

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**

**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA COM DUPLA BANDA DE**

**OPERAÇÃO E POLARIZAÇÃO PARA APLICAÇÕES EM 5G/WI-FI**

**FÁBIO SILVA BORGES**

Itajubá – MG, 18 de dezembro de 2023

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**

**ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA COM DUPLA BANDA DE  
OPERAÇÃO E POLARIZAÇÃO PARA APLICAÇÕES EM 5G/WI-FI**

**FÁBIO SILVA BORGES**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

**Área de Concentração: Microeletrônica.**

**Orientador: Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti**

**Coorientador: Prof. Dr. Ramon Maia Borges**

**Coorientador: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos**

Itajubá – MG, 18 de dezembro de 2023

# UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM

ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA COM DUPLA BANDA DE**

**OPERAÇÃO E POLARIZAÇÃO PARA APLICAÇÕES EM 5G/WI-FI**

**FÁBIO SILVA BORGES**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

**Orientador: Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti**

**Coorientador: Prof. Dr. Ramon Maia Borges**

**Coorientador: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos**

Aprovado em 18 de dezembro de 2023.

Membros da Banca:

---

Prof. Dr. Danilo Henrique Spadoti  
(Orientador – IESTI – UNIFEI/MG)

---

Prof. Dr. Ramon Maia Borges  
(Coorientador – IESTI – UNIFEI/MG)

---

Prof. Dr. Renan Alves dos Santos  
(Coorientador – FEELT – UFU/MG)

---

Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel  
(Membro externo – FESJBV – UNESP/SP)

Itajubá – MG, 18 de dezembro de 2023

*Dedico este trabalho à Deus, que iluminou o meu caminho durante toda essa trajetória, me dando sabedoria,  
força de vontade, perseverança e confiança.*

# AGRADECIMENTOS

---

---

Agradeço, primeiramente, ao meu orientador e professor *Dr. Danilo Henrique Spadoti*, bem como ao meu coorientador e professor *Dr. Renan Alves dos Santos*, pelas horas de orientação e apoio, sempre com muita atenção e dedicação.

Agradeço a minha família, minha mãe Leida, meu pai Antônio e minha irmã Isabella, por todo o apoio e incentivo em minha jornada.

Agradeço à Universidade Federal de Itajubá, pela excelente infraestrutura e ótimos equipamentos disponíveis para pesquisa, bem como ao Laboratório de Telecomunicações e Internet das Coisas (LabTel – LaIoT), coordenado pelo professor *Dr. Danilo Henrique Spadoti*, pelo acesso ao *software* ANSYS HFSS para a realização das simulações deste trabalho, imprescindível para a conclusão do objetivo proposto, do qual obtive total acesso e disponibilidade.

Agradeço à Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas, e a todos os docentes do qual fui aluno durante o período da graduação, em especial, à professora *Dra. Karine Barbosa Carbonaro*, por ter me apresentado inicialmente a disciplina de antenas, da qual, naquele momento, já me identifiquei na área, e assim como o professor *Dr. Renan*, serem a minha referência como profissional docente.

Agradeço aos técnicos de laboratório *Me. Douglas Rosa Corrêa e Vilmondes Ribeiro Silva*, da Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas, pelo apoio e disponibilidade ao realizarem a construção do protótipo da antena proposta neste trabalho.

Agradeço também ao professor *Dr. Rafael Abrantes Penchel*, pelas contribuições obtidas para a realização deste trabalho, bem como para a elaboração do artigo publicado.

O presente trabalho foi realizado com o apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001. Por fim, deixo aqui o meu agradecimento pelo auxílio financeiro na forma de bolsa de estudos.

# RESUMO

---

Neste trabalho de dissertação é apresentado o projeto de uma antena de microfita retangular com dupla alimentação, banda de operação e polarização. Tem-se a operação na frequência de 3,5 GHz com polarização linear, no plano do campo elétrico (no modo fundamental ( $TM^z_{100}$ ) – aplicado à tecnologia 5G) e na frequência de 5,2 GHz com polarização linear, no plano do campo magnético (no modo de terceira ordem ( $TM^z_{030}$ ) – aplicado à tecnologia *Wi-Fi*). A antena é formada a partir da sobreposição geométrica ortogonal de duas técnicas, sendo uma que permite o aumento de ganho e outra que permite a filtragem de modos de alta ordem. A partir dos resultados de simulação e medidos, obteve-se a operação da antena em duas bandas, do 5G e do *Wi-Fi*, com isolamento mínima entre as portas de  $-16$  dB. Para isso, validou-se separadamente o funcionamento de cada uma das geometrias intermediárias e, por fim, o funcionamento do modelo final.

**Palavras-chave:** 5G, antena de microfita, dupla banda, dupla polarização, *Wi-Fi*.

# ABSTRACT

---

---

This masters dissertation presents the design of a rectangular microstrip antenna with dual feeding, operating band and polarization. It operates at a frequency of 3.5 GHz with linear polarization, in the plane of the electric field (in fundamental mode ( $TM^z_{100}$ ) – applied to 5G technology) and at a frequency of 5.2 GHz with linear polarization, in the plane of the field magnetic (in third order mode ( $TM^z_{030}$ ) – applied to Wi-Fi technology). The antenna is formed from the orthogonal geometric superposition of two techniques, one that allows increased gain and other that allows the filtering of high-order modes. Based on the simulation and measured results, the antenna operated in two bands, 5G and Wi-Fi, with minimum isolation between ports of  $-16$  dB. Ultimately, the functioning of each of the intermediate geometries was separately validated and, finally, the functioning of the final model.

**Keywords:** 5G, dual band, dual polarization, microstrip antenna, Wi-Fi.

# LISTA DE FIGURAS

---

---

Figura 1.1 – Crescimento global do número de usuários da Internet [20].	20
Figura 1.2 – Geometria da antena proposta nesse trabalho [28-29].	22
Figura 2.1 – Antena de microfita retangular [48].	30
Figura 2.2 – Antena de microfita retangular com linha de alimentação impressa e cortes [48].	31
Figura 2.3 – Regiões de irradiação da antena de microfita retangular [48].	33
Figura 2.4 – Antena de microfita retangular com sonda coaxial [48].	34
Figura 2.5 – Distribuição de cargas e densidade de corrente em uma antena de microfita retangular [48].	36
Figura 2.6 – Distribuição modal na antena de microfita retangular [48].	38
Figura 2.7 – Orientação dos campos elétrico e magnético no interior de uma antena de microfita retangular [48].	38
Figura 2.8 – Análise da distribuição de modos na antena de microfita retangular [48].	39
Figura 3.1 – Linha de alimentação e elementos ressonadores da antena com supressão de harmônicos [28].	41
Figura 3.2 – Modelo do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos proposta no artigo referência [28].	43
Figura 3.3 – Distribuição da corrente de superfície e padrões de irradiação das AMRs de modo $TM^z_{30}$ (a) sem e (b) com uma fenda transversal ao longo da linha central na direção $y$ [29][48].	46
Figura 3.4 – Geometria da antena de microfita com o ganho incrementado proposta no artigo referência [29].	47
Figura 4.1 – Antena com supressão dos modos de ordens superiores [28].	51
Figura 4.2 – Resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena de microfita convencional vs a antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores.	53
Figura 4.3 – Distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico do modelo tradicional nos modos (a) $TM^z_{100}$ , (b) $TM^z_{020}$ e (c) $TM^z_{120}$ , e do modelo proposto nos modos (d) $TM^z_{100}$ , (e) $TM^z_{020}$ e (f) $TM^z_{120}$ .	54
Figura 4.4 – Comparação dos padrões de irradiação das antenas de microfita tradicional e proposta.	55

Figura 4.5 – Antena de microfita com alimentação vertical, uma fenda central e duas fendas laterais [29].	56
Figura 4.6 – Distribuições de campo elétrico do modelo de antena com alimentação vertical.	58
Figura 4.7 – Diagramas de irradiação para o modo $TM^z_{030}$ com e sem as fendas no elemento irradiador no plano $yz$ .	59
Figura 4.8 – Antena de microfita proposta.	60
Figura 4.9 – Resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena de microfita proposta.	61
Figura 4.10 – Parâmetro $S_{21}$ da antena de microfita proposta.	62
Figura 4.11 – Diagramas de irradiação da antena de microfita com duas portas.	62

# LISTA DE TABELAS

---

---

Tabela 1.1 – Comparação da antena proposta com outras antenas de microfita com dupla banda de operação.....	23
Tabela 3.1 – Dimensões da antena com supressão de harmônicos proposta no artigo referência [28]. .....	44
Tabela 3.2 – Dimensões da antena com o ganho incrementado proposta no artigo referência [29]. .....	47
Tabela 4.1 – Dimensões da antena com supressão dos modos de ordens superiores.....	52
Tabela 4.2 – Dimensões da antena com o ganho incrementado. ....	57
Tabela 4.3 – Dimensões da antena de microfita proposta. ....	60

# LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

---

---

<b>1G</b>	Primeira geração de telefonia móvel
<b>2G</b>	Segunda geração de telefonia móvel
<b>3G</b>	Terceira geração de telefonia móvel
<b>3GPP</b>	Projeto de Parceria de Terceira Geração
<b>4G</b>	Quarta geração de telefonia móvel
<b>5G</b>	Quinta geração de telefonia móvel
<b>A</b>	Vetor potencial magnético
<b>AMR</b>	Antena de microfita retangular
<b>AMRs</b>	Antenas de microfita retangulares
<b>Bw</b>	Largura de faixa ou banda de operação, Hz
<b>c</b>	Velocidade da luz no vácuo, m/s
<b>C</b>	Capacidade de um canal de transmissão, bps
<b>C<sub>1</sub></b>	Capacitância do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos, F
<b>C<sub>2</sub></b>	Capacitância do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos, F
<b>C<sub>g</sub></b>	Capacitância da rede $\pi$ do circuito eq. da antena com supressão de harmônicos, F
<b>C<sub>s1</sub></b>	Capacitância da rede $\pi$ do circuito eq. da antena com supressão de harmônicos, F
<b>C<sub>s2</sub></b>	Capacitância da rede $\pi$ do circuito eq. da antena com supressão de harmônicos, F
<b>d</b>	Distância entre o elemento irradiador e a linha de alimentação, m
<b>d<sub>c</sub></b>	Diâmetro do pino de curto entre dois ressonadores $\lambda_g/4$ , m
<b>f</b>	Frequência de operação, Hz
<b>f<sub>0</sub></b>	Frequência de ressonância, Hz
<b>f<sub>1</sub></b>	Frequência inicial de operação, Hz
<b>f<sub>2</sub></b>	Frequência final de operação, Hz
<b>f<sub>c</sub></b>	Frequência central de operação, Hz
<b>f<sub>mnp</sub></b>	Frequência de um determinado modo, Hz

<b><math>G_0</math></b>	Ganho na direção de máxima irradiação, dBi
<b><math>G_1</math></b>	Condutância da primeira fenda das antenas de microfita retangulares, S
<b><math>G_{12}</math></b>	Condutância mútua entre fendas das antenas de microfita retangulares, S
<b>GPS</b>	Sistema de Posicionamento Global
<b><math>h</math></b>	Espessura do dielétrico de um laminado de microfita, m
<b><math>h</math></b>	Altura do pino de curto-circuito, m
<b>HFSS</b>	Simulador de estrutura de alta frequência
<b>IoT</b>	Internet das Coisas
<b><math>J_s</math></b>	Densidade de corrente superficial, A/m <sup>2</sup>
<b><math>J_t</math></b>	Densidade de corrente tangencial, A/m <sup>2</sup>
<b><math>k</math></b>	Número de onda, rad/m
<b><math>k_0</math></b>	Número de onda no vácuo, rad/m
<b><math>L</math></b>	Comprimento do elemento irradiador de uma antena de microfita retangular, m
<b><math>L_1</math></b>	Indutância do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos, H
<b><math>L_2</math></b>	Indutância do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos, H
<b><math>L_d</math></b>	Comprimento do substrato dielétrico da antena de microfita, m
<b><math>L_f</math></b>	Comprimento do elemento ressonador $\lambda_g/4$ , m
<b><math>L_\ell</math></b>	Comprimento da linha de alimentação da AMR, m
<b><math>L_{pin}</math></b>	Reatância do pino de curto-circuito, $\Omega$
<b><math>L_{s1}</math></b>	Comprimento dos cortes das bordas do elemento irradiador, m
<b><math>L_{s2}</math></b>	Comprimento do corte central do elemento irradiador, m
<b>LTE</b>	<i>Long Term Evolution</i> – Evolução a longo prazo
<b><math>m</math></b>	Coeficiente ligado ao modo de operação na direção z
<b>M2M</b>	Máquina com máquina
<b><math>n</math></b>	Coeficiente ligado ao modo de operação na direção x
<b><math>N</math></b>	Intensidade do ruído, W
<b><math>p</math></b>	Coeficiente ligado ao modo de operação na direção y
<b><math>Q</math></b>	Fator de mérito

$r$	Raio do pino de curto-circuito, m
$R_1$	Resistência do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos, $\Omega$
$R_b$	Taxa de transmissão de dados, bps
$S$	Intensidade do sinal, W
$S_{11}$	Coefficiente de reflexão, dB
$SLL$	Relação lóbulo principal e secundários, dB
<b>SMA</b>	<i>SubMiniature version A</i> – Versão subminiatura A
$t$	Espessura dos elementos metálicos de uma antena de microfita, m
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas de um laminado dielétrico
<b>TM</b>	Modo de propagação transversal magnético da onda eletromagnética
<b>TM<sup>z</sup></b>	Modo de propagação transversal magnético em relação ao eixo $z$
<b>UIT</b>	União Internacional de Telecomunicações
$W$	Largura do elemento irradiador de uma antena de microfita retangular, m
<b>WBAN</b>	<i>Wireless Body Area Networks</i> – Redes sem fio de uso corporal
$w_c$	Largura dos cortes transformadores de impedâncias da AMR, m
$W_d$	Largura do substrato dielétrico da antena de microfita, m
$W_f$	Largura do elemento ressonador $\lambda_g/4$ , m
$w_\ell$	Largura da linha de alimentação da AMR, m
$W_\ell$	Largura da linha de alimentação da AMR, m
<b>WLAN</b>	<i>Wireless Local Area Networks</i> – Redes locais sem fio
$W_s$	Largura dos cortes no centro do elemento irradiador, m
$x_0$	Coordenada em relação ao eixo $x$ do ponto de alimentação, m
$x_0$	Comprimento dos cortes transformadores de impedâncias da AMR, m
$y_0$	Coordenada em relação ao eixo $y$ do ponto de alimentação, m
$Z_0$	Impedância característica de uma linha de transmissão impressa, $\Omega$
$Z_{en}$	Impedância de entrada das antenas de microfita retangulares, $\Omega$
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão, dB
$\Delta L$	Fator de correção do comprimento do elemento ressonador da AMR

$\epsilon$	Permissividade elétrica ou constante dielétrica, F/m
$\epsilon_0$	Permissividade elétrica no vácuo ou constante dielétrica no vácuo, F/m
$\epsilon_{ef}$	Permissividade elétrica efetiva ou constante dielétrica efetiva, F/m
$\epsilon_r$	Permissividade elétrica relativa ou constante dielétrica relativa, F/m
$\eta$	Impedância de onda, $\Omega$
$\lambda$	Comprimento de onda, m
$\lambda_0$	Comprimento de onda no vácuo, m
$\lambda_g$	Comprimento de onda guiado, m
$\mu$	Permeabilidade magnética, H/m
$\mu_0$	Permeabilidade magnética no vácuo, H/m
$\mu_r$	Permeabilidade magnética relativa, H/m
$\omega$	Frequência angular, rad/s
$\gamma$	Constante de Euler
$\nabla$	Operador de derivadas espaciais

# LISTA DE PUBLICAÇÕES

---

---

(1) F. S. Borges, R. A. Santos, R. A. Penchel e D. H. Spadoti, “Projeto de uma antena de microfita com duas portas altamente isoladas para aplicações Wi-Fi/5G,” em *XLI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais – SBrT 2023*, São José dos Campos, Brasil, 08-11 de outubro de 2023. DOI: [dx.doi.org/10.14209/sbrt.2023.1570923772](https://dx.doi.org/10.14209/sbrt.2023.1570923772)

A publicação no Congresso consistiu no projeto numérico de uma antena de microfita que seja capaz de operar simultaneamente em duas faixas de frequências com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e *Wi-Fi* na faixa de 5,2 GHz. O autor projetou a antena proposta. Os Profs. Dr. D. H. Spadoti e Dr. R. A. Santos supervisionaram o trabalho.

