressonador. Nas tecnologias de microfita, os ressonadores com anel dividido só podem ser gravados no lado superior do substrato, ao lado do hospedeiro linha de transmissão de microfita. Para melhorar o acoplamento, a distância entre a linha de transmissão e os anéis deve ser a menor possível (AL-NUAIMI; WHITTOW, 2010).

A frequência do modo ressonante dominante de um ressonador de anel dividido (SRR) é calculada a partir da Equação 65

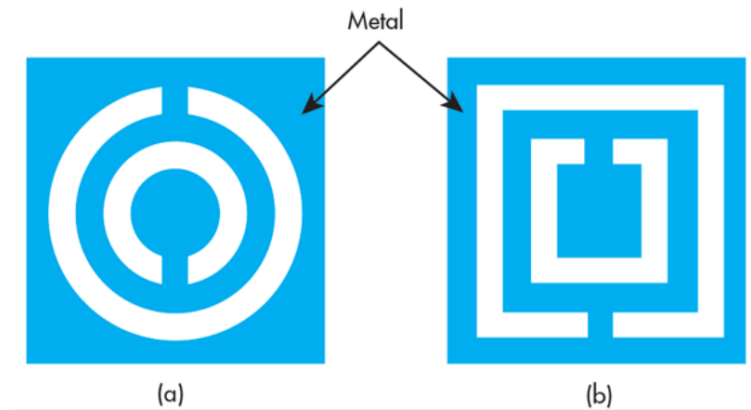
$$f_{SRR} = \frac{c}{2\pi^2} \sqrt{\frac{3(r_2 - r_1 - w)}{Re(\epsilon_r)r_1^3}} \quad (65)$$

Na qual  $c$  é a velocidade das ondas eletromagnéticas,  $r_1$  e  $r_2$  são os raios externos dos anéis interno e externo do SRR,  $w$  é a largura do anel e  $\epsilon_r$  é a permissividade efetiva do substrato FR-4.

### 3.6 RESSONADOR DE ANEL DIVIDIDO COMPLEMENTAR (*COMPLEMENTARY SPLIT RING RESONATOR - CSRR*)

Se essa estrutura é gravada na camada do patch da antena, então ela é chamada o ressonador de anel dividido complementar (CSRR). O CSRR é usado principalmente na redução do acoplamento entre os elementos da antena. A Figura 29 mostra dois tipos diferentes da estrutura CSRR (THANGJAM; BHATTACHARYYA, 2018).

Figura 29: Diferentes geometrias do CSRR.



Fonte: Thangjam e Bhattacharyya (2018).

A adição de capacitância à estrutura dá uma variedade muito mais rica de comportamento magnético. Normalmente, isto ocorre devido a uma interação ressonante entre a indutância natural da estrutura e os elementos capacitivos. Dessa forma, para a frequência de ressonância, a energia eletromagnética é partilhada entre os campos magnéticos e os campos eletrostáticos dentro da estrutura capacitiva. Na estrutura do anel fendido, descrita nas Figuras 24, a maior parte da energia eletrostática está localizada no espaço entre os anéis. Dessa forma, a concentração de energia eletromagnética nesse local resultará em uma densidade energética melhorada (PENDRY *et al.*, 1999).

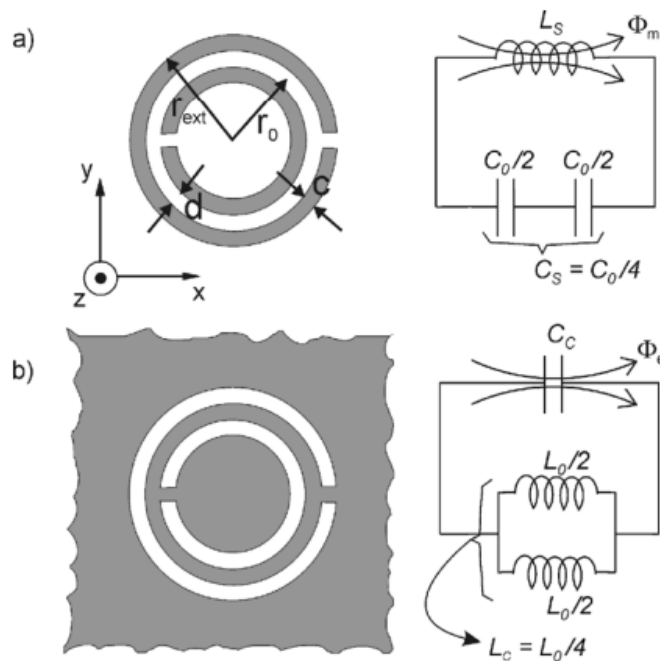
A estrutura SRR se comporta como um ressoador *LC* que pode ser excitado por um fluxo magnético externo, exibindo forte diamagnetismo na primeira ressonância e efeitos de acoplamento elétrico-magnético (polarização cruzada). Dessa forma, a excitação por campo elétrico variante no tempo também é possível (BAENA *et al.*, 2005).

A Figura 30 mostra a configuração do SRR e o circuito equivalente do modelo proposto. Onde  $C_0$  representa a capacitância total entre os anéis, ou seja  $C_0 = 2\pi r_0 C_{pul}$ , onde  $C_{pul}$  é a capacitância entre o anéis por unidade de comprimento. A ressonância nessa configuração é dada pela Equação 66.

$$f_0 = (L_s C_s)^{-1/2} / 2\pi \quad (66)$$

onde  $C_s$  é a capacitância em série das duas metades do SRR, a mais alta e a mais baixa,

Figura 30: Topologia dos modelos (a) SRR e CSRR e seus circuitos equivalentes.



Fonte: Baena *et al.* (2005).

ou seja,  $C_s = C_0/4$ .

A indutância  $L_s$  pode ser aproximada para apenas um anel com raio médio  $r_0$  e largura  $c$ . A estrutura do SRR pode ser considerada como um ressonador de dipolo magnético que pode ser excitado por um campo magnético axial. Já o CSRR, se comporta como um dipolo elétrico que pode ser excitado por um campo elétrico axial. A circuito equivalente do CSRR é mostrado na Figura 30 (BAENA *et al.*, 2005).

No circuito, a indutância  $L_s$  do modelo SRR é substituída por uma capacitância  $C_c$  de um raio  $r_0 - c/2$ , com um plano de terra ao redor a uma distancia  $c$  da borda. AO contrário da configuração da estrutura SRR, a conexão em série de duas capacitâncias  $C_0/2$  é substituído por uma combinação paralela de duas indutâncias. Cada indutância é dada por  $L_0/2$ , onde  $L_0 = 2_0L_{pul}$  e  $L_{pul}$  é a indutância por unidade de comprimento da conexão da parte interna do CSRR ao plano de terra pelo guia de onda coplanar (CPW) (BAENA *et al.*, 2005).

### 3.7 ANTENA COM METASSUPERFÍCIES

A antena metamaterial é um tipo de antena que utiliza metamateriais para melhorar o seu desempenho. Esses materiais podem aumentam a potência irradiada da antena e com permeabilidade magnética negativa podem possivelmente permitir propriedades como, antena eletricamente pequena, alta diretividade e frequência operacional regulável. Além disso, essas antenas podem apresentar maior eficiência e maior largura de banda (PRIYANKA, 2014).



A presença de CSRR na antena metamaterial serve para reduzir o tamanho elétrico da antena e reduzir a perda de retorno. As aberturas e formas entalhadas na antena geram mudanças na indutância e capacitância da antena, sendo o efeito resistivo do circuito insignificante. Quando são feitas essas mudanças nas propriedades do circuito, a frequência ressonante é alterada. Além disso, as antenas com CSRR são consideradas para objetivos de mudança na frequência de ressonância e aumento de ganho (THANGJAM; BHATTACHARYYA, 2018).

## 4 ANTENAS RECONFIGURÁVEIS

As antenas reconfiguráveis têm recebido uma atenção considerável nos últimos anos, devido as suas aplicações em comunicações sem fio. Nessas antenas, suas propriedades são adaptadas para alcançar um comportamento de reconfiguração em termos de frequência, largura de banda, polarização, ganho. As antenas de microfita são bastante utilizadas para esse fim devido seu baixo perfil, peso leve, baixo custo de fabricação e fácil integração com dispositivos de radiofrequência (MANSOUL; KIMOUCHE, 2013; KUMAR; KUMAR; SHARMA, 2020).

### 4.1 CLASSIFICAÇÃO DE ANTENAS RECONFIGURÁVEIS

#### 4.1.1 Antenas reconfiguráveis por frequência

Em termos de frequência, as antenas de microfita reconfiguráveis são relevantes para diversos sistemas, pois podem ser sintonizadas em diversas frequências, sendo assim, uma alternativa para antenas com uma largura de banda grande, pois consegue abranger várias faixas de frequência de banda estreita (KUMAR; RAY, 2003).

Uma antena de dupla frequência pode ser utilizada para evitar a utilização de duas antenas separadas, quando se faz necessário uma antena que funcione em duas frequências muito afastadas. Em uma antena de microfita, uma largura de banda larga é obtida quando duas ou mais frequências de ressonância estão próximas uma da outra. Em contrapartida, quando estas frequências estão separadas, têm-se uma operação de banda dupla, comumente chamada também de *dual-band* (KUMAR; RAY, 2003).

As antenas reconfiguráveis na frequência ganharam grande relevância em razão da sua capacidade de ajustar a faixa de frequência de operação com base na disponibilidade do espectro eletromagnético, e também, a sua adaptação às exigências do ambiente em mudança, aumentando a eficiência no uso do espectro de frequência. Além disso, suas características físicas permitem que as antenas reconfiguráveis de frequência têm tamanho compacto, baixo custo, integração simples, operação em banda larga ou banda estreita, configurações de banda única ou banda múltipla e capacidade de seletividade de frequência, o que as tornam adequadas para muitas aplicações de comunicação sem fio. A reconfigurabilidade de frequência pode ser obtida usando chaveamento tanto no elemento radiante (*patch* da antena) quanto em linha de alimentação de microfita (ZHAO; RIAZ, 2018).

A reconfiguração destas antenas pode ser alcançada por meio de dois mecanismos: elétrico ou mecânico. O mecanismo elétrico emprega métodos de sintonia discreta e de sintonia contínua. A sintonia discreta pode ser obtida por radiofrequência (RF) e sintonia contínua podem ser alcançados por diodos com capacitância variável. Já o mecanismo mecânico emprega

os materiais sintonizáveis de carga de impedância, como as metassuperfícies para alcançar a reconfiguração de frequência. (MOHANTA; KOUZANI; MANDAL, 2019).

#### **4.1.2 Antenas reconfiguráveis por padrão de radiação**

As antenas reconfiguráveis no padrão de radiação são uma das tecnologias mais relevantes para a aplicação moderna em telecomunicações e têm sido amplamente pesquisadas, devido a sua importância para as demandas da tecnologia 5G com relação a direção e modelagem do feixe de radiação. Na tecnologia 5G, as frequências médias de banda definidas entre 1 a 6 GHz, estão sendo amplamente utilizadas em muitas tecnologias sem fio e aplicações para Internet das Coisas (IoT). Com a utilização de frequências de banda estreita, o consumo de energia pode ser mantido um baixo consumo na dentro de uma faixa curta de dispositivos de rede. No entanto, a eficácia desses sistemas é dependente do nível de interferências, a reconfiguração dos padrões de radiação possibilitará o aumento da força do sinal e da eficiência da transmissão (ISA MUZAMMIL JUSOH, 2022).

A reconfigurabilidade dos padrões de radiação de uma antena funciona de acordo com sua capacidade de mudar a distribuição de radiação da fonte na estrutura da antena, direcionando a energia irradiada como o feixe para as direções dedicadas ou específicas. Essa antena reconfigurável pode evitar fontes de ruído, irradiando o feixe principal para a direção desejada. As vantagens de sua utilização compreendem seu tamanho compacto, o pequeno consumo de energia e funcionalidade crescente para sistemas de transmissão atuais dentro do local confinado (ISA MUZAMMIL JUSOH, 2022).

Estas antenas utilizam estrutura móvel como metassuperfície ou inclusão de elementos capacitivos de carga reativa para a modificar a distribuição do padrão de radiação. (MOHANTA; KOUZANI; MANDAL, 2019).

#### **4.1.3 Antenas reconfiguráveis por polarização**

As antenas reconfiguráveis na polarização são antenas que podem mudar seus estados de polarização e são projetadas para aplicações que necessitam de uma variação de polarização, como sistemas de comunicação sem fio, radares e aplicações para navegações. Em sistemas de comunicação sem fio, essas antenas são utilizadas para atenuar a dissipação do sinal e melhorar o desempenho da transmissão de sinal, impossibilitando o descasamento da polarização e a interferência com os outros sistemas. Para reduzir o descasamento da polarização e perdas em dispositivos portáteis, as polarizações são alternadas entre as polarizações horizontal, vertical e circular (WANG *et al.*, 2021).

Estas antenas usam alternância entre diferentes polarizações, ou seja, da polarização

linear para a polarização circular *left-handed* (LHCP) e circular *right-handed* (RHCP), utilizando estrutura de múltiplos modos de ressonância ou metassuperfície. Na comunicação entre dispositivos, o descasamento de polarização causada por mudanças no ambiente podem diminuir a capacidade de comunicação entre eles e também reduzir a eficiência do sistema. Diante desse problema e tornar um dispositivo receptivo a ondas polarizadas arbitrárias, a solução mais tradicional é adotar uma antena receptora com polarização circular. No entanto, uma antena receptora com polarização circular, recebe uma onda polarizada linearmente apenas com uma eficiência máxima de até 50 %. E ainda, quando esta antena recebe uma onda com polarização circular com rotação contrária, a eficiência é ainda menor. Como resolução para esse problema, as antenas com reconfiguração na polarização são uma boa alternativa, podendo alcançar uma configuração de ambas polarizações circular e linear. (MOHANTA; KOUZANI; MANDAL, 2019; WANG *et al.*, 2021).

## 4.2 APLICAÇÕES DE ANTENAS RECONFIGURÁVEIS

Com o avanço da comunicação sem fio, várias aplicações demandam antenas reconfiguráveis que podem se ajustar aos ambientes e possuir capacidades reconfiguráveis de acordo com as propriedades e aplicações da antena. Diante dessa forte característica de reconfiguração das antenas, algumas aplicações vão ser mostradas nesse tópico. Essas antenas são utilizadas em sistema de rádio cognitivo, sistemas com tecnologia de múltiplas entradas e múltiplas saídas (*multi-input multi-output* - MIMO), satélite comunicação, aplicação biomédica, militar e aplicações industriais.

### 4.2.1 Antena reconfigurável para comunicação 5G

A quinta geração de comunicação móvel (5G) abrange serviços de comunicação mais rápidos e confiáveis, com uma grande capacidade de rede. Com o aumento da demanda por sistemas de comunicação sem fio, as antenas outrora convencionais não atendiam mais as novas exigências dos sistemas de comunicação. Dessa forma, são projetadas antenas que possuem a capacidade de mudar suas características de acordo com os requisitos das aplicações, a chamada antena reconfigurável, que usadas na operação em uma variedade de frequências (DILDAR *et al.*, 2020).

Diante a alta demanda relacionada ao tráfego móvel, um novo tipo de sistema de comunicação vem surgindo para equilibrar os requisitos de capacidade do espectro de frequência. O sistema de comunicação 5G está ainda em desenvolvimento e tem como objetivo oferecer uma alta taxa de dados, conectividade contínua e latência ultra-baixa. Através das propriedades da antena, esta pode alcançar reconfigurabilidade em diversas características de antena, como frequência,

padrão de radiação e polarização. Dessa forma, é desejável que em sistemas de comunicação 5G, seja usada uma única antena reconfigurável para substituir vários elementos da antena e esta possua o mesmo desempenho (YOU, 2018; HOSSAIN; BAHCECI; CETINER, 2017).

#### **4.2.2 Antena reconfigurável para sistemas MIMO (*multi-input multi-output*)**

Antenas reconfiguráveis têm sido usadas recentemente para melhorar o desempenho do sistema de comunicação sem fio MIMO. Vários sinais transmitidos e recebidos de antenas podem formar muitos canais independentes, combinados com técnicas avançadas de processamento de sinais e processamento MIMO. A combinação destas diferentes características significa que a capacidade e eficiência do sistema de comunicação em questão podem melhorar de forma significativa utilizando essas antenas (YOU, 2018; MOHANTA; KOUZANI; MANDAL, 2019).

Um sistema MIMO é composto de múltiplas atuando tanto como antenas de transmissão quanto de recepção para envio diferentes informações simultaneamente, o que aumenta a eficiência da comunicação em um ambiente com múltiplos caminhos. A utilização de antenas reconfiguráveis no padrão de radiação e na polarização no sistema MIMO melhora a confiabilidade e capacidade do canal, e o desempenho do sistema. As antenas reconfiguráveis também se tornam uma boa solução para esses por resultar em boas ligações de comunicação, principalmente em dispositivos manipulados. Ainda, um sistema MIMO pode ajustar o nível de modulação, a taxa de codificação e os esquemas de sinalização de transmissão de acordo com as condições variáveis do canal e a necessidade do usuário (CHRISTODOULOU *et al.*, 2012).

#### **4.2.3 Antena reconfigurável para aplicações biomédicas**

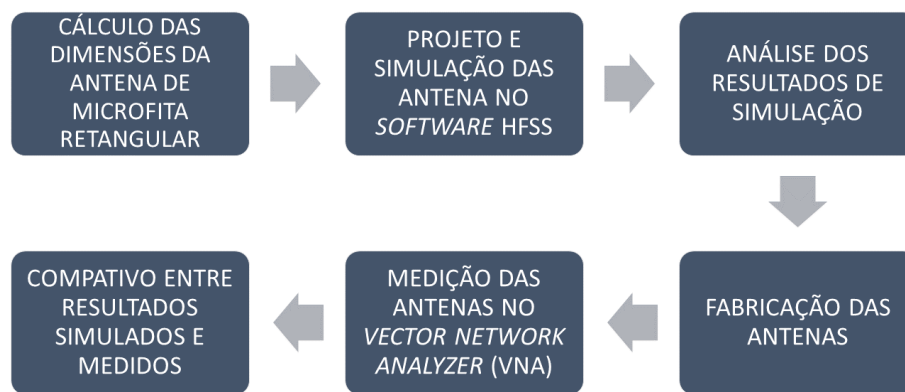
Existem sistemas chamados *on-body* e *off-body*, que são dispositivos sem fio ligados ao corpo humanos. As aplicações mais relevantes para o sistema de comunicação biomédico se referem a dispositivos miniaturizados e com bom desempenho na características de radiação. Um dos melhores exemplos deste tipo de comunicação é a banda do *Medical Device Radio Communications Service (MedRadio)* que varia de 401-406 MHz. No entanto, possuem baixa frequência e a transmissão da comunicação é de curto alcance (KANG; JUNG, 2015).

Como a miniaturização das dimensões da antena não é fácil a utilização no corpo humano, mas sua flexibilidade permite que seja acomodada em qualquer corpo humano, através de um substrato de tecido, ou seja, a antena têxtil. A antena reconfigurável com relação a direção de feixe de radiação pode melhorar a conectividade sem fio em aplicações *on-body*, e também, a capacidade de comunicação. Essa reconfiguração é feita usando interruptores RF para o controle do feixe, através da distribuição da corrente nas partes condutoras da antena (KANG; JUNG, 2015).

## 5 MATERIAIS E MÉTODOS

A metodologia utilizada para o desenvolvimento do trabalho está apresentada no esquema da Figura 31. Inicialmente, foram calculadas as dimensões da antena de microfita retangular padrão e, o método utilizado para o cálculo foi o método da Linha de Transmissão apresentado na Seção 2.4.1.

Figura 31: Etapas executadas ao longo do desenvolvimento do trabalho.



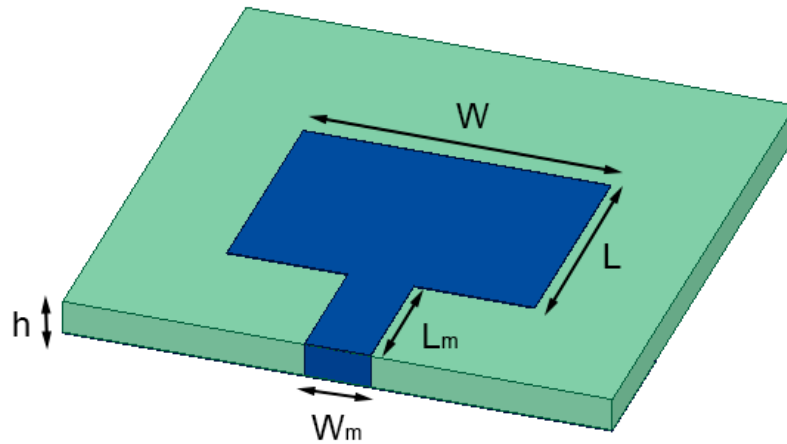
Fonte: Autoria própria.

Após os cálculos das dimensões da antena, foi feito o projeto no *software* e em seguida, realizadas as simulações para analisar a viabilidade de construção da antena. Este trabalho apresenta uma antena de microfita retangular impressa em um substrato dielétrico com permissividade relativa  $\epsilon_r = 4,4$  e espessura  $h = 1,57 \text{ mm}$ . A dimensão geral da antena com e sem CSRR é de  $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm} \times 1,57 \text{ mm}$ . Dessa forma, afim de integrar o *patch* da antena com o plano de terra e o substrato, é utilizada uma linha de microfita como fonte de alimentação. Todos os projetos e estruturas são simulados usando o *software* Ansys HFSS® (*High Frequency Simulation Software*).

### 5.1 PROJETO DA ANTENA

A Figura 32 mostra a antena de microfita retangular proposta é uma extensão do trabalho desenvolvido por Silva *et al.* (2015). O *patch* retangular de microfita possui uma largura  $W$  e comprimento  $L$  projetados sobre um substrato de FR4 (fibra de vidro e resina de epóxi) utilizando o método de linha de transmissão. As dimensões da antena de microfita retangular foram calculadas para uma frequência de  $6,5 \text{ GHz}$ , no qual em  $W$  é o comprimento da antena e  $L$ , a largura da antena. A linha de alimentação possui uma largura  $W_m$  e comprimento  $L_m$ , calculados para uma impedância de entrada de  $50 \Omega$ . As dimensões da antena e da linha de transmissão estão apresentadas na Tabela 2.

Figura 32: Projeto da Antena de Microfita Retangular Padrão no HFSS.



Fonte: Autoria própria.

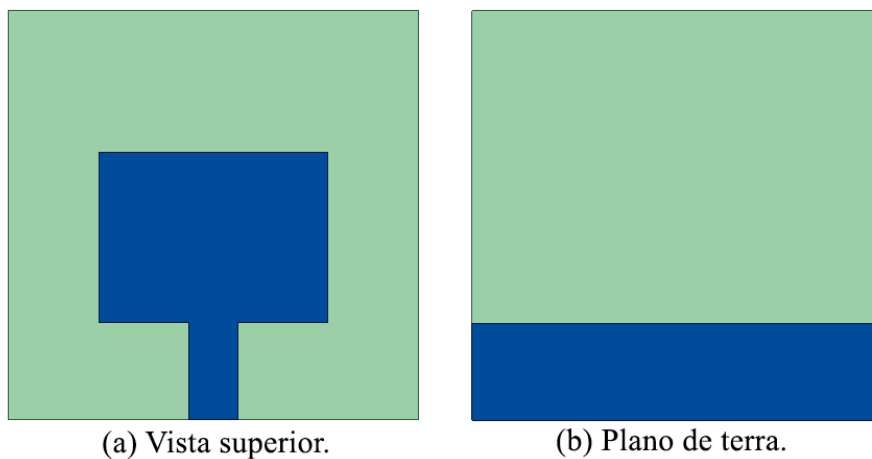
Tabela 2: Dimensões da antena retangular padrão.