# SUMÁRIO

<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	<b>V</b>
<b>RESUMO</b> .....	<b>VI</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>VII</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>VIII</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>X</b>
<b>LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS</b> .....	<b>XI</b>
<b>LISTA DE PUBLICAÇÕES</b> .....	<b>XV</b>
<b>CAPÍTULO 1</b> .....	<b>18</b>
<b>CONCEITOS INTRODUTÓRIOS</b> .....	<b>18</b>
1.1 Introdução .....	18
1.2 Problematização.....	19
1.3 Tema do projeto .....	21
1.4 Objetivos.....	24
1.4.1 Objetivos gerais .....	24
1.4.2 Objetivos específicos .....	25
1.5 Justificativas .....	26
1.6 Considerações finais .....	26
<b>CAPÍTULO 2</b> .....	<b>28</b>
<b>REFERENCIAL TEÓRICO</b> .....	<b>28</b>
2.1 Considerações iniciais .....	28
2.2 Antena de microfita retangular .....	29
2.2.1 Histórico .....	29
2.2.2 Vantagens e desvantagens .....	29
2.3 Equações para projeto.....	30
2.4 Análise dos modos de operação.....	35
2.5 Considerações finais .....	39
<b>CAPÍTULO 3</b> .....	<b>40</b>
<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b> .....	<b>40</b>
3.1 Considerações iniciais .....	40

3.2 Recursos necessários .....	40
3.3 Metodologia de desenvolvimento .....	41
3.3.1 Projeto da antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores...	41
3.3.2 Projeto da antena de microfita com o ganho incrementado.....	45
3.3.3 Projeto da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização.....	48
3.4 Considerações finais .....	49
<b>CAPÍTULO 4.....</b>	<b>50</b>
<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES .....</b>	<b>50</b>
4.1 Considerações iniciais .....	50
4.2 Antena com supressão dos modos de ordens superiores .....	50
4.3 Antena com o ganho incrementado .....	55
4.4 Antena de microfita com dupla banda de operação e polarização para aplicações em 5G/Wi-Fi .....	59
4.5 Considerações finais .....	62
<b>CAPÍTULO 5.....</b>	<b>64</b>
<b>CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES.....</b>	<b>64</b>
5.1 Conclusões.....	64
5.2 Propostas para a continuação do trabalho.....	65
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>66</b>
<b>APÊNDICES .....</b>	<b>71</b>
APÊNDICE A – O procedimento de varredura numérica.....	71

# Capítulo 1

## Conceitos Introdutórios

---

*Neste Capítulo são apresentados os conceitos introdutórios do trabalho. Inicialmente, apresentam-se as motivações, a problematização, as principais contribuições do trabalho, bem como os objetivos que se espera alcançar.*

### 1.1 Introdução

Uma das soluções promissoras para o futuro das comunicações sem fio, como por exemplo a quinta geração de telefonia móvel (5G), é a otimização dos sistemas de transmissão. Isso envolve aprimoramentos tanto em tecnologias quanto em dispositivos, visando maximizar as taxas de transmissão e aumentar a capacidade dos canais de rádio móvel. Desta forma, destacam-se dispositivos eletromagnéticos operando na faixa de radiofrequência e micro-ondas, dos quais as antenas têm sido fonte de grande atenção.

A literatura atual apresenta uma variedade de estudos que abordam projetos de antenas com propriedades específicas, contribuindo para o aprimoramento da capacidade desses canais de comunicação. Entre essas propriedades, destacam-se a busca por uma maior largura de banda [1], maior diretividade [2], múltiplas entradas e múltiplas saídas [3]. Nesse sentido, há pesquisas em andamento que visam o desenvolvimento de antenas capazes de apresentar mais de uma dessas características, como por exemplo, antenas com banda larga e alta diretividade [4].

Estudos têm sido desenvolvidos de antenas potenciais de banda larga na faixa de alguns giga-hertz [5], em ondas milimétricas [6], ou com alta diretividade [7]. Ainda, para se combater problemas com a mudança da polarização da onda eletromagnética, que pode ocasionar a diminuição da relação sinal-ruído [8], encontram-se trabalhos sendo desenvolvidos de projetos de antenas com polarização dupla [9] ou circular [10].

Considerando a importância das antenas com características que potencializem as transmissões, é crucial realizar estudos e desenvolver novas geometrias. Um segmento que tem despertado grande interesse é o das antenas com dupla banda de operação. Essas antenas possuem a capacidade de operar em duas faixas de frequências dentro da mesma tecnologia [11], ou até mesmo simultaneamente em duas tecnologias distintas com faixas de frequências

diferentes [12]. No entanto, deve-se ressaltar que é fundamental alcançar uma alta isolamento entre as duas bandas de operação a fim de evitar interferências prejudiciais [13].

## 1.2 Problematização

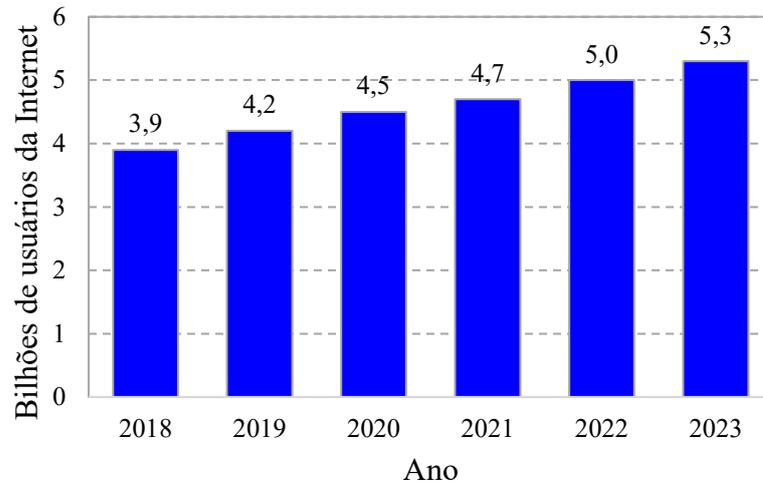
Em 1981, a primeira geração de telefonia móvel (1G) permitiu a conexão entre pessoas distantes, utilizando sinais analógicos de voz, mesmo estando em movimento [14]. Na década de 90, a segunda geração de telefonia móvel (2G), com a digitalização da voz e a introdução de mensagens de texto, aumentou-se a capacidade dos usuários com taxas de transmissão ( $R_b$ ) de até 64 Kbps [15]. Porém, apenas no final dos anos 2000, com a terceira geração (3G), os primeiros dados foram trafegados em redes sem fio, possibilitando aos usuários o acesso móvel à Internet com taxa de 2 Mbps [16]. Com a quarta geração (4G), implantada pela primeira vez em 2010, entregou-se Internet de banda larga por meio da telefonia móvel, permitindo, entre outros benefícios, o tráfego de vídeo em tempo real com  $R_b = 200$  Mbps [17].

A evolução dos sistemas de comunicações sem fio, estimulado por propostas como o 5G [18] e a Internet das Coisas (IoT – *Internet of Things*) [19], tem desafiado estudiosos de diversas partes do mundo a desenvolverem novos dispositivos e tecnologias.

Segundo dados da Cisco Systems [20] (ver Figura 1.1), por meio do último relatório anual da Internet divulgado, apresentou uma projeção de que quase dois terços da população mundial teriam acesso à Internet em 2023. Havendo, desta forma, um total de 5,3 bilhões de usuários da Internet (66% da população mundial), contra 3,9 bilhões (51% da população mundial) em 2018. Ainda segundo o relatório da Cisco, globalmente, haveriam 29,3 bilhões de dispositivos em rede, acima dos 18,4 bilhões em 2018, representando mais de três vezes a população mundial. Mas também, as conexões de máquinas com máquinas (M2M – *Machine-to-Machine*), representariam metade dos dispositivos conectados, ou seja, 14,7 bilhões de conexões [20].

Todos os anos, vários novos dispositivos em diferentes formatos, com capacidades e inteligência aumentadas, são introduzidos e adotados no mercado. Um número crescente de aplicações M2M, como medidores inteligentes, vigilância por vídeo, monitoramento de saúde, transporte e rastreamento de pacotes ou ativos, estão contribuindo de forma importante para o crescimento de dispositivos e conexões [20]. Desta forma, para que o 5G consiga comportar o tráfego de dados e usuários previstos pela Cisco Systems [20], diferentes tecnologias e conceitos deverão ser considerados.

Figura 1.1 – Crescimento global do número de usuários da Internet [20].



As atuais tecnologias e técnicas da destinação do espectro eletromagnético não estão sendo capazes de suprir o expressivo aumento do tráfego de dados. Diante disso, é necessário analisar formas de se aumentarem as taxas de transmissão [8]. Da teoria da informação de Shannon, avaliando um sistema com uma antena transmissora e uma receptora, entende-se que a capacidade de um canal de transmissão ( $C$ ), que também concebe a máxima taxa de transmissão possível, é dada por [21]:

$$C = Bw \times \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1.1)$$

onde  $Bw$  é a banda reservada para transmissão,  $S$  e  $N$  são, respectivamente, a intensidade do sinal e do ruído [21]. Desta forma, para acrescer o valor de  $C$ , satisfazendo a taxa de dados aguardada, existem duas maneiras: trabalhar com bandas de transmissão maiores ou aumentar a relação sinal-ruído [8].

Com o rápido aumento do número de dispositivos conectados à rede de telefonia móvel e com o sistema 4G a cada dia mais próximo da saturação, empresas de telecomunicações e alguns órgãos governamentais somaram esforços e investimentos para desenvolverem e definirem o padrão 5G de telefonia móvel. Diante disso, a padronização das especificações do 5G foi realizada pela *Third Generation Partnership Project* (3GPP) e pela União Internacional de Telecomunicações (UIT) [22].

No final do ano de 2017, o 3GPP apresentou o primeiro conjunto de especificações sobre o 5G. Essas especificações iniciais permitiram que os sistemas de rádio 5G não autônomos fossem integrados em redes LTE (sigla para *Long Term Evolution*) de geração

anterior (4G) [23]. Já em 2018, o *Release 15* do 3GPP trouxe o primeiro conjunto completo de padrões do 5G. O *Release 15* apresentou os padrões para a cobertura autônoma do 5G, estabelecendo, desta forma, um novo sistema de rádio denominado como 5G NR (do inglês *New Radio*) [24].

Enquanto países como os Estados Unidos, Coreia do Sul e Japão são considerados líderes globais no uso da tecnologia 5G, oferecendo o serviço desde o ano de 2020, no Brasil, somente no ano de 2021 que a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) concluiu o leilão de concessão para as operadoras das faixas de frequências destinadas para esta tecnologia. As faixas de frequências destinadas ao 5G no Brasil são: 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz [25]. Contudo, quando comparado com as grandes nações, a implantação do 5G no Brasil segue lentamente, do qual apenas as capitais brasileiras e alguns centros urbanos estão oferecendo coberturas 5G em locais estratégicos [26].

Entre as faixas de frequências licenciadas para a tecnologia 5G no Brasil, a de maior atenção pelo mercado é a faixa de frequência de 3,5 GHz. Essa faixa já está identificada em todo o globo como uma daquelas a receber a tecnologia 5G, sendo a mais utilizada para essa conexão, justificando o esforço da Anatel para também destiná-la ao celular [27].

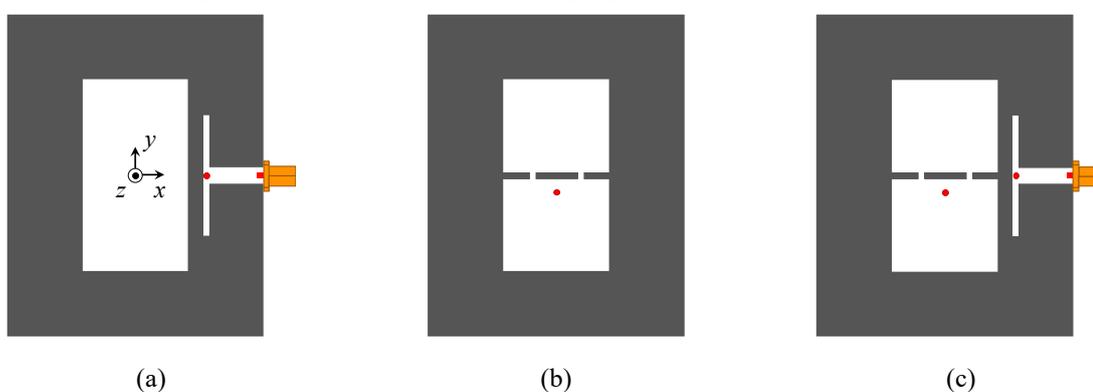
O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma antena de microfita que seja aplicada à tecnologia 5G no Brasil. A seleção da faixa de frequência para a realização do projeto, de 3,5 GHz, compõe o vigésimo primeiro bloco, de 30 subfaixas determinadas, espaçadas de 10 MHz, que compõem os blocos de frequências que variam de 3,3 GHz à 3,6 GHz [27]. Além disso, visando a concepção de um dispositivo que atenda a mais de uma aplicação (vertente para o futuro das comunicações sem fio), propõe-se que a mesma antena seja capaz de operar também na faixa de frequência de 5,2 GHz (faixa do *Wi-Fi*). Entretanto, a métrica principal do trabalho é que não haja interferências entre essas tecnologias.

### **1.3 Tema do projeto**

Dentro do contexto da grande demanda por dispositivos de radiofrequência que tenham características que potencializem as transmissões, o tema deste trabalho refere-se ao projeto de uma antena de microfita que seja capaz de operar simultaneamente em duas faixas de frequências com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e *Wi-Fi* na faixa de 5,2 GHz. Para atender a esse requisito, o projeto apresenta uma antena que consiste na sobreposição geométrica ortogonal de duas técnicas, conforme mostrado na Figura 1.2. A primeira estrutura,

ilustrada na Figura 1.2(a), é baseada no trabalho de Jin-Dong Zhang *et al.* [28] e tem a capacidade de operar na faixa de 3,5 GHz, com filtragem de bandas harmônicas em outras frequências, com polarização no plano do campo elétrico (polarização  $x$  conforme a ilustração). A segunda estrutura, ilustrada na Figura 1.2(b), é baseada no trabalho de Xiao Zhang *et al.* [29] e tem a capacidade de operar na faixa de 5,2 GHz, com aumento no valor do ganho na direção de máxima irradiação, com polarização no plano do campo magnético (polarização  $y$  conforme a ilustração). Já a terceira estrutura, ilustrada na Figura 1.2(c), representa o projeto proposto da antena de microfita com duas portas, unindo os dois conceitos, de forma que a operação ocorra em duas faixas de frequências sem que haja interferências entre elas.

**Figura 1.2 – Geometria da antena proposta nesse trabalho [28-29].**



Fazendo um levantamento bibliográfico a respeito de antenas de microfita com dupla banda de operação, objeto de estudo deste trabalho, obteve-se:

- Em 2020, Rahil Joshi *et al.* apresentaram o projeto de uma antena com dupla banda de operação e polarização, operando na banda de 2,45 GHz para aplicações WBAN (do inglês *Wireless Body Area Networks*) e WLAN (do inglês *Wireless Local Area Networks*), com polarização linear, e na banda de 1,575 GHz para aplicações em Sistemas de Posicionamento Global (GPS), com polarização circular [12]. Ainda em 2020, Mohammad Lutful Hakim *et al.* apresentaram o projeto de uma antena de microfita com dupla banda e ampla largura de banda para aplicações em redes 5G, operando nas faixas de frequências de 28 GHz e 38 GHz [30];
- Em 2021, Qun Li e Shaoqiu Xiao apresentaram o projeto de uma antena de microfita de dupla banda, com frequências centrais de 2,4 GHz e 3,5 GHz, por meio de técnicas para a supressão de modos parasitas de alta ordem [31]. Ainda em 2021, Gurkan Kalinay *et al.* apresentaram o projeto de uma antena de microfita

com dupla banda de operação para aplicações em redes 5G nas frequências de 24 GHz e 28 GHz [32];

- Em 2022, Le Chang e Haiwen Liu apresentaram o projeto de uma antena de microfita com dupla banda de operação para aplicações em redes 5G nas frequências de 3,5 GHz e 5 GHz, propondo novas técnicas para o aumento da largura de banda [11]. Ainda em 2022, Tran Hien Bui *et al.* apresentaram o projeto de uma antena planar com irradiação omni/unidirecional para as bandas de 2,45 GHz e 5,8 GHz, com alto isolamento entre as portas [13];
- Já em 2023, Rodina Hassan *et al.* apresentaram o projeto de uma antena de microfita com dupla banda de operação para aplicações em redes 5G nas bandas de micro-ondas e ondas milimétricas por meio de alimentação única [33]. Ainda em 2023, Thirunavukkuarasu G *et al.* apresentaram o projeto de uma antena de microfita com dupla banda de operação nas faixas de frequências de 1-3 GHz e 5-7 GHz com uma frequência de banda estreita e outra de banda larga [34].

Uma comparação da estrutura proposta com o estado da arte de outras antenas de microfita com dupla banda de operação é apresentada por meio da Tabela 1.1.

**Tabela 1.1 – Comparação da antena proposta com outras antenas de microfita com dupla banda de operação.**

Referência	Nº de Portas de Alimentação	Frequência (GHz)	Banda Fracionária (%)	Ganho Máximo (dBi)	Isolação entre as Portas (dB)
[11]	1	3,5	9,1	-1,3	-
		5,1	4,3	-3,2	-
[12]	1	1,575	7,6	1,98	-
		2,45	5,5	1,94	-
[13]	3	2,45	6,4	3,4	-30
		5,8	6,9/8,8	8,5	
[30]	2	28	5,13	8,31	-20
		38,5	11,63	6,38	
[31]	1	2,4	2,91	1,1	-
		3,5	1,42	0,5	-
[32]	1	24	7,81	3,20	-
		28	3,59	3,99	-
[33]	1	5,4	21,28	2,5	-
		27	10,19	7,7	-
<b>Antena proposta</b>	<b>2</b>	<b>3,5</b>	<b>3,69</b>	<b>8</b>	<b>-16</b>
		<b>5,2</b>	<b>1,74</b>	<b>11,57</b>	

Por meio da Tabela 1.1, observa-se que a antena proposta obteve melhor desempenho de irradiação, apresentando maior ganho, quando comparada com outras antenas de microfita apresentadas anteriormente na literatura com dupla banda de operação e apenas uma porta de alimentação [11], [12], [31], [32], [33]. As técnicas de projetos para o aumento do ganho adotadas em [29] e reproduzidas neste trabalho foram primordiais para a obtenção desse desempenho. Quando comparada a antena proposta com outras antenas com dupla banda de operação e mais de uma porta de alimentação, considerando as referências [13] e [30], apesar da antena proposta apresentar menor desempenho em relação ao isolamento entre as portas, o ganho máximo obtido por meio deste trabalho foi superior ao dos projetos mencionados, superando o valor de 10 dBi de ganho em uma das portas de alimentação na direção de máxima irradiação.

## 1.4 Objetivos

Os objetivos deste trabalho de dissertação podem ser divididos em gerais e específicos. Os objetivos gerais estão ligados ao projeto da antena de microfita com dupla banda de operação para aplicações em *Wi-Fi* e 5G. Os objetivos específicos estão ligados às atividades realizadas para que o trabalho pudesse ser desenvolvido.

### 1.4.1 Objetivos gerais

Os objetivos gerais deste trabalho podem ser divididos em:

- (a) Estudo das características das tecnologias *Wi-Fi* e 5G, considerando o cenário atual dessas tecnologias no Brasil, para as faixas de frequências de 3,5 GHz (faixa do 5G) e 5,2 GHz (faixa do *Wi-Fi*);
- (b) Estudo das antenas de microfita retangulares, bem como das técnicas de projetos dessas antenas para a operação nas faixas de frequências desejadas;
- (c) Projeto numérico da antena de microfita retangular com polarização linear e supressão dos modos de ordens superiores, operando no modo fundamental ( $TM^z_{100}$ ), com aumento significativo da largura de banda para a faixa de frequência de 3,5 GHz. Para isso, as métricas de análise foram:
  - i. Análise da largura de banda;
  - ii. Filtragem em modos de alta ordem;
  - iii. Distribuições de campo elétrico;

- iv. Diagramas de irradiação.
- (d) Projeto numérico da antena de microfita retangular com polarização linear, operando no modo de terceira ordem ( $TM_{030}^z$ ), com inserção de fendas para reduzir o nível dos lóbulos laterais e incrementar o ganho na direção de máxima irradiação para a faixa de frequência de 5,2 GHz. Para isso, as métricas de análise foram:
- i. Distribuições de campo elétrico;
  - ii. Ganho na direção de máxima irradiação;
  - iii. Diagramas de irradiação.
- (e) Projeto numérico da antena de microfita retangular com dupla banda de operação e polarização, formada a partir da sobreposição geométrica ortogonal de duas técnicas, sendo uma que permite o aumento de ganho e outra que permite a filtragem de modos de alta ordem, tendo a operação nas faixas de frequências de 3,5 GHz e 5,2 GHz. Para isso, as métricas de análise foram:
- i. Análise da largura de banda;
  - ii. Ganho na direção de máxima irradiação;
  - iii. Diagramas de irradiação;
  - iv. Isolação entre as portas de alimentação.

#### 1.4.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho podem ser divididos em:

- (a) A partir de artigos e resoluções, entender as características esperadas de um dispositivo de radiofrequência para aplicações em *Wi-Fi* e 5G. Com isso, pode-se definir as faixas de frequências de 3,5 GHz e 5,2 GHz para o desenvolvimento do projeto, bem como a importância de uma antena com dupla banda de operação e polarização para o atual cenário das telecomunicações;
- (b) A partir de artigos e livros de referência, compreender os métodos de análise das antenas de microfita retangulares e suas equações de projeto. A partir desses conceitos, pode-se definir a geometria da antena, bem como suas dimensões, que são a base para se construir o modelo numérico;

- (c) A partir da geometria da antena e de suas dimensões, pode-se construir e caracterizar o modelo numérico da antena proposta.

## 1.5 Justificativas

Os avanços tecnológicos estão aparecendo a todo o instante. Isso, devido a tecnologia estar diretamente ligada à superioridade de uma nação, seja ela econômica, militar, por meio de avanços sociais ou nas telecomunicações, fazendo com que aconteça uma competição pela concepção de novas estruturas e otimizações dos aparatos tecnológicos já criados. Não é diferente para as antenas, já que elas têm um papel indispensável em vários campos da sociedade.

Em meio a globalização, é fácil entender o quão refém nos encontramos e precisamos desses dispositivos em vários momentos do nosso dia a dia. Por exemplo, as antenas são responsáveis pela irradiação e/ou recepção de ondas de rádio para que possamos assistir a um programa de televisão, telefonar para um familiar, ouvir uma música pelo aparelho de rádio, ou até mesmo “navegar” na Internet. Estas são algumas das formas de uso diretas e corriqueiras do nosso cotidiano. Além dessas, as antenas também estão presentes em situações nas quais abrangem as maiores tecnologias de ponta, como em satélites, mísseis e aeronaves. Por meio disso, é possível notar a importância desses dispositivos e o quanto o seu estudo pode levar a humanidade a outros níveis de tecnologias.

As antenas de microfita retangulares são a base para o dispositivo proposto neste trabalho. Sua facilidade de confecção e o baixo custo de fabricação viabiliza a produção em larga escala. Visando contribuir com a evolução das comunicações sem fio, por meio deste trabalho propõe-se o desenvolvimento de uma antena de microfita que seja aplicada à tecnologia 5G, considerando a seleção da faixa de frequência de 3,5 GHz. Além disso, propõe-se que a mesma estrutura também seja capaz de operar na faixa de frequência de 5,2 GHz (faixa do *Wi-Fi*). Desta forma, acredita-se que este trabalho possui grande contribuição para antenas aplicadas em uso cooperativo de tecnologias, muito importantes para o seguimento atual das telecomunicações.

## 1.6 Considerações finais

Nesse capítulo foram apresentados os conceitos introdutórios do trabalho. Apresentou-se as motivações, a problematização, as principais contribuições do trabalho, bem como os

objetivos que se espera alcançar. Dito isso, no Capítulo 2 discute-se a teoria das antenas de microfita retangulares, estruturas que são a base para o desenvolvimento do projeto proposto, apresentando as suas principais características, suas equações de dimensionamento e uma análise da distribuição modal de campos da estrutura.

# Capítulo 2

## Referencial Teórico

---

*Neste Capítulo é apresentada a fundamentação teórica para o desenvolvimento do projeto. Discute-se a teoria das antenas de microfita retangulares, apresentando as suas principais características, suas equações de dimensionamento e uma análise da distribuição modal de campos da estrutura.*

### 2.1 Considerações iniciais

Este trabalho de dissertação tem como objetivo projetar uma antena de microfita que seja capaz de operar simultaneamente em duas faixas de frequências com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e *Wi-Fi* na faixa de 5,2 GHz. Para isso, pode-se dividir o projeto em três partes:

- (a) Análise numérica da antena de microfita retangular com polarização linear e supressão dos modos de ordens superiores, operando no modo fundamental ( $TM^z_{100}$ ), apresentada em [28]. Após a validação numérica do modelo proposto no artigo referência, o reprojeto da antena para operar na faixa de frequência de 3,5 GHz;
- (b) Análise numérica da antena de microfita retangular com polarização linear e ganho incrementado, operando no modo de terceira ordem ( $TM^z_{030}$ ), apresentada em [29]. Após a validação numérica do modelo proposto no artigo referência, o reprojeto da antena para operar na faixa de frequência de 5,2 GHz;
- (c) Projeto numérico da antena de microfita retangular com dupla alimentação, banda de operação e polarização, formada a partir da sobreposição geométrica ortogonal das técnicas apresentadas em [28] e [29], sendo uma que permite a filtragem de modos de alta ordem e outra que permite o aumento de ganho, tendo a operação nas faixas de frequências de 3,5 GHz e 5,2 GHz com alta isolamento entre as portas.

Para que o projeto proposto por meio deste trabalho seja executado, deve-se ter uma fundamentação teórica sobre as antenas de microfita. Desta forma, neste Capítulo são

apresentados os conceitos teóricos do modelo clássico dessas antenas, as suas principais características, equações de dimensionamento, bem como um estudo sobre os seus modos de operação.

## **2.2 Antena de microfita retangular**

### **2.2.1 Histórico**

As antenas de microfita (*Microstrip Antennas*), foram idealizadas por G. Deschamps em 1953 e apresentadas pela primeira vez durante o III Simpósio sobre antenas, patrocinado pela Força Aérea Americana nos Estados Unidos [35]. Entretanto, a primeira documentação patenteada que se tem notícia data-se de 1955, na França, em nome de H. Gutton e G. Baissinot [36].

No início dos anos 60, Lewin deu continuidade ao estudo das antenas de microfita ao investigar a irradiação a partir de linhas impressas [37]. No entanto, pesquisas relacionadas a elas ganharam grande importância a partir da década de 70 com os trabalhos de Byron, que demonstrou o funcionamento de uma fita condutora irradiante separada de um plano de terra por um laminado dielétrico [38], e Howell publicou artigos sobre antenas cujo elemento ressonador apresentava formato retangular e circular [39].

Nos anos 70, em meio à guerra fria, as antenas de microfita ganharam destaque ao serem aplicadas em mísseis e foguetes, destacando os trabalhos de Munson e Weinschel [40-41]. E, em 1975, iniciou-se o modelamento matemático das antenas de microfita com conceitos análogos a linhas impressas [42].

As primeiras publicações a respeito do diagrama de irradiação foram apresentadas em 1976, por Carver [43]. Em 1977, Lo [44] publicou a primeira análise matemática de uma ampla variedade de ressonadores de microfita. E então, a partir dos anos 80, as antenas de microfita ganharam espaço, passando a serem utilizadas em diversos sistemas de telecomunicações.

### **2.2.2 Vantagens e desvantagens**

As antenas de microfita apresentam diversas vantagens, das quais podemos citar a facilidade de confecção e o baixo custo de fabricação, o que viabiliza a produção em larga escala, e o fato de serem facilmente adaptáveis às estruturas aerodinâmicas, como as de naves espaciais, satélites e mísseis [45-46]. Podem ser empregadas em aplicações com polarização

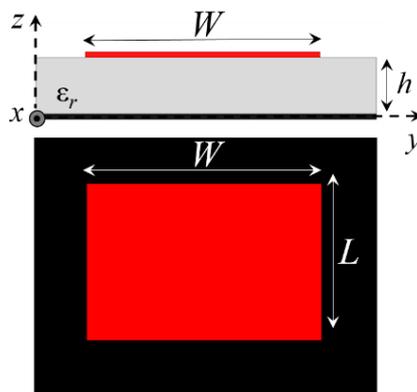
linear ou circular, em que a mudança da polarização pode ser alcançada mudando, simplesmente, o seu ponto de alimentação [47].

A principal desvantagem desta classe de antenas é que, por possuírem um valor elevado de fator de mérito ( $Q$ ), apresentam faixa estreita de operação, que tipicamente varia entre 1 e 5% da frequência de ressonância ( $f_0$ ), dependendo do modo pelo qual a antena é alimentada [46]. Outra desvantagem está relacionada à eficiência de irradiação da antena, as perdas que ocorrem por intermédio das características do dielétrico e das pequenas dimensões do seu elemento ressonador, das quais as tornam inferiores se comparadas às outras [46]. Porém, técnicas de projetos podem ser aplicadas em seu desenvolvimento visando mitigar esses problemas, como, por exemplo, para o aumento da largura de banda [28] e do ganho na direção de máxima irradiação [29].

### 2.3 Equações para projeto

As antenas de microfita são formadas basicamente por um elemento ressonador e por um plano de terra com espessura  $t$ , ambos metálicos, separados por um laminado dielétrico com permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r$ , altura  $h$  e tangente de perdas  $\tan(\delta)$ . Existem diversos formatos para o elemento responsável pela irradiação da antena, podendo apresentar, por exemplo, geometria quadrada, retangular, circular, triangular, ou até mesmo, elíptica. Cada uma pode apresentar um comportamento físico diferente, o que nos leva às técnicas de projetos distintas [45]. O modelo mais simples e mais usado é aquele cujo formato do elemento irradiador (representado em vermelho na Figura 2.1) é retangular, em que apenas dois parâmetros básicos a dimensionam: o comprimento ( $L$ ) e a largura ( $W$ ) do elemento irradiador, como ilustrado na Figura 2.1 [45].