$W$	$L$	$h$	$W_m$	$L_m$
14,04 mm	10,44 mm	1,57 mm	2,95 mm	5,91 mm

Fonte: Autoria própria.

Após a simulação da antena retangular padrão, o plano de terra retangular foi reduzido para 25% de seu tamanho inicial  $25 \times 25 \text{ mm}$ , afim de obter de um comportamento monopolo e o aumento da largura de banda. Dessa forma, foi utilizada assim uma dimensão equivalente ao comprimento da linha de alimentação. Essa modificação pode ser observada na Figura 33.

Figura 33: Projeto da Antena com redução do plano de terra para 25% do tamanho original (Antena Monopolo) no HFSS.



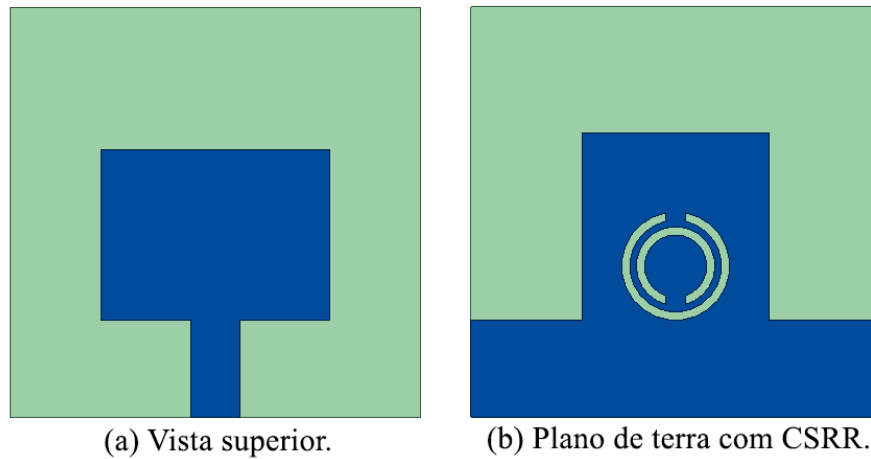
(a) Vista superior.

(b) Plano de terra.

Fonte: Autoria própria.

Em seguida, a estrutura CSRR foi inserida ao plano de terra reduzido. Na Figura 34 é possível observar o projeto da antena proposta.

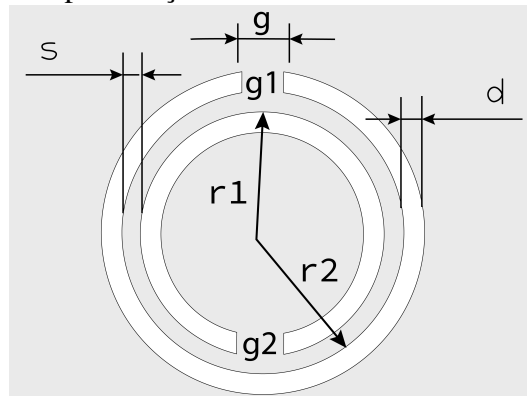
Figura 34: Projeto da Antena de com estrutura metamaterial CSRR no plano de terra.



Fonte: Autoria própria.

Os detalhes da estrutura CSRR são baseadas no trabalho de Priyanka (2014) e podem ser observados na Figura 35 sendo suas dimensões especificadas na Tabela 3.

Figura 35: Especificação das dimensões da estrutura CSRR.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 3: Valores das dimensões da estrutura CSRR.

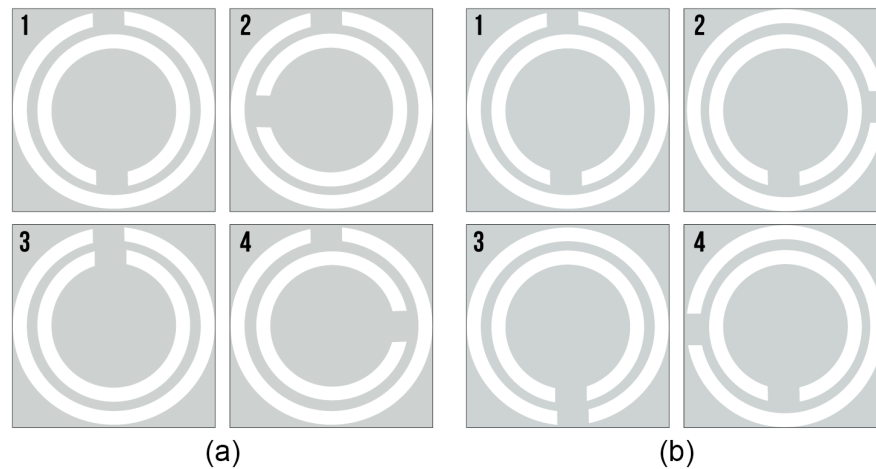
$g$	$s$	$d$	$r_1$	$r_2$
1,2 mm	0,4 mm	0,5 mm	2,4 mm	3,3 mm

Fonte: Priyanka (2014)

Mantendo as dimensões do CSRR, as fendas dos anéis interno e externo foram deslocadas com diferentes ângulos no plano x-y, em torno do eixo z, com o objetivo de identificar, a partir das mudanças, diferentes modos de ressonância, configurando um efeito de antena reconfigurável. As rotações estão representadas na Figura 36.



Figura 36: Rotações das fendas do CSRR para o (a) anel interno e o (b) anel externo.



Fonte: Autoria própria.

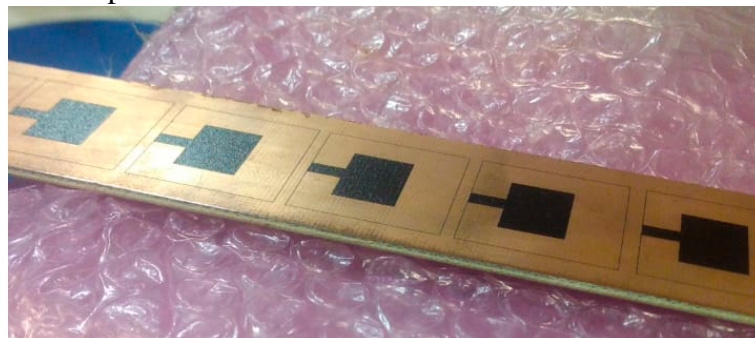
A Figura 36 indica as mudanças aplicadas na estrutura CSRR na etapa de simulação. Foram simuladas variações de posição da abertura dos anéis fendidos interno e externo.

A partir da posição inicial 1, com o anel externo fixo, foram alteradas as posições da fenda do anel interno, variando em  $90^\circ$ . Em seguida, o mesmo procedimento foi adotado para a fenda do anel externo, com o anel interno fixo.

## 5.2 FABRICAÇÃO DA ANTENA

Após analisadas as simulações, o primeiro passo para fabricação das antenas foi a impressão do *design* das antenas utilizando de uma impressora a laser. A Figura 37 mostra o resultado da impressão na placa.

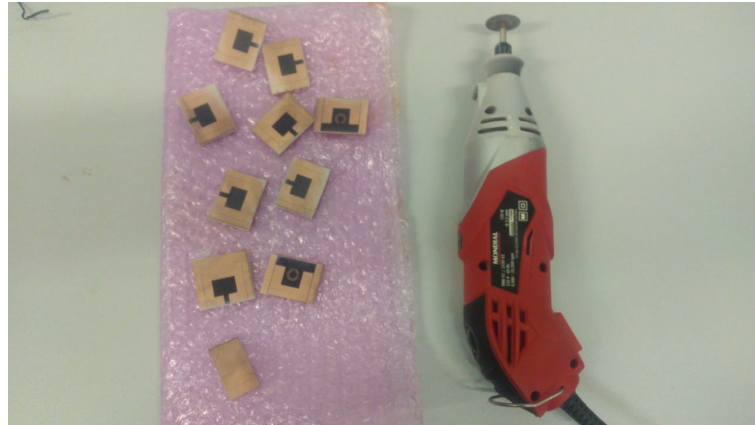
Figura 37: Impressão a laser das antenas de microfita no substrato FR4.



Fonte: Autoria própria.

Após a impressão, foram feitos os recortes quadrados das antenas de acordo com as dimensões do projeto especificadas anteriormente. Para essa etapa, foram utilizadas algumas ferramentas Micro Retífica Mondial FMR-01, serra manual convencional e lixas para um melhor acabamento das antenas. A Figura 38 mostra o processo descrito.

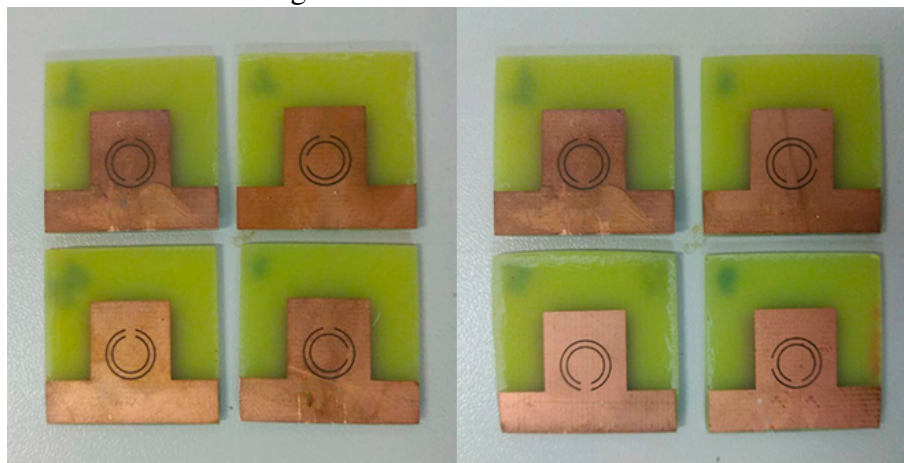
Figura 38: Processo de recorte e acabamento das antenas de microfita.



Fonte: Autoria própria.

Em seguida foi realizada a corrosão dos elementos metálicos utilizando Percloroeto de Ferro ( $\text{FeCl}_3$ ). Na Figura 39 são apresentadas as antenas após a corrosão.

Figura 39: Antenas fabricadas.



Fonte: Autoria própria.

Por fim, a linha de alimentação da antena foi soldada a um conector SMA e assim, foram feitas as medições com um Analisador de Redes Vetoriais (*Vector Network Analyzer- VNA*). Na próxima seção, os resultados obtidos na simulação e medições serão discutidos e comparados.

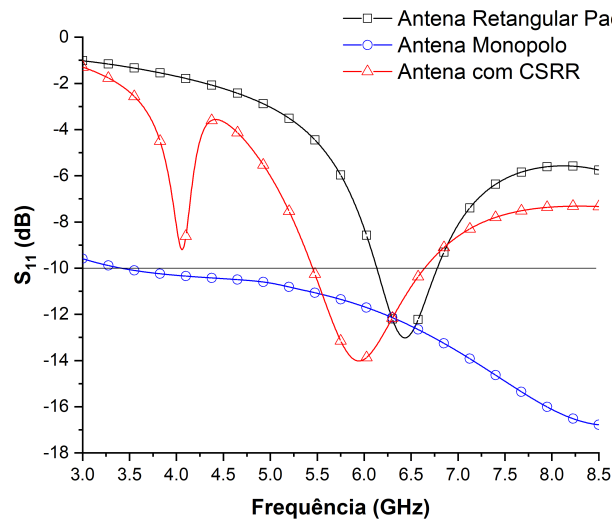
## 6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Esta seção mostra os resultados de simulação para os parâmetros de perda de retorno, padrão de radiação, densidade de corrente máxima e a medição dos parâmetros de perda de retorno e análise de casamento de impedância por meio da Carta de Smith.

### 6.1 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Na Figura 40 é possível observar o resultado da simulação de perda de retorno para antena retangular padrão, antena monopolo e para a antena com o CSRR padrão no plano de terra.

Figura 40: Resultados simulados das antenas utilizadas como padrão.