Figura 2.1 – Antena de microfita retangular [48].

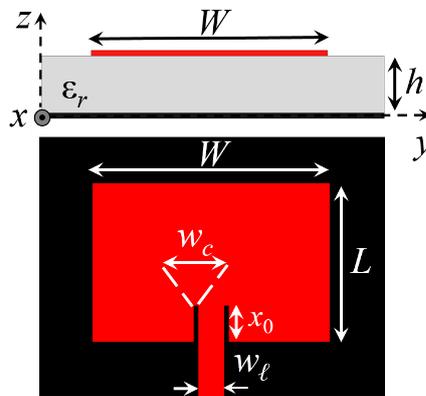


Na maioria dos casos práticos, as antenas de microfita retangulares (AMRs) são projetadas para operarem no modo fundamental ( $TM_{010}$ ), por esse motivo, a largura  $W$  possui pouca influência na frequência de ressonância, sendo o comprimento  $L$  ligado diretamente à frequência de operação. Entretanto, o valor de  $W$  está diretamente relacionado à impedância de entrada da antena [45].

Uma forma de explicar o funcionamento de uma AMR apresenta a antena como um trecho de linha de transmissão que possui irradiação em suas extremidades. O campo elétrico varia ao longo da plaqueta ressonadora, porém, é considerado uniforme em seu plano transversal. Resumidamente, as antenas contam com duas regiões de irradiação, com largura  $W$  e altura  $h$ , situadas nos extremos do comprimento  $L$ , em que formam uma rede com campos excitados em fase, proporcionando a irradiação com máxima concentração do campo emitido do tipo transversal, formando um ângulo de  $90^\circ$  com o eixo da plaqueta ressonadora [46].

No projeto das AMRs, quando conectadas por uma linha de alimentação impressa, cinco grandezas devem ser dimensionadas (ver Figura 2.2): o comprimento ( $L$ ) e a largura ( $W$ ) da plaqueta ressonadora, a largura da linha de alimentação impressa ( $w_\ell$ ), a largura ( $w_c$ ) e o comprimento ( $x_0$ ) dos cortes casadores de impedância [45].

**Figura 2.2 – Antena de microfita retangular com linha de alimentação impressa e cortes [48].**



O equacionamento das AMRs pode ser determinado a partir do método de aproximação, que considera a estrutura como um trecho da linha de transmissão impressa [45].

Realizando um estudo a partir da solução das equações de Maxwell na estrutura da antena é possível dimensionar as AMRs. Da solução da equação de onda é analisado o comportamento da distribuição modal que leva a uma onda transversal magnética ( $TM_{mnp}$ , onde  $m$ ,  $n$  e  $p$  são os coeficientes ligados ao modo de operação) [45]. Ao modo fundamental de

operação,  $TM_{001}$  ou  $TM_{010}$  (dependendo da forma como a antena é alimentada), a largura do ressonador ( $W$ ) é dada pela seguinte equação [45]:

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2f \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}}, \quad (2.1)$$

onde  $f$  é a frequência de projeto. Além disso, o comprimento do ressonador ( $L$ ) é expresso por [45]:

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2f \sqrt{\epsilon_{ef}}} - 2\Delta L, \quad (2.2)$$

em que  $\epsilon_{ef}$  é a constante dielétrica efetiva, descrita pela seguinte equação [49]:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad \text{e} \quad (a) \ W/h > 1$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], \quad (b) \ W/h < 1 \quad (2.3)$$

e  $\Delta L$  é um fator de correção do comprimento do ressonador devido aos efeitos das franjas, que elevam o comprimento elétrico da plaqueta ressonadora, dado por [45]:

$$\Delta L = \frac{0,412h(\epsilon_{ef} + 0,3) \left( 0,264 + \frac{W}{h} \right)}{(\epsilon_{ef} - 0,258) \left( 0,8 + \frac{W}{h} \right)}. \quad (2.4)$$

Existem algumas formas de se realizar a alimentação de uma AMR. Entre elas, pode-se destacar: linha de transmissão impressa, sonda coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade [45]. A linha de alimentação impressa é a forma mais comum de se realizar a alimentação da antena. Existem algumas fórmulas para se determinar a impedância característica de uma linha de transmissão impressa ( $Z_0$ ). Essencialmente, todas elas relacionam o valor da largura da fita condutora ( $w_\ell$ ) com a espessura do laminado ( $h$ ). Uma forma frequente para se determinar  $Z_0$  é dada por [50]:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left( 8 \frac{h}{w_\ell} + 0,25 \frac{w_\ell}{h} \right) \quad \text{ou} \quad (a) \ w_\ell/h \leq 1 \quad (2.5)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \left[ \frac{w_\ell}{h} + 1,1393 + 0,667 \ln \left( \frac{w_\ell}{h} + 1,444 \right) \right]}. \quad (\text{b) } w_\ell/h > 1$$

A AMR possui duas regiões de irradiação, uma situada na entrada e a outra na saída do ressonador (ver Figura 2.3). Tais regiões podem ser comparadas com aberturas retangulares irradiantes. Diante disso, é possível encontrar a impedância de entrada da antena analisando a relação da associação dessas aberturas. Tipicamente, as AMRs são alimentadas de modo que a distribuição de tensão sobre a plaqueta ressonadora fique assimétrica. Com isso, pode-se determinar a impedância de entrada dessas antenas ( $Z_{en}$ ) sob o seguinte aspecto [45]:

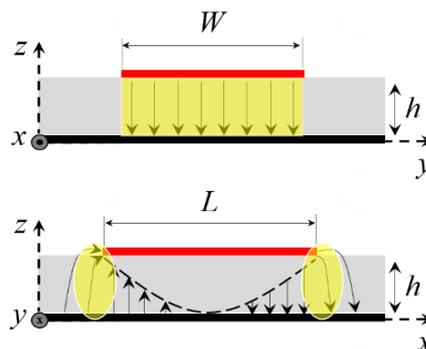
$$Z_{en} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (2.6)$$

onde  $G_1$  e  $G_{12}$  são, respectivamente, a condutância de entrada e a condutância mútua entre as aberturas. Enquanto a condutância de entrada é diretamente proporcional à largura da plaqueta ressonadora, a condutância mútua é definida em termos dos campos distantes [45]. Como o valor de  $G_{12}$  é muito menor que  $G_1$ , a impedância de entrada é, aproximadamente [45]:

$$Z_{en} \cong \frac{1}{2G_1} = \frac{1}{2 \left( \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \right)}, \quad (2.7)$$

em que,  $\lambda_0$  e  $k_0$  são, respectivamente, o comprimento de onda e o número de onda no vácuo.

**Figura 2.3 – Regiões de irradiação da antena de microfita retangular [48].**



Da equação (2.7), encontra-se o valor típico da impedância de entrada das AMRs como sendo superior a uma centena de Ohms [46]. Como a impedância de referência dos equipamentos de telecomunicações, operando na faixa de radiofrequência, possuem impedância característica específica (tipicamente  $50 \Omega$ ), é necessário a utilização de técnicas para se realizar o casamento de impedâncias, dispensando o uso de transformadores de impedâncias externos. Conforme os trabalhos de K. Carver, J. Mink [51] e A. Derneryd [52], é possível realizar uma

aproximação da variação da impedância ao longo do elemento ressonador das AMRs com o quadrado do campo elétrico ao longo do laminado dielétrico. Considerando o modo  $TM_{010}$ , pode-se determinar [45]:

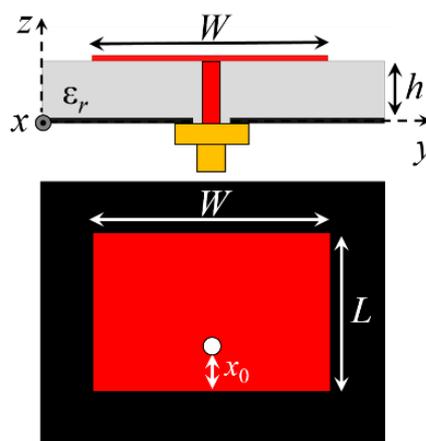
$$Z_{en}(x_0) = Z_{en} \cos^2\left(\frac{\pi x_0}{L}\right) = \frac{1}{2G_1} \cos^2\left(\frac{\pi x_0}{L}\right), \quad (2.8)$$

onde  $x_0$  representa um deslocamento ao longo de  $L$  partindo do início do elemento ressonador. Devido o valor do campo elétrico variar de forma cossenoidal, a impedância, que poderia apresentar um valor de centenas de Ohms, decai ao deslocar o ponto de alimentação no sentido do centro da plaqueta, voltando a elevar até assumir o valor inicial ao final do ressonador. Diante disso, pode-se obter um valor de  $x_0$  que produza o casamento de impedâncias [8].

Visto que é possível encontrar uma impedância próxima de  $50 \Omega$  ao deslocar um determinado valor de  $x_0$  no ressonador, pode-se empregar esse efeito para elaborar um transformador de impedâncias na antena. Com isso, basta realizar dois cortes no ressonador (ver Figura 2.2), prolongando a linha de alimentação no elemento irradiador. Contudo, não se tem relato de um equacionamento específico para a largura desses cortes ( $w_c$ ). Como consequência de um efeito capacitivo da linha de alimentação, a largura  $w_c$  influencia no valor da impedância da antena. Pode-se relacionar, em termos de projeto, a largura dos cortes com a largura da linha de alimentação, de modo que seja possível inferir que  $w_c = w_\ell/5$ , podendo, desta forma, determinar uma relação entre essas grandezas [8].

As AMRs também podem ser alimentadas por sonda coaxial (ver Figura 2.4) [8]. Assim, o ponto de alimentação, deslocado a uma distância de  $x_0$  da borda do elemento ressonador, remete a impedância de  $50 \Omega$ , conforme a equação (2.8).

**Figura 2.4 – Antena de microfita retangular com sonda coaxial [48].**



Como métrica de comportamento para as antenas de microfita, avalia-se o desempenho do coeficiente de reflexão,  $\Gamma$  ou  $S_{11}$ . Da proposição de circuitos em microondas [53], o coeficiente de reflexão é uma grandeza que mede o grau de casamento de impedâncias entre uma carga, que pode ser vista como uma antena de impedância  $Z_{en}$ , e uma linha de transmissão de impedância  $Z_0$ . Diante disso, pode-se encontrar  $\Gamma$  como sendo [53]:

$$\Gamma = \frac{Z_{en} - Z_0}{Z_{en} + Z_0}. \quad (2.9)$$

O coeficiente de reflexão pode ser um parâmetro de natureza real ou complexa, dependendo das impedâncias analisadas no estudo, e o seu módulo, variando entre  $0 \leq |\Gamma| \leq 1$ . O módulo do  $\Gamma$  ao quadrado indica o percentual de potência refletida que volta ao gerador, na trajetória entre a linha e a carga. Diante disso, muitos estudiosos convencionam o valor do  $|\Gamma|_{dB} = -10$  dB como valor aceitável para se determinar a faixa de frequência de operação de uma antena. Com isso, garante-se que ao menos 90% da energia será transmitida para a antena, sendo convertida em onda eletromagnética na forma de irradiação para o ambiente sem fio [8][53].

A partir do coeficiente de reflexão, define-se a largura de faixa ou banda de operação de uma antena ( $Bw$ ), que pode ser dada por [8][53]:

$$Bw(\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_c}, \quad (2.10)$$

onde  $f_1$  e  $f_2$  são, respectivamente, a frequência inicial e final (frequências onde  $|\Gamma|_{dB} = -10$  dB) e  $f_c$  é a frequência central da banda de operação [8][53].

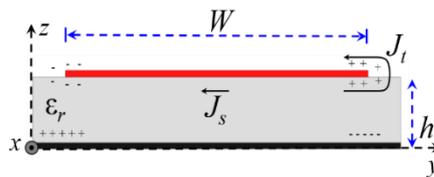
## 2.4 Análise dos modos de operação

Entre os métodos de análise das antenas de microfita, os modelos mais comuns são a linha de transmissão (conforme apresentado na seção 2.3) e o da cavidade. Enquanto o método da linha de transmissão apresenta equações de projeto eficientes para a antena, o da cavidade ressonante possibilita encontrar um modelo para a distribuição de modos de campo na antena em função da frequência, que leve a compreensão da formação dos campos irradiados [45].

A interpretação física na formação dos campos dentro da antena será abordada tendo em vista o método da cavidade. Neste método, o substrato dielétrico é modelado como uma cavidade delimitada por condutores na parte superior e inferior. Considerando a Figura 2.5,

observa-se que, quando o ressonador é alimentado, uma distribuição de cargas é estabelecida em sua superfície superior e inferior, bem como na parte superior do plano de terra. Estas distribuições estão ligadas a dois mecanismos: o da atração e o da repulsão [45]. O mecanismo da atração ocorre entre as cargas de sinais contrários situadas na face inferior do ressonador e superior do plano de terra, mantendo a concentração de cargas nestas faces. O mecanismo de repulsão ocorre entre as cargas de sinal igual situadas na face inferior do ressonador, gerando o deslocamento de algumas cargas para as bordas e à face superior [48]. Ao alimentar a antena, o movimento das cargas dá origem às densidades de corrente correspondentes  $J_t$  e  $J_s$  (ver Figura 2.5). Para a maioria dos casos práticos, onde a razão  $h/W$  é pequena (geralmente  $h/W < 1$ ), o mecanismo de atração é dominante. Com isso, a maior parte da concentração de cargas e do fluxo de corrente permanece sob o ressonador [45].

**Figura 2.5 – Distribuição de cargas e densidade de corrente em uma antena de microfita retangular [48].**



As configurações de campo dentro da cavidade podem ser encontradas utilizando o vetor potencial  $A$  magnético [45], considerando a cavidade sendo preenchida por um material dielétrico com permissividade relativa  $\epsilon_r$ , limitada apenas pelas dimensões do elemento irradiador. O vetor potencial  $A$  deve satisfazer a equação de onda homogênea, também chamada de equação de Helmholtz [47] para o vetor potencial, conforme descrita a seguir:

$$\nabla^2 A_z + k^2 A_z = 0, \quad (2.11)$$

onde  $k$  é o número de onda ou fator de fase [47].

Resolvendo a equação diferencial e aplicando as condições de contorno nas paredes laterais da antena [45], pode-se expressar o vetor potencial de forma final dentro da cavidade como:

$$A = A_{mnp} \cos(k_x x) \cos(k_y y) \cos(k_z z), \quad (2.12)$$

em que:

$$k_z = \frac{m\pi}{h}, m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.13)$$

$$k_y = \frac{p\pi}{W}, p = 0, 1, 2, \dots \quad (2.14)$$

$$k_x = \frac{n\pi}{L}, n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.15)$$

onde  $A_{mnp}$  representa a amplitude relacionada a cada modo de propagação na estrutura,  $k_x$ ,  $k_y$  e  $k_z$  são os números de onda ao longo das direções  $x$ ,  $y$  e  $z$ , respectivamente, e  $m$ ,  $n$  e  $p$  representam os coeficientes ligados, respectivamente, às direções  $z$ ,  $x$  e  $y$  [45].

O módulo do número de onda é dado por [45]:

$$k_0 = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2} = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \omega\sqrt{\mu_0\mu_r\varepsilon_0\varepsilon_r}, \quad (2.16)$$

onde  $\lambda$  é o valor do comprimento de onda. Então, é possível determinar a frequência de ressonância da antena de microfita como cavidade [45]. Substituindo os valores de  $k_x$ ,  $k_y$  e  $k_z$  e considerando que  $\mu_r \approx 1$  (considerando o material dielétrico como não ferromagnético), a partir da aproximação por uma cavidade ressonante, é possível escrever a frequência de ressonância ( $f_0$ ) em função do comprimento  $L$  e da largura  $W$  da plaqueta ressonadora, e da espessura  $h$  do substrato dielétrico, da seguinte forma [45]:

$$f_0 = f_{mnp} = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}. \quad (2.17)$$

Realizando uma aproximação da equação (2.17), válida somente para  $h \ll (L \text{ e } W)$ , pode-se excitar a antena para operar em dois modos fundamentais,  $TM_{01}$  e  $TM_{10}$ , da seguinte forma [8]:

$$f_{np} = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}. \quad (2.18)$$

Caso as AMRs sejam alimentadas sob uma linha central normal à  $W$ , tem-se o modo  $TM_{10}$ , conforme pode-se observar por meio da Figura 2.6(a). Caso sejam alimentadas sob uma linha central normal à  $L$ , tem-se o modo  $TM_{01}$ , conforme pode-se observar por meio da Figura 2.6(b). Convencionalmente, excitam-se de forma normal à  $W$ , com isso, as antenas apresentam sua frequência de ressonância sob o modo fundamental dependente apenas de  $L$ , resultando em uma polarização linear na direção  $y$ . Entretanto, caso a alimentação seja realizada de forma normal à  $L$ , tem-se a polarização linear na direção  $x$  [8][48].

Analisando o comportamento de propagação da onda eletromagnética no interior da antena de microfita, nota-se que, para atender a condição de contorno para a componente tangencial do campo elétrico na superfície de separação entre o meio dielétrico e o meio condutor, no modo fundamental de propagação na cavidade, o campo elétrico tangencial ao

irradiador é nulo [47]. Com isso, tem-se o campo elétrico orientado na direção  $z$ , variando apenas nas direções  $x$  e  $y$ , conforme apresentado pela Figura 2.7 [48].

Figura 2.6 – Distribuição modal na antena de microfita retangular [48].

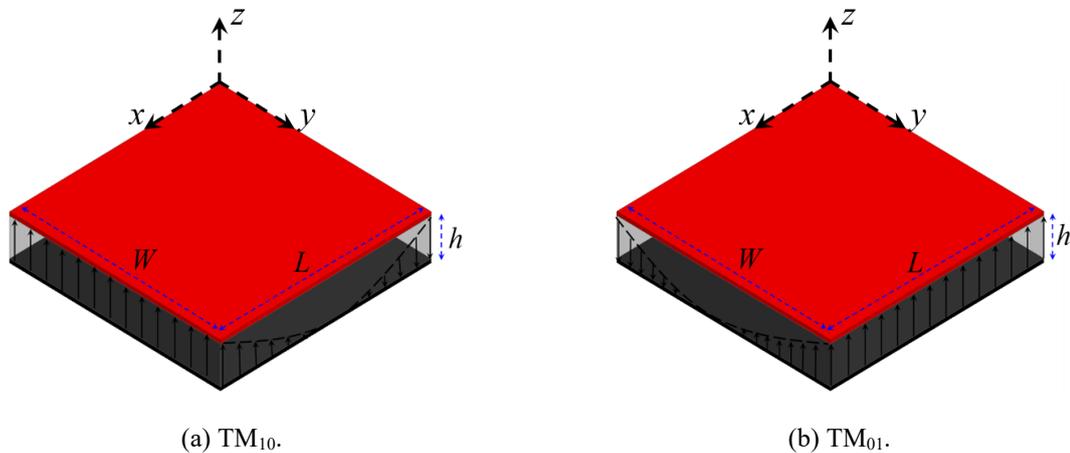
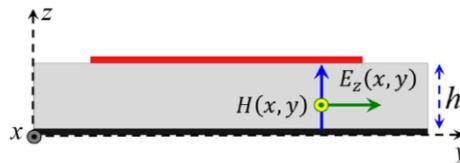


Figura 2.7 – Orientação dos campos elétrico e magnético no interior de uma antena de microfita retangular [48].



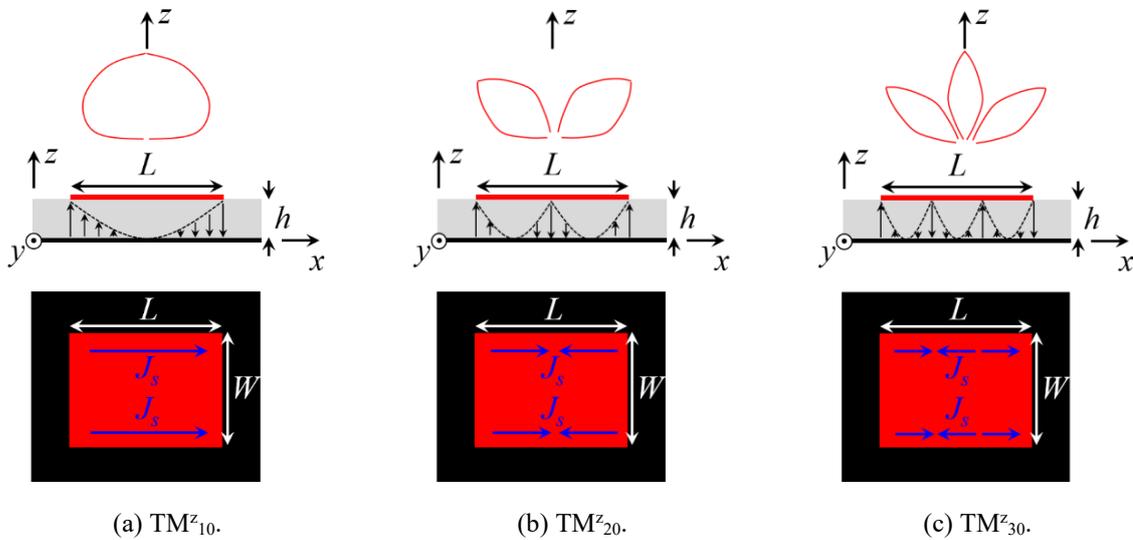
Da lei de Faraday, tem-se que o campo magnético também depende das componentes  $x$  e  $y$ , porém, orientado na direção positiva de  $x$  e na direção negativa de  $y$  [47]. Como o campo elétrico está orientado na mesma direção de propagação da onda eletromagnética, e o campo magnético é perpendicular a ambos, pode se afirmar que a propagação no interior da antena é de uma onda transversal magnética em relação ao eixo  $z$  ( $TM^z$ ) [48].

Partindo da equação (2.12), encontra-se a distribuição de campo elétrico dentro da antena como uma cavidade ressonante, como sendo [47-48]:

$$E_z \sim \cos(k_x x) \cos(k_y y) = \cos\left(\frac{n\pi}{L} x\right) \cos\left(\frac{p\pi}{W} y\right). \quad (2.19)$$

Então, pode-se realizar a análise da distribuição de modos propagantes na antena. A Figura 2.8 representa a análise para os modos de primeira (a), segunda (b) e terceira (c) ordens,  $TM^z_{10}$ ,  $TM^z_{20}$  e  $TM^z_{30}$ , respectivamente, bem como a característica de irradiação (lóbulos principais e laterais), considerando a alimentação normal à  $W$ . É importante destacar que, mantendo as mesmas dimensões da antena ( $W$  e  $L$ ) e apenas variando a frequência de operação (conforme a equação 2.18), excita-se diferentes modos de operação.

Figura 2.8 – Análise da distribuição de modos na antena de microfita retangular [48].



## 2.5 Considerações finais

Nesse Capítulo foram apresentados os conceitos teóricos básicos para o desenvolvimento da antena de microfita proposta, tendo em vista a fundamentação teórica a respeito das antenas de microfita retangulares. Foram apresentadas as suas principais características, suas equações de dimensionamento e uma análise da distribuição modal de campos da estrutura. Dito isso, no Capítulo 3 são apresentados os recursos necessários e a metodologia de desenvolvimento para a execução do projeto.

# Capítulo 3

## Materiais e Métodos

---

*Neste Capítulo são apresentados os recursos necessários e a metodologia de desenvolvimento para a execução do projeto.*

### 3.1 Considerações iniciais

O objetivo deste trabalho é o projeto numérico de uma antena de microfita que seja capaz de operar simultaneamente em duas faixas de frequências com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e *Wi-Fi* na faixa de 5,2 GHz. Para isso, tem-se como base uma metodologia voltada ao estudo teórico (por meio artigos e livros de referência) e simulações eletromagnéticas, por meio do método dos elementos finitos, para analisarmos a influência de cada parâmetro sobre a resposta da antena.

### 3.2 Recursos necessários

O projeto da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização foi executado em ambiente de simulação por meio do *software* Ansys Electronics Desktop, empregando o método dos elementos finitos, no módulo de simulação HFSS (*High Frequency Structure Simulator*).

Atualmente existem várias ferramentas nas quais auxiliam no desenvolvimento de projetos de antenas. O HFSS é um *software* simulador de campo eletromagnético de onda completa de alto desempenho, que integra simulação, visualização, modelagem de sólidos e automação [54].

Quanto ao protótipo da antena de microfita com duas portas, o mesmo foi construído utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 com constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,2$ , espessura  $h = 1,575$  mm, revestimento superficial de cobre  $t = 18$   $\mu\text{m}$  e tangente de perdas  $\tan(\delta) = 9 \times 10^{-4}$ . A fabricação foi realizada por meio da Prototipadora de Circuito Impresso PCB-Proto 1s. Já o módulo do coeficiente de reflexão do protótipo da antena foi medido com o analisador de rede vetorial FieldFox N9923A da Keysight Technologies.

### 3.3 Metodologia de desenvolvimento

Ao final deste trabalho de dissertação, validou-se os conceitos teóricos a partir de simulações numéricas. Para isso, um conjunto de estudos no simulador foram realizados tendo como métricas de desempenho o casamento de impedâncias (dado pelo estudo do módulo do coeficiente de reflexão) e a irradiação (dada pelo estudo da diretividade e do ganho).

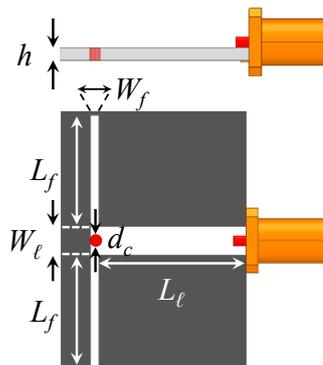
A metodologia de desenvolvimento do projeto pode ser subdividida em três partes: o projeto da antena de microfita com polarização linear e supressão dos modos de ordens superiores, o projeto da antena de microfita com polarização linear e ganho incrementado e o projeto da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização.

#### 3.3.1 Projeto da antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores

Em 2016, Jin-Dong Zhang *et al.* [28] apresentaram o projeto de uma antena de microfita capaz de operar na faixa de frequência de 4,9 GHz com uma técnica inovadora que permite o aumento da largura de banda e bom desempenho de supressão de harmônicos. Conforme relatado em [28], uma antena de microfita convencional geralmente requer um substrato eletricamente fino, apresentando assim, uma largura de banda estreita. Um método eficaz para o aumento da largura de banda é construir uma estrutura de ressonância dupla.

No projeto proposto em [28], ilustrado anteriormente na Figura 1.2(a), a antena é composta por um elemento irradiador (de formato retangular) e dois ressonadores de um quarto de comprimento de onda guiado ( $\lambda_g/4$ ) na seção da linha de alimentação. Os dois ressonadores  $\lambda_g/4$  compartilham um pino de curto com diâmetro  $d_c$ . A Figura 3.1 apresenta, detalhadamente, a linha de alimentação (de dimensões  $L_\ell \times W_\ell$ ), bem como os dois elementos ressonadores  $\lambda_g/4$ , com comprimentos  $L_f$  e largura  $W_f$ .

Figura 3.1 – Linha de alimentação e elementos ressonadores da antena com supressão de harmônicos [28].



Conforme apresentado em [28], um par de ressonadores  $\lambda_g/4$  é empregado para formar um ressonador coplanar distribuído, que é colocado próximo ao elemento irradiador, fornecendo um acoplamento capacitivo. O espaço de acoplamento é o que determina a obtenção de um desempenho de banda larga. Sua largura afeta significativamente as frequências ressonantes duplas. Portanto, a largura do intervalo pode ser otimizada para aproximar as duas frequências ressonantes, combinando assim, duas bandas mais estreitas em uma única banda larga. Como a segunda ressonância se refere apenas ao ressonador  $\lambda_g/4$  e à folga do acoplamento, este método proposto é válido para espessuras variadas de substrato [28].

Além do aumento da largura de banda, o método de alimentação proposto em [28] pode efetivamente suprimir a irradiação parasita causada pelos modos ressonantes de alta ordem. Isto pode ser explicado nos dois aspectos a seguir. Por um lado, a antena de microfita é alimentada por meio de um acoplamento capacitivo de um par de ressonadores  $\lambda_g/4$ . Neste caso, a energia só pode ser transmitida ao elemento irradiador em frequências discretas onde tanto o irradiador quanto os ressonadores  $\lambda_g/4$  estão ressonando, o que é diferente do método tradicional de alimentação, realizado por inserção [28]. Por outro lado, nenhum dos modos ressonantes de ordem par serão excitados nos ressonadores  $\lambda_g/4$  devido ao pino de curto-circuito introduzido no plano central, sendo o modo de segunda ordem o mais prejudicial, devido à sua propriedade simétrica no plano transversal [28].

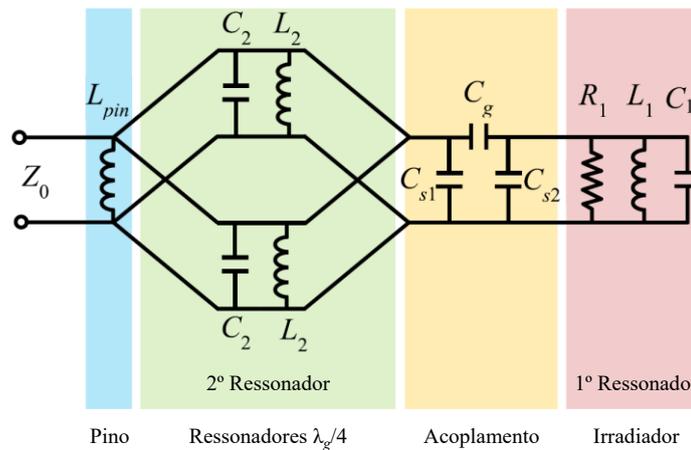
A Figura 3.2 representa o modelo do circuito equivalente da antena proposta no artigo da referência [28]. Nela, o elemento irradiador, ou seja, o primeiro ressonador, é representado por um ressonador com perdas de  $R_1L_1C_1$ , cujos valores podem ser calculados pelo modelo de linha de transmissão ou cavidade. Cada ressonador  $\lambda_g/4$ , ou seja, o segundo ressonador, é representado por um ressonador sem perdas de  $L_2C_2$ . Como os dois ressonadores  $\lambda_g/4$  compartilham um pino de curto-circuito comum, eles são representados por duas ramificações idênticas em paralelo. Uma pequena folga é introduzida entre os ressonadores  $\lambda_g/4$  emparelhados e o elemento irradiador para fornecer um acoplamento capacitivo. Seu circuito equivalente pode ser modelado por uma rede do tipo  $\pi$  com três capacitâncias,  $C_g$ ,  $C_{s1}$  e  $C_{s2}$ , das quais podem ser numericamente determinadas [28].

O pino de curto-circuito é um componente importante. Na análise realizada por [28], a reatância introduzida por este pino é levada em consideração e é modelada como uma reatância  $L_{pin}$ , que pode ser aproximada como [28][55]:

$$L_{pin} \approx \frac{\eta}{2\pi} kh \left[ \ln\left(\frac{2}{kr}\right) - \gamma \right], \quad (3.1)$$

onde  $\eta$  e  $k$  são a impedância de onda e o número de onda,  $h$  e  $r$  são a altura (igual a espessura do dielétrico) e o raio do pino de curto-circuito, respectivamente, e  $\gamma$  é a constante de Euler com  $\gamma = 0,5772$  [28].