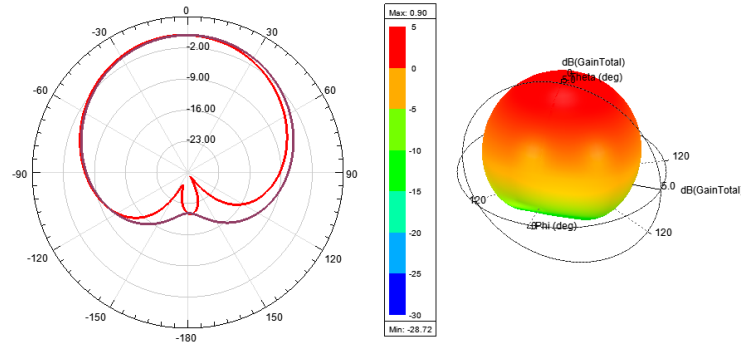
Fonte: Autoria própria.

Os resultados de simulação para a antena retangular padrão mostram uma frequência de ressonância ( $f_r$ ) de 6,43 GHz e perda de retorno ( $S_{11}$ ) de -13,02 dB, com uma largura de banda ( $BW$ ) de 640 MHz. Após a redução do plano de terra para 25% da sua dimensão original (antena monopolo), é possível observar a mudança com o aumento da largura de banda desta antena. Essa alteração acontece, pois o campo elétrico não é totalmente refletido na direção normal do *patch* da antena onde ocorreu a redução do plano de terra.

Com a inserção da estrutura CSRR no plano de terra, houve um decréscimo da frequência de ressonância para 5,94 GHz, e um aumento de largura de banda de aproximadamente 50% com relação a antena retangular padrão, com largura de banda de 1140 MHz. A perda de retorno para essa frequência de ressonância alcançou um valor de -14,02 dB. Além disso, a estrutura CSRR funcionou como um filtro de frequência, o que pode ser constatado pela diminuição da largura de banda com relação a antena monopolo e o aumento da perda de retorno.

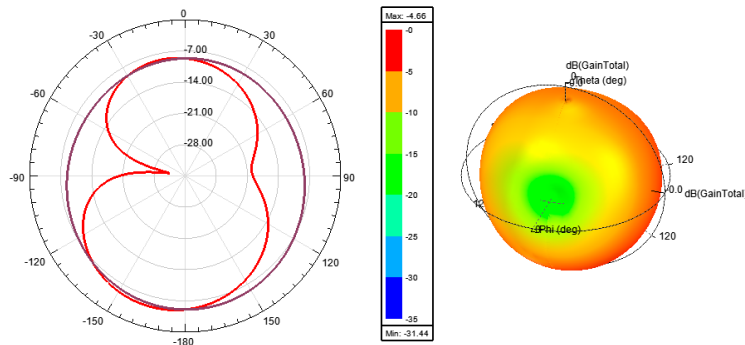
As Figuras 41 e 42 mostram os padrões de radiação 2D e 3D para as antenas retangular padrão e monopolo, respectivamente. É possível observar a característica de *broadside* da antena padrão e a forma do diagrama para a antena monopolo, com maior intensidade de radiação no sentido oposto a antena padrão devido a redução do plano de terra.

Figura 41: Padrão de Radiação 2D e 3D da Antena de Microfita Retangular Padrão.



Fonte: Autoria própria.

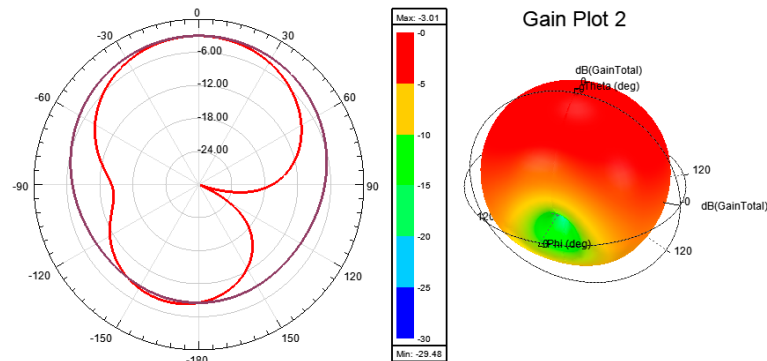
Figura 42: Padrão de Radiação 2D e 3D da Antena de Microfita Monopolo.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 43 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D para antena com inserção do CSRR padrão no plano de terra para a frequência de ressonância de 5,94 GHz.

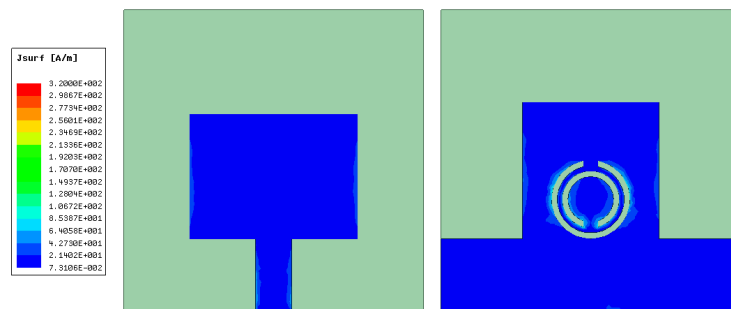
Figura 43: Padrão de Radiação da Antena CSRR na frequência de ressonância de 5,94 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Além disso, também foram realizadas as simulações para a densidade da corrente superficial para as antenas com as variações na estrutura do CSRR. Para a análise da distribuição de corrente, foram utilizados valores mínimo de 0,73106 A/m e máximo de 640,00 A/m, para essa escala foi atribuída uma variável S. Com o objetivo de melhorar a visualização gráfica de algumas variações onde as antenas apresentaram menor intensidade na distribuição de corrente na estrutura CSRR, foi adoadada uma escala proporcional a S, esta sendo 0,5S. A Figura 44 mostra a densidade da corrente de superfície para o CSRR em sua posição inicial, com valor de corrente máxima de 106,72 A/m. É possível observar que a distribuição de corrente é reduzida no *patch* da antena. Este fato ocorre devido a concentração de corrente nos anéis ressoadores da estrutura CSRR.

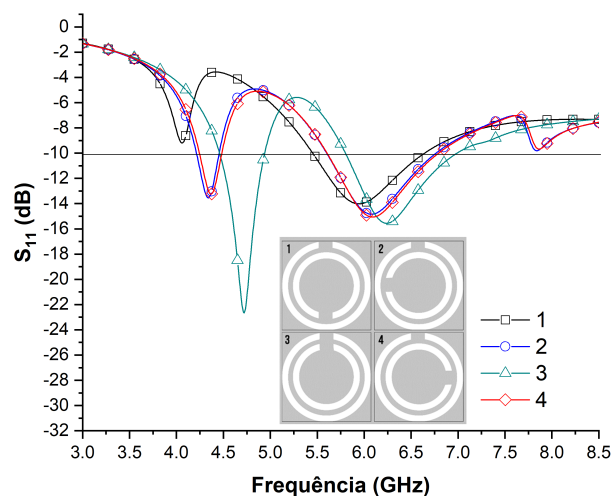
Figura 44: Distribuição de corrente na estrutura CSRR na frequência de ressonância de 5,94 GHz, com valor de corrente máxima 106,72 A/m.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 45 mostra os resultados de perda de retorno para as variações realizadas na fenda dos anel interno, com o anel externo fixo.

Figura 45: Perda de Retorno  $S_{11}$  para variação paramétrica no anel interno do CSRR.



Fonte: Autoria própria.

A partir da rotação da fenda para a posição 2 e 4, a curva passa a apresentar um comportamento *dual-band* e ambos os casos possuem curvas semelhantes. Já na posição 3, há um deslocamento da frequência de ressonância para a direita e um incremento significativo valor de perda de retorno para a primeira faixa de frequência de ressonância 4,72 GHz, com largura de banda de 490 MHz. Esse comportamento divergente pode ser explicado pelo encontro das duas fendas dos anéis ressoadores. A Tabela 4 resume os dados de simulação para este caso.

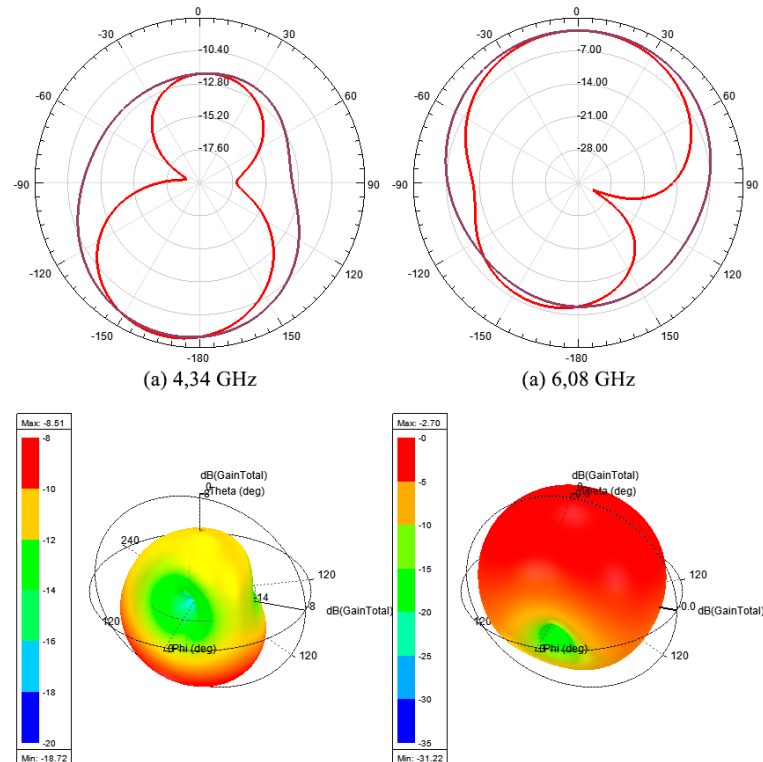
Tabela 4: Resultados de simulação para as variações no anel interno.

Variações do anel interno	$f_r$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BW (MHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$f_{inf}$ (GHz)
1	6,43	-13,02	640	6,78	6,14
2	4,34	-13,54	230	4,45	4,22
	6,08	-14,84	1160	6,76	5,60
3	4,72	-22,65	490	4,94	4,45
	6,24	-15,56	1190	6,99	5,80
4	4,37	-13,24	240	4,48	4,24
	6,09	-15,60	1170	6,78	5,61

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 46 estão apresentados os resultados do padrão de radiação bidimensional (2D) e tridimensional (3D) referentes a posição 2 na variação paramétrica do anel interno da estrutura CSRR.

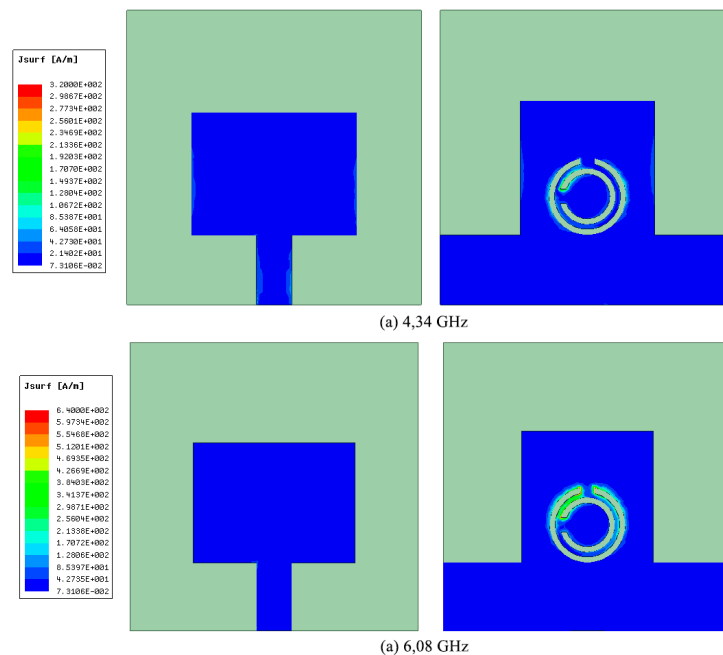
Figura 46: Padrão de Radiação para variação 2 do anel interno nas frequências de (a) 4,34 GHz e (b) 6,08 GHz.