**Figura 3.2 – Modelo do circuito equivalente da antena com supressão de harmônicos proposta no artigo referênciã [28].**



Em função da geometria compacta e simétrica da antena proposta em [28], existem apenas alguns parâmetros a serem determinados no projeto desta antena. O procedimento de *design* envolve as duas etapas a seguir. O primeiro passo é determinar os tamanhos do elemento irradiador ( $L \times W$ ) e dos ressonadores  $\lambda_g/4$  ( $L_f \times W_f$ ) de acordo com a frequência central especificada  $f_0$ . O segundo passo é determinar a largura  $d$  da folga. Devido ao surgimento de duas ressonâncias introduzidas pelo irradiador e pelos ressonadores  $\lambda_g/4$  emparelhados, pode-se esperar que dois polos apareçam no módulo do coeficiente de reflexão. Esses dois polos podem ser ajustados adequadamente pela largura da folga  $d$ , visando obter um desempenho de banda larga de dois polos [28].

Para operar na faixa de frequência de 4,9 GHz, a antena proposta em [28] foi implementada no substrato Rogers RT/duroid 5870 com constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,33$  e espessura  $h = 1,575$  mm. Os tamanhos do elemento irradiador ( $L \times W$ ) e dos ressonadores  $\lambda_g/4$  ( $L_f \times W_f$ ), bem como o raio do pino de curto-circuito ( $r$ ) são apresentados por meio da Tabela 3.1. Além disso, a partir de análises numéricas com simulações de onda completa, determinaram-se a largura da folga  $d$  em relação ao módulo do coeficiente de reflexão. A análise realizada em [28] se deu início com  $d = 1,20$  mm, dos quais dois polos de reflexão foram

observados, porém, distantes um do outro, o que pode ser aplicado para projetar uma antena de dupla frequência. Com o aumento da folga  $d$ , os dois polos gradualmente se aproximam e são finalmente combinados para criar uma ampla faixa de operação quando  $d = 1,75$  mm. Nesse caso, a largura de banda atinge o seu máximo, que é quase três vezes maior que a de uma antena de microfita tradicional formada no mesmo substrato. Foi observado também que, ao aumentar ainda mais a largura da folga  $d$ , os dois polos são fundidos em um único polo em  $d = 2,40$  mm, e então ocorrerá uma má correspondência de impedância em  $d = 3,00$  mm ou mais. Desta forma, contrapondo a antena de microfita alimentada por inserção tradicional, a antena de microfita proposta em [28] pode atingir largura de banda ajustável.

**Tabela 3.1 – Dimensões da antena com supressão de harmônicos proposta no artigo referência [28].**

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L$	18,00	$W$	27,00
$L_f$	11,08	$W_f$	0,50
$r$	0,50	$d$	1,75

O pino de curto-circuito na estrutura de alimentação é uma parte dos ressonadores  $\lambda_g/4$  emparelhados e seu raio  $r$  pode ser escolhido arbitrariamente [28]. Porém, por meio da equação 3.1, podemos entender que o valor da indutância introduzida por este pino é fortemente dependente do raio deste pino. Desta forma, a partir de análises numéricas com simulações de onda completa, o estudo realizado em [28] apresentou uma análise em relação ao raio do pino  $r$  no módulo do coeficiente de reflexão da antena proposta, mostrando que a sua variação ( $r = 0,40$  mm,  $r = 0,50$  mm e  $r = 0,60$  mm) teve pouca influência no módulo do coeficiente de reflexão simulado, sendo determinado no modelo final como  $r = 0,50$  mm.

Para o reprojeto da antena, de forma que a operação ocorra na faixa de frequência de 3,5 GHz, definiu-se uma parametrização para as variáveis de projeto em função de  $L$ , de modo a manter a proporcionalidade da geometria, com base nos valores originais do artigo referência. É importante destacar que essa estratégia foi definida, pois, conforme apresentado no referencial teórico do Capítulo 2, quando a alimentação se dá em uma linha ao longo de  $L$ , central à  $W$ , a frequência de ressonância é controlada fundamentalmente pelos valores de  $L$ .

Por meio do equacionamento apresentado no Capítulo 2 (equações 2.1 a 2.4), e de ajustes realizados a partir de varreduras numéricas no *software* Ansys Electronics Desktop para adequar os resultados, chegou-se a  $L = 26,50$  mm. Diante disso, as dimensões dos componentes responsáveis pela alimentação da antena (linha de alimentação e elementos ressonadores) foram

definidas como:  $L_f \cong 0,517L$ ,  $L_\ell \cong 0,714L$  e  $W_\ell \cong 0,132L$ . Já a largura dos dois elementos ressonadores, visando viabilidade técnica para a construção do protótipo, foi definida como  $W_f = 1,00$  mm. Além disso, tanto a largura da folga  $d$  (visando obter um desempenho de banda larga de dois polos), quanto o diâmetro do pino de curto  $d_c$ , foram definidos a partir de varreduras numéricas no programa, do qual obteve-se como melhor resposta, respectivamente, os valores:  $d = 2,50$  mm e  $d_c = 1,27$  mm (o Apêndice A deste trabalho exemplifica o procedimento de varredura numérica no programa para a obtenção desses resultados).

Visto que o projeto da antena de microfita com duas portas, por meio de alimentação horizontal, polarização linear e filtragem de bandas harmônicas em outras frequências, objetivava-se a operação na faixa de frequência de 3,5 GHz. Por outro lado, por meio de alimentação vertical, polarização linear e aumento no valor do ganho na direção de máxima irradiação, objetivava-se a operação na faixa de frequência de 5,2 GHz. Dito isso, as dimensões do elemento irradiador (comum para ambas as configurações), bem como as do substrato dielétrico, precisam ser dimensionadas em conjunto para atender as condições de projeto de cada configuração. Desta forma, as grandezas de  $W$ ,  $L_d$  e  $W_d$  são explicadas na seção a seguir, juntamente com o projeto da antena de microfita com o ganho incrementado.

### 3.3.2 Projeto da antena de microfita com o ganho incrementado

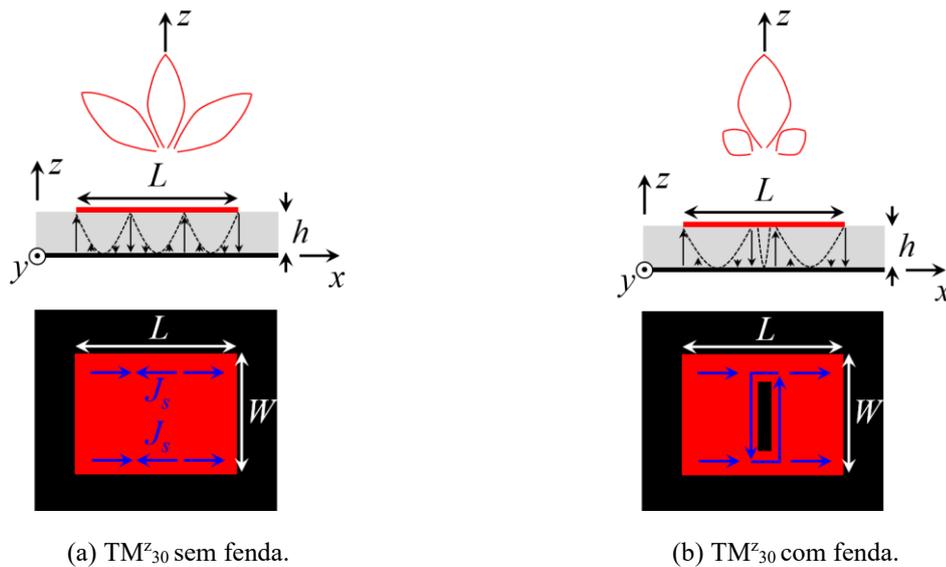
Em 2018, Xiao Zhang *et al.* [29] apresentaram o projeto de uma antena de microfita capaz de operar na faixa de frequência de 4,2 GHz com uma técnica que permite o aumento do ganho e a redução dos lóbulos laterais, operando no modo de terceira ordem.

De acordo com [45], as antenas de microfita de alto ganho são recomendadas em aplicações que envolvam comunicações de médio e longo alcance, mas também, compensar a perda no caminho de propagação. Entre os vários tipos de antenas, a antena de microfita é geralmente requisitada devido ao seu baixo perfil, leve e ser de fácil fabricação e instalação. Contudo, as antenas de microfita convencionais sofrem com o baixo ganho, tipicamente inferior à 8 dBi. Entre as técnicas para aumentar o ganho de uma antena de microfita está a operação em modos de ordem superior. Entretanto, para esses modos, devido a distribuição de corrente no ressonador, tem-se o diagrama de irradiação com altos níveis de lóbulos laterais.

Por meio da técnica apresentada em [29], é possível realizar o projeto de uma antena de microfita de alto ganho, operando no modo  $TM^z_{30}$ , com baixo nível de lóbulos laterais. A análise feita em [29] é realizada primeiramente considerando uma antena de microfita

retangular convencional, que opera no modo  $TM^{z}_{30}$ , como mostrado na Figura 3.3(a). Usando o modelo da cavidade, a densidade de corrente superficial no ressonador pode ser expressa matematicamente como uma função seno ou cosseno com periodicidades  $3/2$  na direção  $x$ , e como uma constante na direção  $y$ , se o efeito das franjas em torno dos quatro lados do elemento irradiador é considerado insignificamente pequeno. Considerando o plano elétrico, o ressonador atua como um dipolo de  $3/2\lambda$ , no qual a corrente na porção central está fora de fase em comparação com as dos dois lados. É conhecido que os padrões de irradiação do plano elétrico de um dipolo de  $3/2\lambda$  são característicos por lóbulos laterais de alto nível, e são despertados principalmente pela desfasagem nas densidades de corrente. Portanto, a antena de microfita retangular do modo  $TM^{z}_{30}$  deve ter um padrão de irradiação do plano elétrico semelhante ao do dipolo de  $3/2\lambda$ , conforme esquema apresentado na Figura 3.3(a), o que é inadequado em muitas aplicações [29].

**Figura 3.3 – Distribuição da corrente de superfície e padrões de irradiação das AMRs de modo  $TM^{z}_{30}$  (a) sem e (b) com uma fenda transversal ao longo da linha central na direção  $y$  [29][48].**

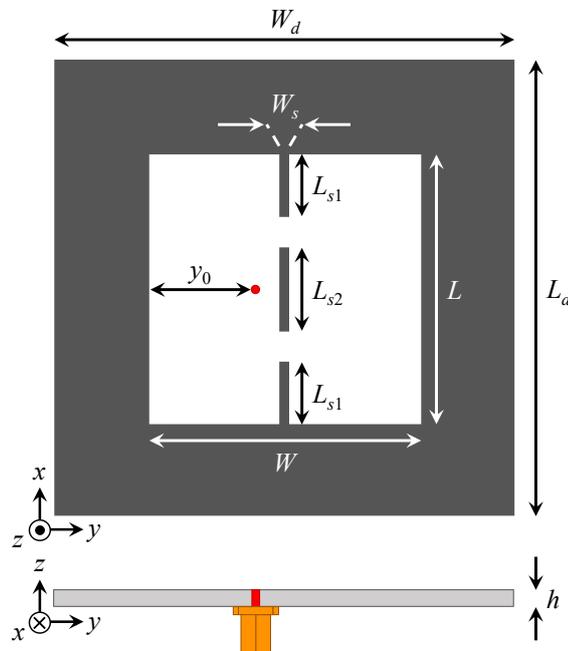


Desta forma, é proposto cortes estreitos no elemento irradiador, ao longo de sua linha central na direção  $y$ , de forma que a corrente fora de fase seja forçada a contorná-lo, como pode ser visto por meio da Figura 3.3(b) [29]. Para ilustrar esse fenômeno, a densidade de corrente superficial ( $J_s$ ) na fenda é dividida em duas partes distintas que são geometricamente simétricas em relação ao plano. Devido ao seu pequeno espaçamento, o campo distante irradiado por essas duas partes da corrente quase é cancelado entre si, resultando em pouca irradiação. Portanto, o nível do lóbulo lateral é reduzido significativamente devido à contenção da corrente fora de

fase. Nesse aspecto, a corrente efetiva no elemento irradiador agora se comporta como um dipolo de onda completa, de modo que seu ganho de irradiação possa ser elevado [29].

Para operar na faixa de frequência de 4,2 GHz, a antena proposta em [29] foi implementada no substrato Rogers RT/duroid 5880 com constante dielétrica  $\epsilon_r = 2,2$  e espessura  $h = 1,575$  mm. A Figura 3.4 representa a geometria do modelo final da antena de microfita proposta em [29]. Os tamanhos do elemento irradiador ( $L \times W$ ), do substrato dielétrico ( $L_d \times W_d$ ) e das fendas ao longo de sua linha central (de dimensões  $L_{s1} \times W_s$  e  $L_{s2} \times W_s$ ), bem como a distância do ponto de alimentação a partir da borda do ressonador ( $y_0$ ) são apresentados por meio da Tabela 3.2.

**Figura 3.4 – Geometria da antena de microfita com o ganho incrementado proposta no artigo referência [29].**



**Tabela 3.2 – Dimensões da antena com o ganho incrementado proposta no artigo referência [29].**

Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L$	60,00	$W$	60,00
$L_d$	110,00	$W_d$	110,00
$L_{s1}$	12,00	$W_s$	1,00
$L_{s2}$	18,00	$y_0$	20,00

Simplificando a análise realizada em [29], por meio de um ressonador quadrado (de dimensões 60,00 mm  $\times$  60,00 mm), as fendas são carregadas ao longo da linha central do elemento irradiador na direção  $x$  em três casos diferentes. No primeiro, apenas uma fenda foi

introduzida no centro do elemento irradiador. No segundo, duas fendas foram inseridas nas duas bordas em direção ao centro. Já no terceiro, uma fenda central de comprimento  $L_{s2}$  e duas fendas laterais de comprimento  $L_{s1}$  foram inseridas simultaneamente.

Por meio dos resultados obtidos em [29], tanto a configuração com a fenda central, quanto a configuração com as fendas nas bordas, podem ser empregadas para reduzir o nível do lóbulo lateral no plano  $yz$ . No entanto, o primeiro método aumenta substancialmente a largura de feixe de meia potência no plano  $xz$  antes que o nível do lóbulo lateral no plano  $yz$  seja suficientemente suprimido. Desta forma, se os dois esquemas forem utilizados em conjunto, por meio do terceiro método (conforme apresentado na Figura 3.4), teremos o nível do lóbulo lateral reduzido e a largura de feixe ajustável simultaneamente. Como resultado, o projeto proposto em [29] apresentou um ganho de 12,8 dB com a técnica aplicada, 90% de eficiência de irradiação e uma relação lóbulo principal e secundários (SLL) de cerca de 20,8 dB.

Para o reprojeto da antena, de forma que a operação ocorra na faixa de frequência de 5,2 GHz, por meio do equacionamento apresentado no Capítulo 2 (equações 2.1 a 2.4), e de ajustes realizados a partir de varreduras numéricas no *software* Ansys Electronics Desktop para adequar os resultados, chegou-se a  $W = 50,00$  mm. Sabendo que  $L = 26,50$  mm, as dimensões do substrato  $L_d$  e  $W_d$  foram determinadas como:  $L_d \cong (L + \lambda/2)$  e  $W_d \cong (W + \lambda/2)$ , sendo:  $\lambda = c/f_0$ ,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo ( $\cong 3 \times 10^8$  m/s) e  $f_0$  é a frequência central especificada (considerada nos cálculos como 3,5 GHz, para obtermos uma estrutura mais densa). Com isso, tendo as principais dimensões já definidas, o projeto da antena de microfita com duas portas pode ser mais bem detalhado na seção e Capítulo a seguir.

### **3.3.3 Projeto da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização**

O projeto da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização, ou simplesmente projeto da antena de microfita com duas portas (também apresentado com essa denominação), é a contribuição proposta por este trabalho.

Remetendo ao esquema apresentado pelas Figuras 1.2(a) e (b), devido a distribuição de campo elétrico, apresentam polarização linear. Então, a sobreposição das duas técnicas de alimentação de modo ortogonal gera (em duas excitações individuais) a possibilidade de operação em dupla polarização. Desta forma, considerando o modelo proposto por meio da Figura 1.2(c), em uma das portas de entrada da antena, com linha de alimentação impressa e

um filtro capacitivo para suprimir os modos de ordens superiores, com polarização linear e horizontal, tem-se a operação, no modo fundamental, para a faixa de frequência de 3,5 GHz. Considerando a outra porta de entrada da antena, com alimentação realizada por meio de sonda coaxial e a presença de cortes no centro do elemento irradiador para o aumento do ganho, com polarização linear e vertical, tem-se a operação, no modo de terceira ordem, para a faixa de frequência de 5,2 GHz.

Dito isso, por meio da sobreposição geométrica ortogonal das técnicas apresentadas em [28] e [29], projeta-se uma antena de microfita que seja capaz de operar simultaneamente em duas faixas de frequências com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e *Wi-Fi* na faixa de 5,2 GHz.

### **3.4 Considerações finais**

Nesse Capítulo sintetizou-se os recursos necessários e a metodologia de desenvolvimento para a execução do projeto. Foram apresentadas as principais características das configurações consideradas para o projeto da antena de microfita proposta, mas também, a determinação das dimensões dos elementos que compõem a antena. Com base nessas informações, no Capítulo 4 são apresentados os estudos e os resultados numéricos da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização.

# Capítulo 4

## Resultados e Discussões

---

*Neste Capítulo são apresentados os estudos e os resultados numéricos da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização. Para isso, em uma faixa de frequência, é proposto o conceito de supressão dos modos de ordens superiores, enquanto na outra banda, é demonstrado o projeto de operação com o ganho incrementado a partir da operação no modo de terceira ordem.*

### 4.1 Considerações iniciais

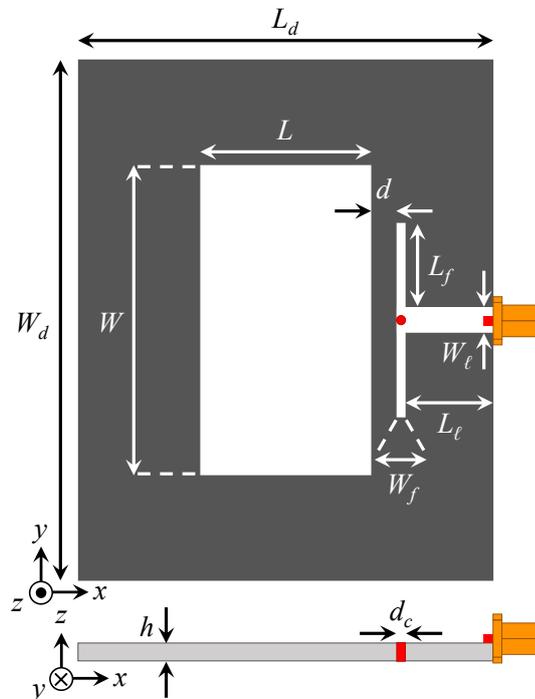
A partir do referencial teórico descrito no Capítulo 2 e da metodologia de desenvolvimento e recursos apresentados no Capítulo 3, realizou-se a construção do modelo numérico, bem como as simulações, da antena de microfita proposta com dupla alimentação, banda de operação e polarização. Com isso, os resultados obtidos em cada um dos estudos são apresentados neste Capítulo, seguindo a divisão: antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores (operando na faixa de frequência de 3,5 GHz – no modo fundamental), antena de microfita com o ganho incrementado (operando na faixa de frequência de 5,2 GHz – no modo de terceira ordem) e antena de microfita com duas portas altamente isoladas para aplicações *Wi-Fi/5G*.

### 4.2 Antena com supressão dos modos de ordens superiores

A antena ilustrada na Figura 1.2(a) é fundamentada nos conceitos apresentados em [28]. A geometria é formada por uma antena de microfita retangular, operando no modo fundamental  $TM^z_{100}$ , com polarização linear e alimentada por acoplamento eletromagnético de um filtro construído por ressonadores de um quarto de comprimento de onda guiado ( $\lambda_g/4$ ). A Figura 4.1 apresenta, detalhadamente, a geometria em que se tem: o elemento irradiador da antena (de dimensões  $L \times W$ ), a linha de alimentação (de dimensões  $L_\ell \times W_\ell$ ) e os ressonadores do filtro (de dimensões  $L_f \times W_f$ ). Além de  $L_f$  e  $W_f$ , o filtro é formado por um pino de curto-circuito com diâmetro  $d_c$  e tem-se uma distância  $d$  de acoplamento para o elemento irradiador. Toda a geometria é projetada em um laminado dielétrico (de dimensões  $L_d \times W_d$ ) com espessura  $h$  e

permissividade dielétrica relativa  $\epsilon_r$ , que separa o elemento ressonador, o filtro e a linha de alimentação (que estão ilustrados em branco) de um plano de terra (que está ilustrado em cinza).

Figura 4.1 – Antena com supressão dos modos de ordens superiores [28].



A técnica baseada em [28] apresenta duas características altamente vantajosas: a capacidade de filtrar ressonâncias de alta ordem, permitindo que a antena opere exclusivamente no modo fundamental, e o aumento significativo da largura de banda. Em antenas de microfita convencionais, a utilização de substratos eletricamente finos resulta em uma largura de banda limitada. No entanto, ao adotar a alimentação por meio de um acoplamento de um filtro de  $\lambda_g/4$ , é possível criar uma estrutura de ressonância dupla que efetivamente amplia a largura de banda da antena. Além disso, o filtro de  $\lambda_g/4$  funciona como um filtro passa-banda, permitindo a filtragem eficiente de possíveis irradiações decorrentes de ressonâncias de modos de alta ordem.

O espaçamento entre os ressonadores de  $\lambda_g/4$  e o elemento irradiador desempenha um papel importante no desempenho da antena. Esta forma de acoplamento gera um efeito capacitivo na impedância de entrada, impactando diretamente seu comportamento operacional. Portanto, é de suma importância otimizar o valor de  $d$  para aproximar as frequências de ressonância do filtro e do irradiador, resultando na combinação de duas bandas mais estreitas em uma única banda larga. Essa abordagem amplia significativamente a largura de faixa de operação da antena. Além disso, o pino de curto-circuito desempenha um papel crucial no conjunto antena e filtro, introduzindo uma reatância indutiva que afeta diretamente a impedância de entrada. A

correta determinação da relação entre o diâmetro do condutor do pino de curto-circuito e a espessura do dielétrico é essencial para alcançar uma resposta de impedância adequada.

Seguindo a fundamentação matemática e os passos de projeto apresentados no Capítulo 3, determinou-se os valores das variáveis para que a antena operasse na frequência central  $f_0 = 3,4$  GHz (faixa do 5G), utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 com  $\epsilon_r = 2,2$ ,  $h = 1,575$  mm, revestimento superficial de cobre  $t = 18$   $\mu\text{m}$  e tangente de perdas  $\tan(\delta) = 9 \times 10^{-4}$ . Dessa forma, chegou-se aos valores das variáveis como descrito na Tabela 4.1.

**Tabela 4.1 – Dimensões da antena com supressão dos modos de ordens superiores.**

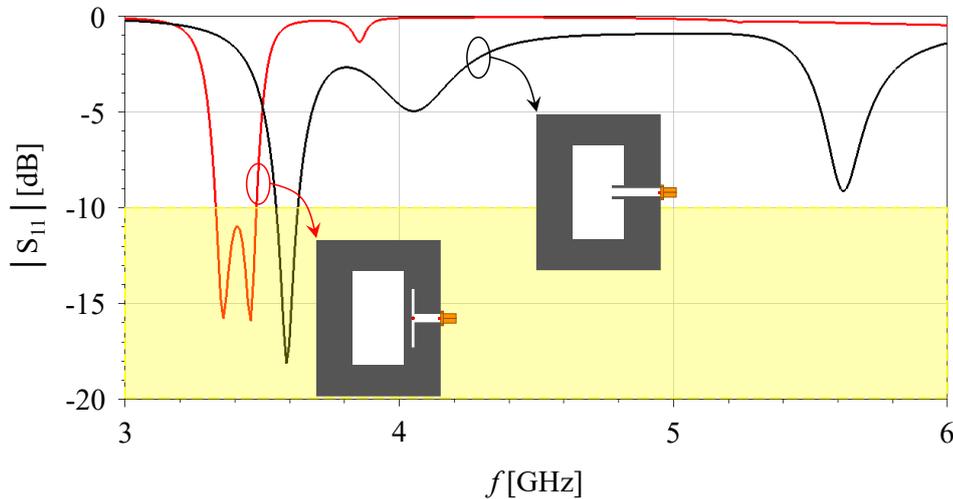
Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L$	26,50	$W$	50,00
$L_d$	69,36	$W_d$	92,86
$L_\ell$	18,93	$W_\ell$	3,50
$L_f$	13,71	$W_f$	1,00
$d_c$	1,27	$d$	2,50

Observa-se que houve um leve deslocamento em frequência (para a frequência central de 3,4 GHz, ao invés da frequência de operação proposta pelo projeto, de 3,5 GHz), sendo necessário executar uma correção nas variáveis, que será apresentada mais adiante no trabalho, por meio do projeto da antena de microfita com duas portas. Então, a partir de análises numéricas no simulador Ansys Electronics Desktop (pelo método dos elementos finitos solucionado no módulo HFSS), quantificou-se a banda de operação (a partir do módulo do coeficiente de reflexão,  $|S_{11}|$ ) e a distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico.

A Figura 4.2 apresenta os resultados simulados da resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena. Nota-se que ocorre o efeito buscado de supressão dos modos de ordens superiores presentes na antena de microfita retangular convencional (operando no modo  $\text{TM}^z_{100}$ ). É importante destacar que todos os valores das variáveis foram mantidos, sendo a antena convencional apenas sem o filtro, com cortes casadores de impedância de comprimento igual a 5,89 mm e largura igual a 1,17 mm. Para a antena convencional (curva em preto), nota-se a existência de modos de irradiação de ordem superior, além do modo  $\text{TM}^z_{100}$ . Para a antena com supressão dos modos de ordens superiores (curva em vermelho), nota-se a filtragem efetiva das ressonâncias harmônicas e o surgimento de dois polos de ressonância na faixa de 3,4 GHz. As faixas de frequências de operação para os modelos convencional e com supressão dos modos de ordens superiores, considerando  $|S_{11}| \leq -10$  dB, são, respectivamente, de 3,55 GHz a 3,63 GHz (2,23%) e de 3,33 GHz a 3,48 GHz (4,41%). Assim, além da filtragem

das ressonâncias de alta ordem, comprova-se o aumento na largura de banda da antena em, aproximadamente, 2 vezes.

**Figura 4.2 – Resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antena de microfita convencional vs a antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores.**



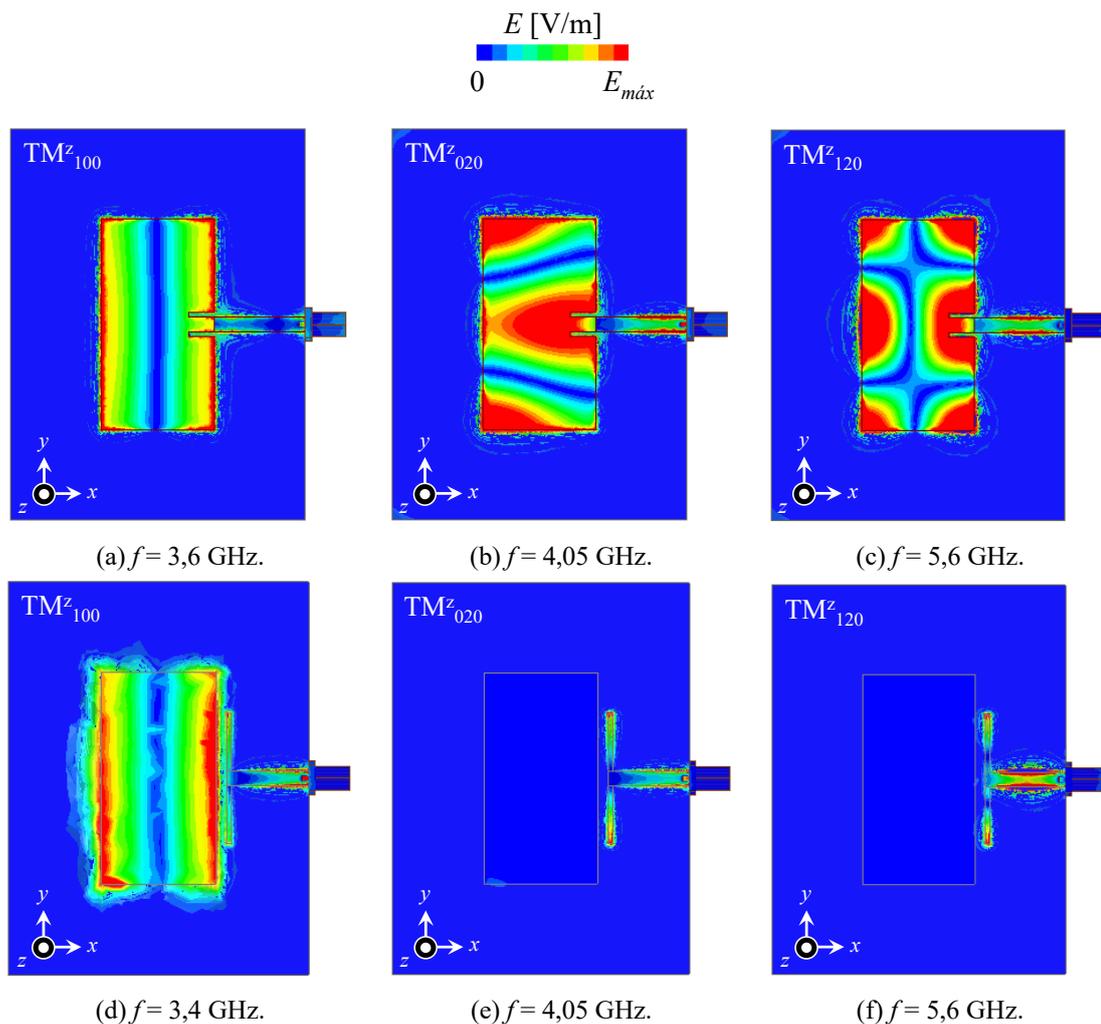
A Figura 4.3 apresenta os resultados simulados das distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico para os modelos da antena de microfita retangular convencional e da antena com supressão dos modos de ordens superiores. Os modos  $TM_{100}^z$  (fundamental),  $TM_{020}^z$  e  $TM_{120}^z$  foram analisados. Para a antena convencional nota-se a excitação, além do modo  $TM_{100}^z$ , de modos de ressonâncias de alta ordem (ver Figuras 4.3(a), 4.3(b) e 4.3(c)). Isso pode ser visto como um problema, uma vez que se tem irradiação em frequências harmônicas, podendo gerar sinais interferentes. Para a antena com o filtro, nota-se que a distribuição de campo elétrico apresenta supressão nos modos de ordens superiores, garantindo a operação apenas no modo  $TM_{100}^z$  (ver Figuras 4.3(d), 4.3(e) e 4.3(f)). Outro fato a se destacar é que dada a distribuição de campo, nessa configuração de alimentação tem-se a polarização na direção  $x$ . Para fins de nomenclatura, esse comportamento é definido como polarização no plano do campo elétrico.