Fonte: Autoria própria.

É possível observar que o sentido de maior radiação é oposto para as duas frequências nessa posição, sendo para 4,34 GHz no sentido negativo do eixo de propagação z e no sentido positivo para a frequência de 6,08 GHz. Já na Figura 47 é mostrada a distribuição de corrente na posição 2. A simulação mostra uma maior concentração de corrente nos anéis ressoadores para a maior frequência de ressonância 6,08 GHz em relação a menor frequência, de 4,34 GHz.

Figura 47: Distribuição de corrente para posição 2 do anel interno nas frequências (a) 4,34 GHz, com valor de corrente máxima de 149,37 A/m e (b) 6,08 GHz, com valor de corrente máxima de 554,68 A/m.



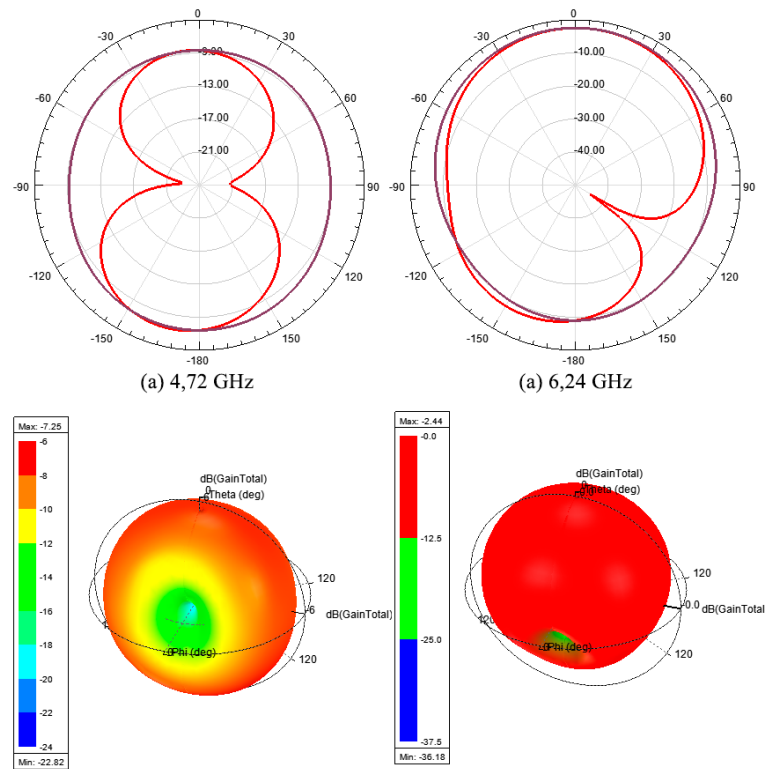
Fonte: Autoria própria.

Como a densidade de corrente é menor nos anéis ressoadores na frequência de 4,34 GHz, significa que o campo elétrico está sendo irradiado para o patch da antena, porém, devido a redução do plano de terra, essa irradiação não é completa, o que pode ser observado no diagrama de radiação onde o sentido de propagação é contrária ao da radiação da antena de microfita retangular padrão.

Na Figura 48 também são observados padrões de radiação para duas frequências de ressonância, 4,72 GHz e 6,24 GHz. Para a frequência de 4,72 GHz, o padrão mostra uma característica de antena omnidirecional. Já para a frequência de 6,24 GHz, o padrão de radiação já abrange outras direções. Na Figura 49 para a variação no anel de divisão interno na posição 3, a simulação resultante mostra um comportamento inverso a posição 2, onde o valor de corrente máxima é maior para a frequência de 4,72 GHz com 298,71 A/m e para a frequência de 6,24 GHz, uma corrente máxima de 149,37 A/m, aproximadamente a metade para do primeiro modo ressoante. Entende-se que o comportamento entre as posições divergem, pois na posição 3 as fendas de ambos os anéis se encontra e a distribuição de corrente se concentra mais nessa posição.

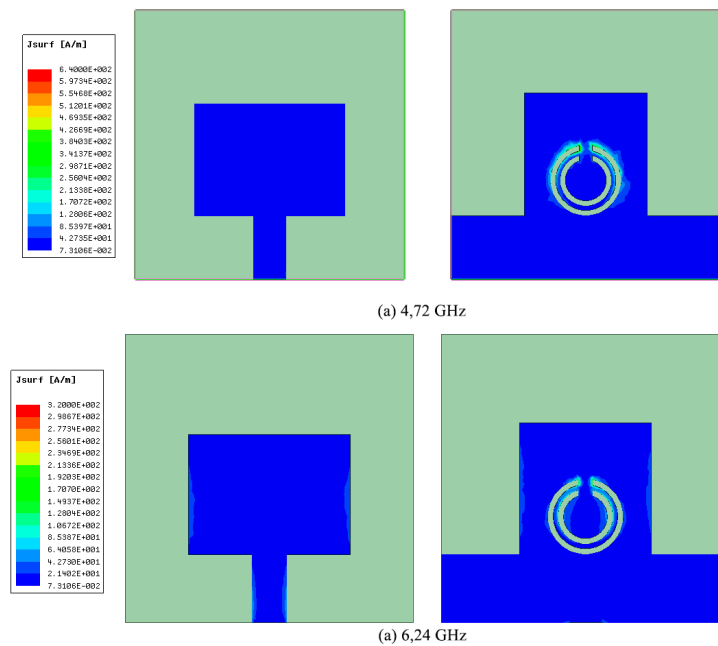


Figura 48: Padrão de Radiação para variação 3 do anel interno nas frequências (a) 4,72 GHz e (b) 6,24 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 49: Distribuição de corrente para posição 3 do anel interno nas frequências (a) 4,72 GHz, com valor de corrente máxima de 298,71 A/m e (b) 6,24 GHz com valor de corrente máxima de 149,37 A/m.

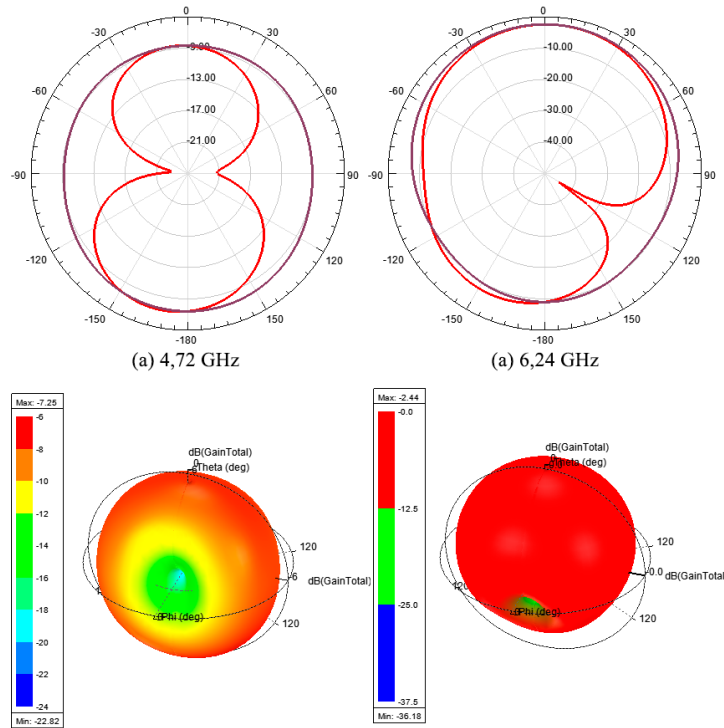


Fonte: Autoria própria.



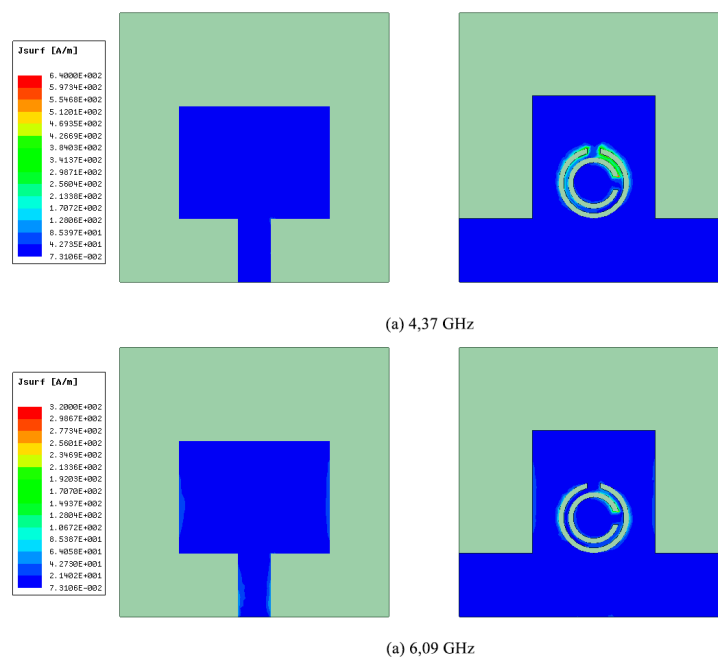
As Figuras 50 e 51, apresentam o comportamento dos padrões de radiação e distribuição de corrente para a posição 4, respectivamente.

Figura 50: Padrão de Radiação para variação 4 do anel interno para (a) 4,37 GHz e (b) 6,09 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Figura 51: Distribuição de corrente para posição 4 do anel interno para (a) 4,37 GHz, com corrente máxima de 597,34 A/m e (b) 6,09 GHz, com corrente máxima de 234,69 A/m.

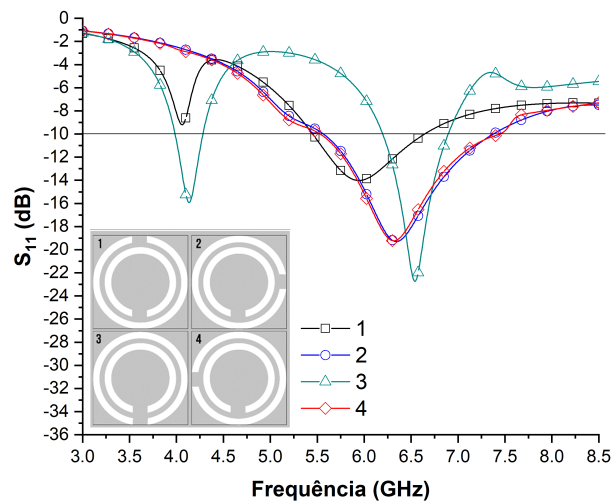


Fonte: Autoria própria.

Semelhante a posição 2, é possível observar uma maior distribuição de corrente para a menor frequência, de 4,37 GHz em relação ao segundo modo de operação com frequência de 6,09 GHz. No entanto, os valores máximos de corrente são maiores, no qual para a frequência de 4,37 GHz, tem-se uma corrente máxima de 597,34 A/m e para a frequência de 6,09 GHz, uma corrente de 234,69 A/m.

A Figura 52 mostra os resultados de perda de retorno para as variações realizadas na fenda dos anel externo, com o anel interno fixo.

Figura 52: Perda de Retorno  $S_{11}$  para variação paramétrica no anel externo do CSRR..



Fonte: Autoria própria.

Nesse caso, é possível observar que, divergindo da variação paramétrica do anel interno, somente posição 3 apresenta comportamento *dual-band*, com redução da largura de banda para ambos os modos ressonantes. Semelhante aos resultados anteriores, as posições 2 e 4 também apresentam concordância entre si, mas aumento da largura de banda com relação a posição inicial 1 e demais resultados anteriores de 2 e 4. A Tabela 5 resume os dados de simulação para este caso.

Tabela 5: Resultados de simulação para as variações na fenda do anel externo, com o anel interno fixo.

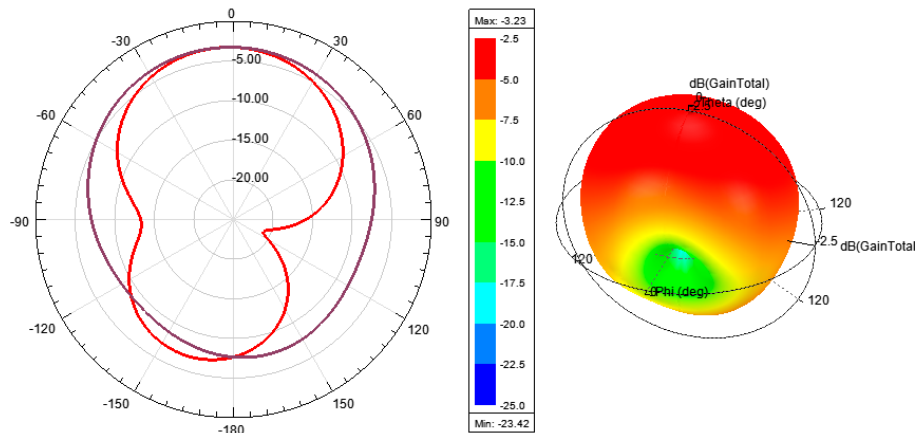
Variações do anel externo	$f_r$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BW (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$f_{inf}$ (GHz)
1	6,43	-13,02	640	6,78	6,14
2	6,34	-19,30	1800	7,37	5,57
3	4,13 6,54	-15,92 -22,73	300 700	4,28 6,90	3,98 6,20
4	6,32	-19,23	1920	7,45	5,53

Fonte: Autoria própria.

Com relação aos padrões de radiação apresentados para as variações das fendas dos anéis externos, na Figura 53, para a posição 2, é mostrado uma maior radiação no mesmo sentido da

antena padrão, para uma frequência de 6,34 GHz.

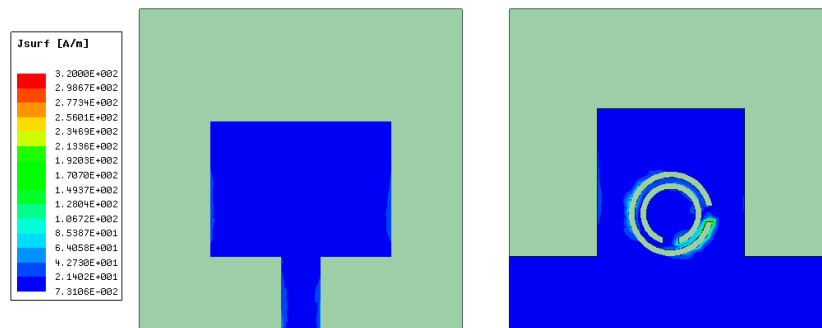
Figura 53: Padrão de Radiação para variação 2 do anel externo na frequência de 6,34 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Com relação a distribuição de corrente, a Figura 54 mostra uma maior concentração de corrente na fenda alterada em relação a fixa, com valor de corrente máxima aproximadamente 277,34 A/m.

Figura 54: Distribuição de corrente para posição 2 do anel externo para 6,34 GHz, com valor de corrente máxima de 277,34 A/m.

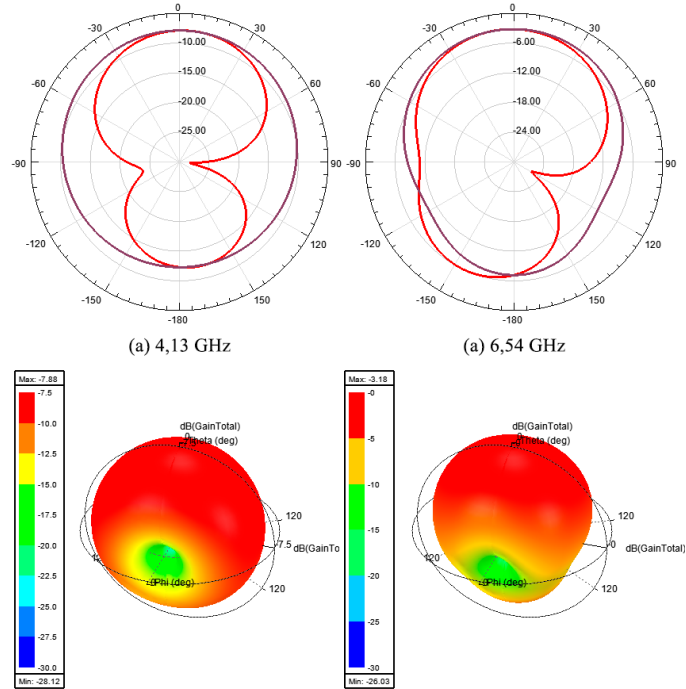


Fonte: Autoria própria.

Na posição 3, vista na Figura 55, o padrão é mostrado para duas frequências de ressonância, 4,13 GHz e 6,59 GHz. Para a frequência de 4,13 GHz, o máximo e radiação está no sentido da antena padrão e para a frequência de 6,54 GHz, a radiação se propaga para mais direções.

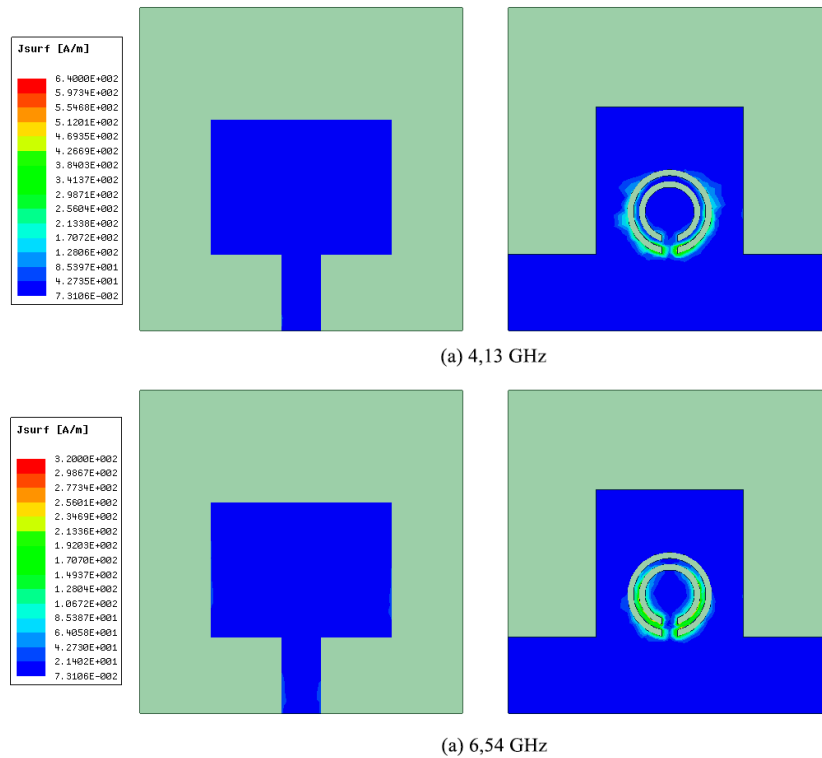
A Figura 56 exibe as densidades de corrente, para cada frequência de ressonância, onde a antena mostrou comportamento *dual-band*, apresentando duas frequências para análise. Para a frequência de 4,13 GHz, têm-se um valor de corrente máxima de aproximadamente 298,71 A/m. Já para a frequência de 6,54 GHz, o valor da corrente máxima aproximadamente resultou em 149,27 A/m. Observa-se uma maior concentração de corrente na fenda alterada para a menor frequência de ressonância. É possível notar também, que com o encontro das duas fendas, a distribuição de corrente está maior concentrada nelas.

Figura 55: Padrão de Radiação para variação 3 do anel externo nas frequências (a) 4,13 GHz e (b) 6,54 GHz.



Fonte: Autoria própria.

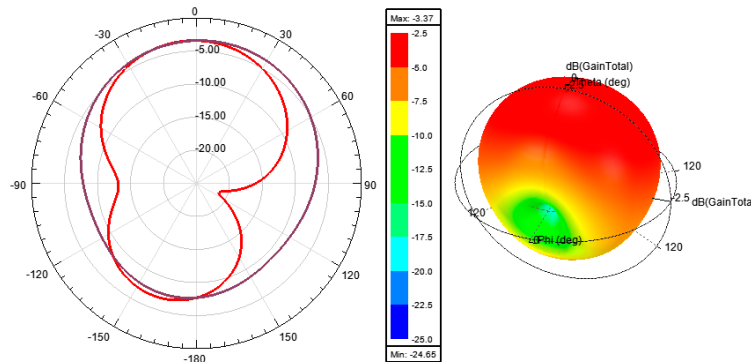
Figura 56: Distribuição de corrente para posição 3 do anel externo da estrutura nas frequências (a) 4,13 GHz e (b) 6,54 GHz



Fonte: Autoria própria.

Na Figura 57, para a distribuição de corrente na posição 4 do anel externo, é possível observar o padrão para uma frequência de ressonância de 6,32 GHz, que se assemelha ao padrão da posição 2, comprovando a semelhança no comportamento da curva de perda de retorno.

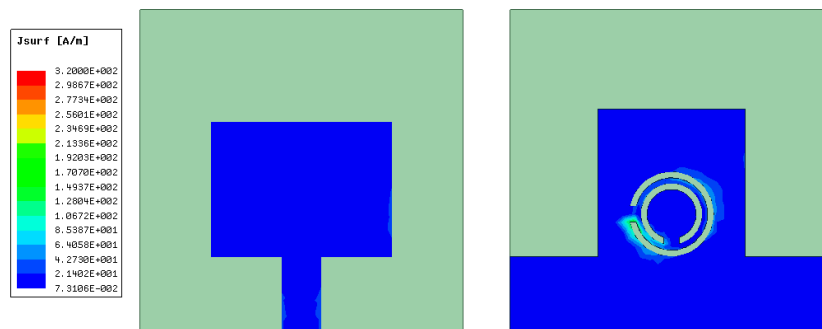
Figura 57: Padrão de Radiação para variação 4 da fenda do anel externo na frequência de 6,32 GHz.



Fonte: Autoria própria.

Para a posição 4, na Figura 58 observa-se uma maior concentração de corrente na fenda alterada, no lado inverso da posição 2, com valor de corrente máxima aproximadamente 149,35 A/m.

Figura 58: Distribuição de corrente para posição 4 do anel externo na frequência de ressonância de 6,32 GHz.



Fonte: Autoria própria.

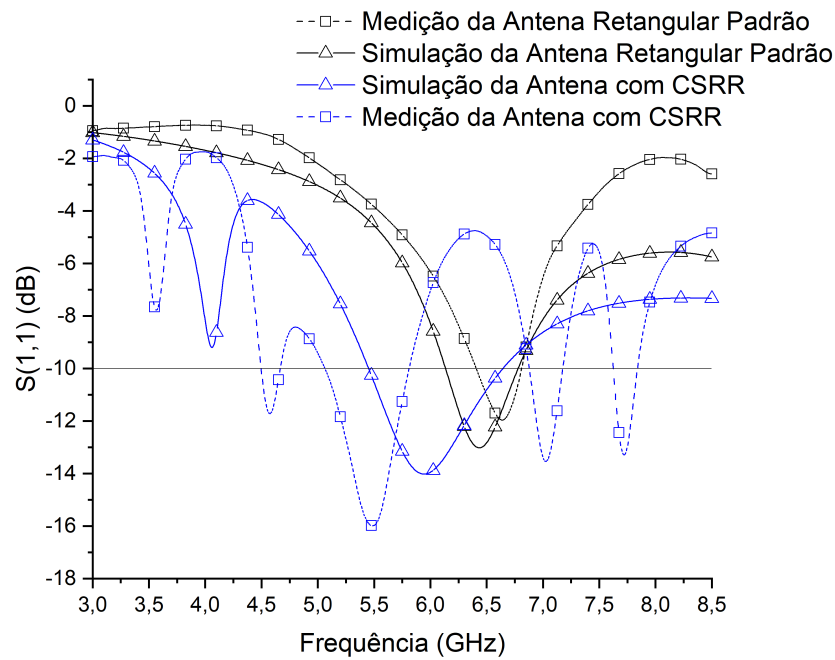
## 6.2 RESULTADOS DE MEDIÇÃO

Os resultados de medição foram analisados para os parâmetros de perda de retorno e análise de impedância por meio da Carta de Smith.

Na Figura 59 é possível observar os resultados de medição para a antena retangular padrão. Essa antena mostra uma frequência de ressonância de 6,64 GHz e perda de retorno de -11,96 dB.

Com a diminuição do plano de terra e o acréscimo do metamaterial CSRR foram feitas novamente as simulações e medição. Ao contrário dos resultados simulados, nos resultados de

Figura 59: Comparativo de simulação e medição do parâmetro de perda de retorno  $S_{11}$  para as antenas utilizadas como padrão.



Fonte: Autoria própria.

medição a antena com CSRR apresenta uma característica multibanda com novos modos de ressonância surgindo. A Tabela 6 mostra esses novos modos de ressonância para a posição inicial da variação paramétrica.

Tabela 6: Medição do parâmetro de perda de retorno  $S_{11}$  para a antena com estrutura CSRR no plano de terra.

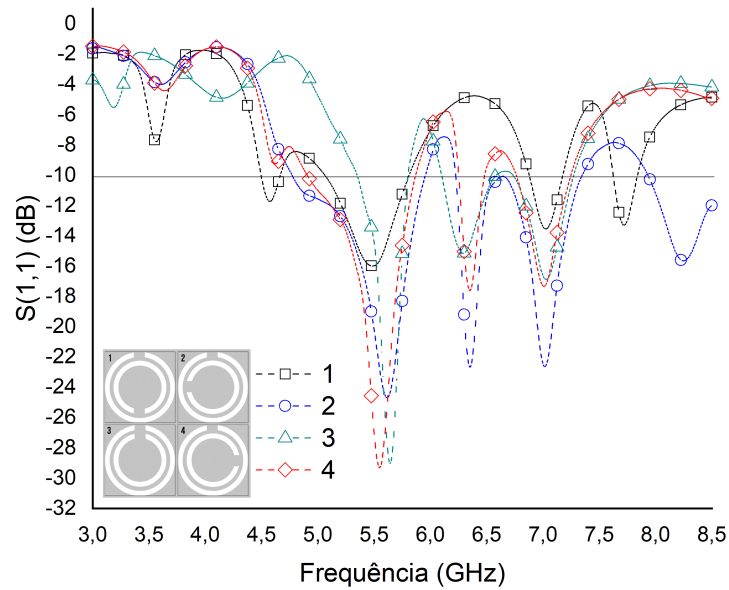
Varição paramétrica	$f_r$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BW (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$f_{inf}$ (GHz)
1	4,57	-11,72	170	4,67	4,50
	5,49	-15,99	740	5,81	5,07
	7,03	-13,54	290	7,17	6,88
	7,72	-13,28	210	7,84	7,63

Fonte: Autoria própria.

É possível observar o modo de ressonância para a frequência de 5.49 GHz, com perda de retorno de -15,99 e largura de banda 5,07-5,81 possui boa correspondência com a simulação para esta mesma posição inicial.

A Figura 60 mostra os resultados de medição para variações da fenda do anel interno da estrutura CSRR. É possível notar que, apesar dos deslocamentos de frequência, há uma boa correspondência entre simulação e medição com relação ao comportamento das curvas. Diferente da posição 1, as demais apresentam característica de multibanda. Na simulação, as posições 2, 3 e 4 apresentam comportamento *dual-band*. Já nos resultados de medição, 3 e 4 apresentam três faixas de frequência. A Tabela 7 e resumem todos os resultados de medição para melhor análise.

Figura 60: Medição da Perda de Retorno  $S_{11}$  para as variações no anel interno do CSRR.



Fonte: Autoria própria.

Diferente da posição 1, as demais apresentam característica de multibanda. Na simulação, as posições 2, 3 e 4 apresentam comportamento *dual-band*. Já nos resultados de medição, 3 e 4 apresentam três faixas de frequência. A Tabela 7 resume todos os resultados de medição para melhor análise, onde é possível observar uma maior largura de banda para as frequências de ressonância, se comparada com as demais posições da variação paramétrica.

Tabela 7: Medições para a variação paramétrica do anel interno.

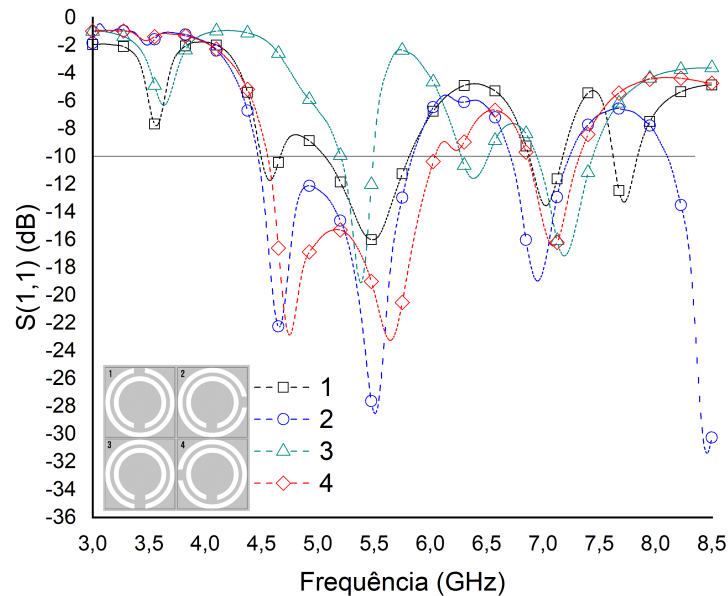
Variações do anel interno	$f_r$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BW (GHz)	$f_{sup}$ (GHz)	$f_{inf}$ (GHz)
2	5,62	-24,68	1180	5,95	4,77
	6,35	-22,66	1130	7,35	6,22
3	5,64	-29,00	450	5,80	5,35
	6,29	-15,14	480	6,58	6,10
	7,03	-16,87	530	7,27	6,74
4	5,55	-29,31	1060	5,96	4,90
	6,35	-17,61	230	6,48	6,25
	7,01	-17,33	480	7,25	6,77

Fonte: Autoria própria.

A Figura 61 mostra os resultados de medição para variações da fenda do anel externo da estrutura CSRR com o anel interno fixo.

Nos resultados medidos, os resultados das posições 2 e 4 possuem semelhanças entre si, assim como na simulação. Para a posição 3, é possível notar que a curva dos resultados de medição possui comportamento semelhante ao da simulação, apesar do deslocamento de frequência para direita. A Tabela 8 resume os resultados de medição para melhor análise.

Figura 61: Medição da Perda de Retorno  $S_{11}$  para as variações no anel externo do CSRR.



Fonte: Autoria própria.

Observando as larguras de banda para essas variações, vê-se que para a variação 2 na frequência 5,51 GHz e na variação 4 na frequência de 5,64 GHz, as larguras de banda chegam a ser o dobro das outras frequências, para as demais variações.

Tabela 8: Medições para a variação paramétrica do anel externo.

Variações do anel externo	$f_r$ (GHz)	$S_{11}$ (dB)	BW (GHz)	$f_{sup}$	$f_{inf}$
2	5,51	-28,52	1370	5,84	4,47
	6,59	-18,96	520	7,23	6,71
3	5,38	-19,08	290	5,49	5,20
	6,38	-11,57	240	6,51	6,27
	7,19	-17,16	490	7,44	6,95
4	5,64	-23,24	1480	6,04	4,56
	7,09	-16,44	460	7,32	6,86

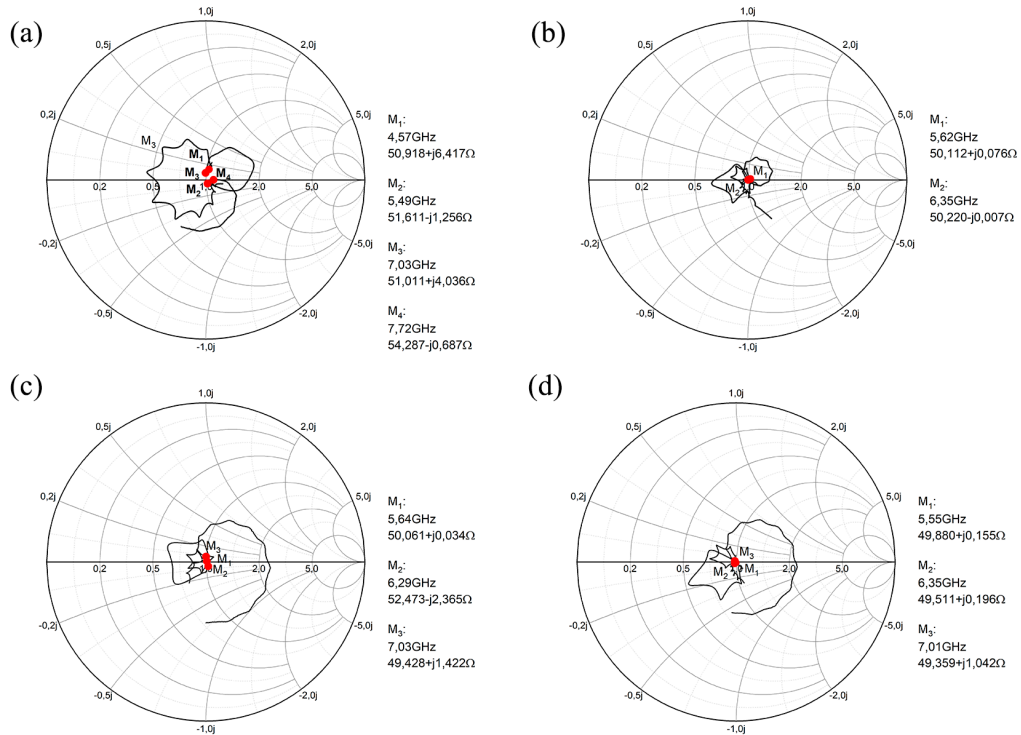
Fonte: Autoria própria.

As medições também foram realizadas para a Carta de Smith, afim de analisar a impedância das antenas. Na Figura 62 são mostrados os resultados da Carta de Smith para as variações nas fendas dos anel interno da estrutura CSRR. Os resultados dos gráficos de Carta de Smith, mediante a análise das impedâncias, possuem valores aceitáveis com relação ao valor de referência que foi utilizado para o projeto da antena de microfita retangular padrão ( $50 \Omega$ ).

Analisando a 62a, é possível observar que, apesar de a antena apresentar quatro modos de ressonância, apenas um deles apresenta valores coerentes com a impedância de entrada para qual a antena foi projetada, mostrando assim, um bom casamento de impedância. Para a frequência de ressonância de 5,49 GHz, a impedância é  $51,661 - j1,256\Omega$ , o que mostra uma correspondência



Figura 62: Carta de Smith para a variação paramétrica no anel interno da estrutura CSRR.



Fonte: Autoria própria.

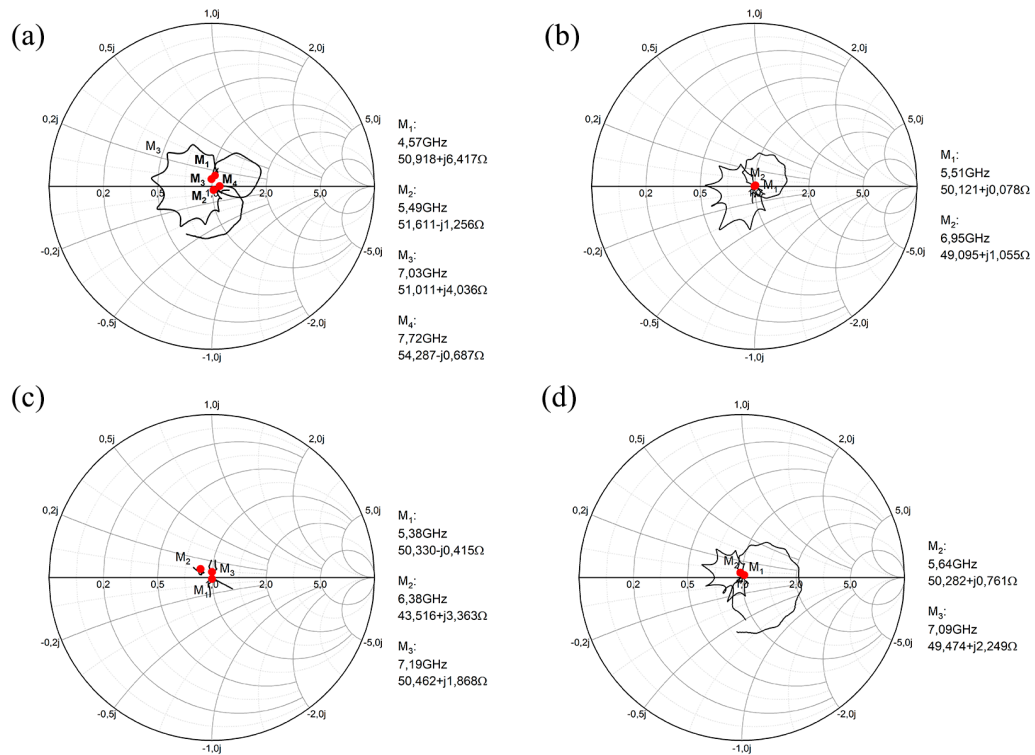
com o valor usado no projeto da antena,  $50\Omega$ . As demais frequências podem ser explicadas pela ocorrência de modos espúrios, uma vez que não houve um bom casamento de impedância nessas frequências.

Para as demais posição da variação paramétrica do anel interno, é mostrado que as impedâncias medidas possuem valores aceitáveis com relação ao valor de projeto, com parte real aproximadamente  $50\Omega$  e valor próximo a 0 na parte imaginária, o que garante que o processo de fabricação da antena é válido. O valores de cada impedância para todas as frequências podem ser observadas nas representações gráficas.

Na Figura 63 são mostrados os resultados da Carta de Smith para as variações nas fendas dos anel externo da estrutura CSRR.

Na Figura 63(c), são mostrados três modos de ressonância. Entre eles, somente para o caso da frequência de 6,38 GHz as perdas por reflexão do sinal de entrada são relativamente altas, comparadas com os demais caso, pois sua parte imaginária da impedância é maior que  $0\Omega$ . As demais posições da variação paramétrica do anel externo, mostra que as impedâncias medidas, assim como nas variações do anel interno, possuem valores aceitáveis com relação ao valor de projeto.

Figura 63: Carta de Smith para a variação paramétrica no anel externo da estrutura CSRR.



Fonte: Autoria própria.

## 7 CONCLUSÕES

### 7.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo o estudo do comportamento de antenas de microfita com *patch* retangular, a partir da inserção da estrutura CSRR no plano de terra reduzido e comparações foram feitas com relação a antena retangular padrão e a antena monopolo, com o plano de terra reduzido.

Além disso, também foi estudado o comportamento do CSRR diante de variações em sua própria estrutura, tanto no anel interno, como no anel externo. A variação paramétrica ocorreu através da mudança de posicionamento angular nas fendas dos anéis da estrutura CSRR. O comportamento das antenas foi analisado por meio dos parâmetros de perda de retorno, frequência de ressonância, largura de banda, padrão de radiação, distribuição de corrente na estrutura e também mediante análise de casamento de impedância usando a Carta de Smith. Esses parâmetros foram analisados para a antena retangular padrão, a antena monopolo, a antena com CSRR e para as variações dos anéis interno e externo. As antenas foram simuladas no software HFSS® e os resultados das mesmas foram analisados juntos aos dados obtidos nas medições realizadas no VNA.

Com relação as simulações e medições, os resultados mostram boas correspondências em algumas das variações. É possível observar essa concordância nos resultados para a antena

retangular padrão. Na antena com CSRR, mesmo com um deslocamento de frequência, é possível notar uma semelhança no comportamento das curvas. Na variação do anel interno, é possível observar o surgimento de novas frequências de ressonância nos resultados medidos e um padrão de comportamento igual para as posições 2, 3 e 4. O mesmo ocorreu para as variações do anel externo. No entanto, é possível observar o aumento da largura de banda para as posições 2 e 4.

As rotações do anel de divisão externo e interno foram realizadas a fim de observar o comportamento destas variações e sua influência nos parâmetros devido ao efeito do CSRR aplicado no plano de terra, que atua como um filtro de frequência, e também, observar sua viabilidade como uma antena reconfigurável em frequência. De acordo com o comportamento de múltiplas bandas de frequência e os resultados vistos nas variações, conclui-se que o dispositivo é capaz de servir ao sistema WLAN e pode ter sua frequência reconfigurada mediante as variações na sua estrutura.

## 7.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Essa seção apresenta recomendações e sugestões para trabalhos futuros relacionadas a este trabalho. Essas são:

- Construção de dispositivos utilizando diodos para realizar o chaveamento das fendas na estrutura CSRR;
- Realizar a variação da permissividade do dielétrico nas simulações a fim de verificar as mudanças na frequência e demais parâmetros da antena;
- Realizar a variação da estrutura CSRR em outros formatos geométricos.

## REFERÊNCIAS

- AL-NUAIMI, M. K. T.; WHITTOW, W. Compact microstrip band stop filter using srr and cssr: Design, simulation and results. In: . [S.l.: s.n.], 2010. p. 1 – 5.
- ANATEL. Resolução nº 716, de 31 de outubro de 2019. 2019. Disponível em: <<https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2019/1351-resolucao-716>>.
- ANDERSON, D. L. S-parameter theory and applications. In: . [S.l.]: Hewlett-Packard Journal, 1967.
- BAENA, J. *et al.* Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 53, p. 1451 – 1461, 05 2005.
- BALANIS, C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. Wiley, 2015. ISBN 9781119178989. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=PTFcCwAAQBAJ>>.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. USA: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 0471714623.
- CALOZ, C.; ITOH, T. **Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications**. Wiley, 2006. (EngineeringPro collection). ISBN 9780471669852. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=sPtSAAAAMAAJ>>.
- CARR, J. **Practical Antenna Handbook**. McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2001. (PRACTICAL ANTENNA HANDBOOK). ISBN 9780071374354. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=f3asJreno0YC>>.
- CASPERS, F. **RF engineering basic concepts: the Smith chart**. 2012.
- CHRISTODOULOU, C. G. *et al.* Reconfigurable antennas for wireless and space applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 100, n. 7, p. 2250–2261, 2012.
- DEB, P. kumar; MOYRA, T.; BHOWMIK, P. Dual band multilayer e-shape microstrip patch antenna for c-band and x-band. In: **2015 2nd International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 30–34.
- DILDAR, H. *et al.* Design and experimental analysis of multiband frequency reconfigurable antenna for 5g and sub-6 ghz wireless communication. **Micromachines**, v. 12, 12 2020.
- ENGHETA, N.; ZIOLKOWSKI, R. **Metamaterials: Physics and Engineering Explorations**. [S.l.]: John Wiley and Sons, 2006. ISBN 0471761028.
- ESTEVEES, L. **Antenas: teoria básica e aplicações**. [S.l.]: McGraw-Hill do Brasil, 1980.
- GUHA, D.; CHATTOPADHYA, S.; SIDDIQU, J. Y. Estimation of gain enhancement replacing ptfе by air substrate in a microstrip patch antenna [antenna designer’s notebook]. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 52, n. 3, p. 92–95, 2010.
- HARIDAS, N. *et al.* Reconfigurable mems antennas. In: **2008 NASA/ESA Conference on Adaptive Hardware and Systems**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 147–154.

HOLLOWAY, C. L. *et al.* An overview of the theory and applications of metasurfaces: The two-dimensional equivalents of metamaterials. **IEEE Antennas and Propagation Magazine**, v. 54, p. 10–35, 2012.

HOSSAIN, M. A.; BAHCECI, I.; CETINER, B. A. Parasitic layer-based radiation pattern reconfigurable antenna for 5g communications. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 65, n. 12, p. 6444–6452, Dec 2017. ISSN 1558-2221.

ISA MUZAMMIL JUSOH, T. S. J. N. M. R. K. M. N. O. Q. H. A. H. A. R. M. N. M. Y. P. J. S. S. R. Reconfigurable pattern patch antenna for mid-band 5g: A review. **Computers, Materials & Continua**, v. 70, n. 2, p. 2699–2725, 2022. ISSN 1546-2226. Disponível em: <<http://www.techscience.com/cm/v70n2/44652>>.

KANG, S.; JUNG, C. W. Wearable fabric antenna on upper arm for medradio band applications with reconfigurable beam capability. **Electronics Letters**, v. 51, 08 2015.

KAUR, P. A survey of techniques used for performance enhancement of patch antenna using metamaterials. v. 10, p. 98–109, 12 2015.

KHATUN, M. H.; INUM, R.; TASNIM, N. Design of rectangular patch antenna array using different feeding technique. In: **2017 2nd International Conference on Electrical Electronic Engineering (ICEEE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4.

KUESTER, E. *et al.* Averaged transition conditions for electromagnetic fields at a metafilm. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 51, n. 10, p. 2641–2651, 2003.

KUMAR, G.; RAY, K. **Broadband Microstrip Antennas**. Artech House, 2003. (Artech House antennas and propagation library). ISBN 9781580537674. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=wfl84429CsEC>>.

KUMAR, N.; KUMAR, P.; SHARMA, M. Reconfigurable antenna and performance optimization approach. **Wireless Personal Communications**, v. 112, 06 2020.

MANSOUL, A.; KIMOUCHE, H. A simple frequency reconfigurable microstrip patch antenna for wireless communication. In: . [S.l.: s.n.], 2013. p. 306–309.

MILLIGAN, T. A. **Modern antenna design**. [ S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2005.

MOHANTA, H. C.; KOUZANI, A.; MANDAL, S. Reconfigurable antennas and their applications. **Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering**, v. 6, p. 239–258, 10 2019.

PENDRY, J. *et al.* Magnetism from conductors, and enhanced non-linear phenomena. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, v. 47, p. 2075 – 2084, 12 1999.

POZAR, D. M. **Microwave engineering; 3rd ed.** Hoboken, NJ: Wiley, 2005. Disponível em: <<https://cds.cern.ch/record/882338>>.

PRIYANKA. A review paper on metamaterial. **International Journal of Engineering Sciences & Research Technology**, p. 613–618, 2014.

RIOS, L. G.; PERRI, E. B. **Engenharia de Antenas**. [ S.l.]: Bluncher, 2002. ISBN 9788521203032.

- SILVA, I. *et al.* Effects of complementary split ring resonator (csrr) parameters in microstrip patch antenna characteristics. In: . [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.
- SMITH, D. *et al.* Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. **Physical review letters**, v. 84, p. 4184–7, 05 2000.
- THANGJAM, R.; BHATTACHARYYA, K. Design and analysis of slotted microstrip patch antenna, a review. 06 2018.
- VESELAGO, V. G. The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of  $\epsilon$  and  $\mu$ . **Soviet Physics Uspekhi**, v. 10, p. 509, jan. 1968.
- WANG, S. *et al.* Polarization-reconfigurable antenna using combination of circular polarized modes. **IEEE Access**, PP, p. 1–1, 03 2021.
- YOU, Y. The design of novel pattern reconfigurable antennas for mobile networks. 2018. Disponível em: <<https://theses.whiterose.ac.uk/21913/>>.
- ZHAO, X.; RIAZ, S. A dual-band frequency reconfigurable mimo patch-slot antenna based on reconfigurable microstrip feedline. **IEEE Access**, PP, p. 1–1, 07 2018.
- ZHU, H. *et al.* Design of polarization reconfigurable antenna using metasurface. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 62, p. 2891–2898, 06 2014.
- ZHU, H. *et al.* Frequency-reconfigurable antenna using metasurface. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, v. 62, p. 80–85, 04 2014.
- ZIOLKOWSKI, R. Metamaterial-based antennas: Research and developments. **IEICE Transactions**, v. 89-C, p. 1267–1275, 09 2006.