A supressão harmônica de irradiação é a principal vantagem da antena proposta (além do alargamento de banda). Diferente da antena tradicional, com irradiações de modo múltiplo, como mostrado na Figura 4.3, a antena de microfita proposta suprimiu a irradiação dos modos de alta ordem. Na Figura 4.4(a), para a plotagem dos resultados simulados dos diagramas de irradiação, do plano E, foram consideradas as frequências de 3,46 GHz para o modelo proposto e 3,6 GHz para o modelo tradicional. Isto, devido ao próprio resultado do módulo do coeficiente de reflexão, apresentado anteriormente pela Figura 4.2, onde ambas as estruturas tiveram como resultado o melhor casamento de impedâncias. Já a Figura 4.4(b), que apresentou a

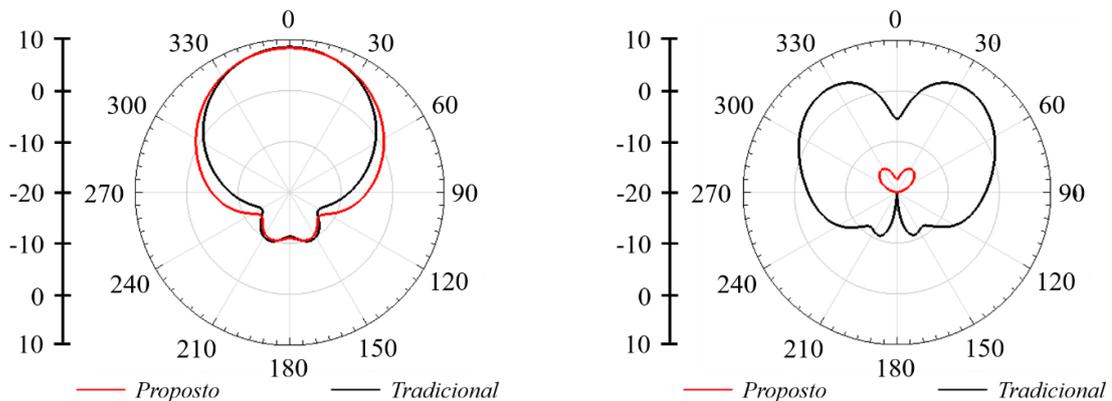
característica dos diagramas de irradiação sob a frequência de 4,06 GHz, foi determinado devido ao segundo ponto de mínimo do coeficiente de reflexão do modelo tradicional. Por sua vez, a Figura 4.4(c), sob a frequência de 5,62 GHz, representa o terceiro mínimo do coeficiente de reflexão da antenna com linha de alimentação e cortes transformadores de impedância.

Diante disso, observa-se a eficácia do modelo proposto em [28], do qual por meio de um novo modelo de antenna de microfita, utilizando um par de ressonadores  $\lambda_g/4$ , proporcionou que a largura de banda da antenna fosse significativamente aumentada e as irradiações harmônicas fossem efetivamente suprimidas. Por isso, levando em consideração as características apresentadas, foi adotado o modelo da antenna com supressão dos modos de ordens superiores para a execução do projeto da antenna de microfita com duas portas, garantindo que no modo fundamental, com polarização linear e alimentação horizontal, não haja interferências com outras tecnologias.

**Figura 4.3 – Distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico do modelo tradicional nos modos (a)  $TM^z_{100}$ , (b)  $TM^z_{020}$  e (c)  $TM^z_{120}$ , e do modelo proposto nos modos (d)  $TM^z_{100}$ , (e)  $TM^z_{020}$  e (f)  $TM^z_{120}$ .**

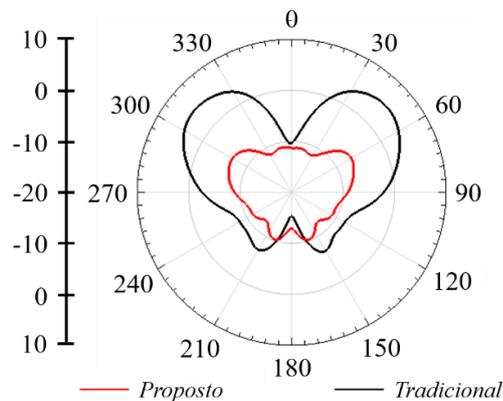


**Figura 4.4 – Comparação dos padrões de irradiação das antenas de microfita tradicional e proposta.**



(a) Proposto em 3,46 GHz e tradicional em 3,6 GHz.

(b) Proposto e tradicional em 4,06 GHz.



(c) Proposto e tradicional em 5,62 GHz.

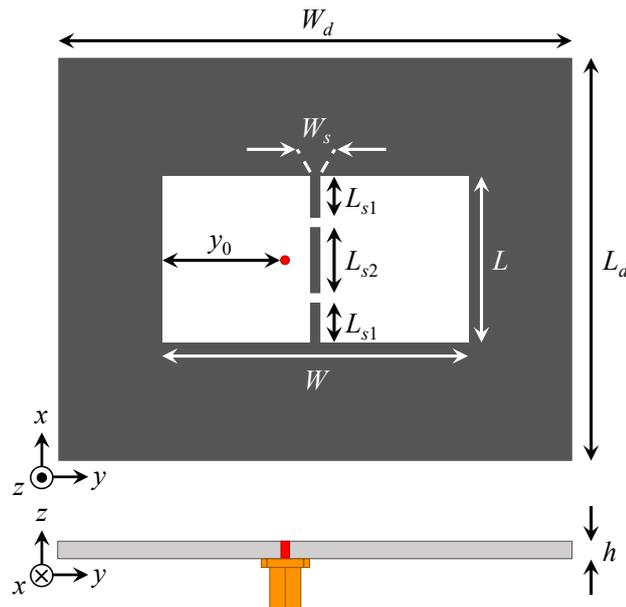
### 4.3 Antena com o ganho incrementado

A antena apresentada na Figura 1.2(b) tem como base os conceitos apresentados em [29]. A geometria é formada por uma antena de microfita retangular, operando no modo de terceira ordem  $TM_{030}^z$ , com polarização linear e alimentada via sonda coaxial. A Figura 4.5 apresenta, detalhadamente, a geometria em que se tem: o elemento irradiador da antena (de dimensões  $L \times W$ ), três fendas no elemento irradiador (de dimensões  $L_{s1} \times W_s$  e  $L_{s2} \times W_s$ ) e o deslocamento da posição de inserção da sonda coaxial ao longo do eixo  $y$  a partir da borda do ressonador ( $y_0$ ), em uma linha central à variável  $L$ . Toda a geometria, também, é projetada em um laminado dielétrico (de dimensões  $L_d \times W_d$ ) com espessura  $h$  e permissividade dielétrica relativa  $\epsilon_r$ , que separa o elemento ressonador do plano de terra.

A técnica descrita em [29] introduz uma característica distintiva na antena, envolvendo a inserção de um conjunto de três fendas no centro do elemento ressonador, ao longo da direção  $x$ . As fendas estreitas no elemento irradiador forçam a corrente em contra fase do modo  $TM_{030}^z$  a contorná-las. Devido ao seu pequeno espaçamento, em campo distante, a irradiação provocada

pelas correntes que circulam as fendas de largura  $W_s$  quase que se cancelam totalmente, resultando em pouca irradiação. Portanto, o nível do lóbulo lateral é reduzido significativamente. Nesse aspecto, a corrente efetiva no elemento irradiador apresenta um comportamento análogo a um dipolo de onda completa (sendo que antes era similar a um dipolo de  $3/2\lambda$ ), de modo que seu ganho possa ser incrementado em relação a operação no modo  $TM^z_{100}$ .

Figura 4.5 – Antena de microfita com alimentação vertical, uma fenda central e duas fendas laterais [29].



De acordo com os estudos realizados em [29], a forma na irradiação nos planos  $xz$  e  $yz$  podem ser determinadas principalmente por distribuições longitudinais e transversais da densidade da corrente de superfície no elemento irradiador. Assim, a inserção das fendas exerce importante impacto no comportamento. Por esse motivo, os autores realizaram análises de três casos distintos. Conforme apresentado no Capítulo 3 (seção 3.3.2), no primeiro caso, apenas uma fenda foi introduzida no centro do elemento irradiador. No segundo, duas fendas foram inseridas nas duas bordas em direção ao centro. Já no terceiro, uma fenda central de comprimento  $L_{s2}$  e duas fendas laterais de comprimento  $L_{s1}$  foram inseridas simultaneamente (ver Figura 4.5).

Por meio dos resultados obtidos em [29], tanto a configuração com a fenda central, quanto a configuração com as fendas nas bordas, podem ser empregadas para reduzir o nível do lóbulo lateral no plano  $yz$ . No entanto, o primeiro método aumenta substancialmente a largura de feixe de meia potência no plano  $xz$  antes que o nível do lóbulo lateral no plano  $yz$  seja suficientemente suprimido. Com isso, se os dois esquemas forem utilizados em conjunto, conforme a configuração apresentada por meio da Figura 4.5, é compreensível que o nível do lóbulo lateral reduzido e a largura de feixe ajustável possam ser alcançados simultaneamente.

Assim, essa técnica é eficiente quando os valores do comprimento ( $L_{s1}$  e  $L_{s2}$ ) e a largura ( $W_s$ ) das fendas forem corretamente definidos.

Desta forma, a partir de varreduras numéricas no *software* Ansys Electronics Desktop, os valores do comprimento das fendas foram definidos como:  $L_{s1} = (0,25L)$  e  $L_{s2} = (0,4L)$ . Já a largura das fendas, visando viabilidade técnica para a construção do protótipo, assim como descrito em [29], também foi definida como  $W_s = 1,00$  mm.

É importante destacar que, como observado em [29], devido ao efeito capacitivo das fendas inseridas, ocorre um deslocamento na ressonância do modo  $TM^z_{030}$  para frequências menores, quando comparado na condição sem fendas. Por esse motivo, deve-se prever as dimensões do ressonador para que esse deslocamento não seja prejudicial na frequência em que de fato se quer operar.

Seguindo a fundamentação matemática e os passos de projeto apresentados no Capítulo 3, determinou-se os valores das variáveis para que a antena operasse na frequência central  $f_0 = 5,2$  GHz (faixa do *Wi-Fi*) no modo  $TM^z_{030}$ , utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880 com  $\epsilon_r = 2,2$ ,  $h = 1,575$  mm, revestimento superficial de cobre  $t = 18$   $\mu$ m e tangente de perdas  $\tan(\delta) = 9 \times 10^{-4}$ . Dessa forma, chegou-se aos valores das variáveis como descrito na Tabela 4.2.

**Tabela 4.2 – Dimensões da antena com o ganho incrementado.**

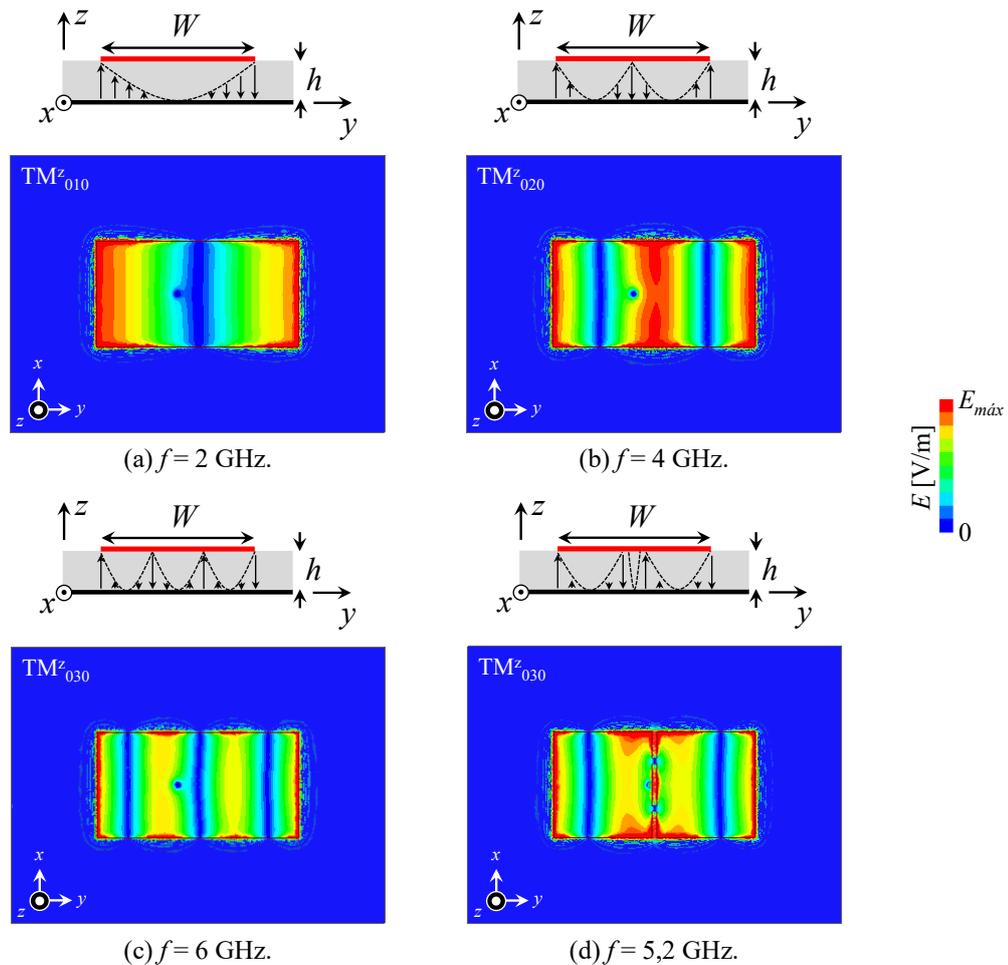
Parâmetro	Valor (mm)	Parâmetro	Valor (mm)
$L$	26,50	$W$	50,00
$L_d$	69,36	$W_d$	92,86
$L_{s1}$	6,625	$W_s$	1,00
$L_{s2}$	10,60	$y_0$	20,00

Então, a partir de análises numéricas no simulador Ansys Electronics Desktop (pelo método dos elementos finitos solucionado no módulo HFSS), quantificou-se a distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico e diagramas de irradiação.

A Figura 4.6 ilustra os resultados simulados das distribuições de campo elétrico no substrato dielétrico para a antena em três modos sem fendas (modos  $TM^z_{010}$ ,  $TM^z_{020}$  e  $TM^z_{030}$ ) e em um com fendas (modo  $TM^z_{030}$ ). Para a antena sem fendas, tem-se o comportamento típico da distribuição de modos de primeira (um nulo no campo elétrico na direção de  $W$ ) na Figura 4.6(a), segunda (dois nulos no campo elétrico na direção de  $W$ ) na Figura 4.6(b) e terceira ordem (três nulos no campo elétrico na direção de  $W$ ) na Figura 4.6(c). Na Figura 4.6(d) tem-se o

comportamento típico da distribuição de campo elétrico do modo  $TM^z_{030}$  na presença das fendas, como apresentado em [29]. A presença das fendas modifica a impedância de entrada da antena, por isso, para prover o casamento de impedâncias nessa condição, a posição da alimentação foi modificada para  $y_0 = 23,91$  mm. Assim, comprova-se o conceito proposto no artigo de referência para o desenvolvimento desse modelo.

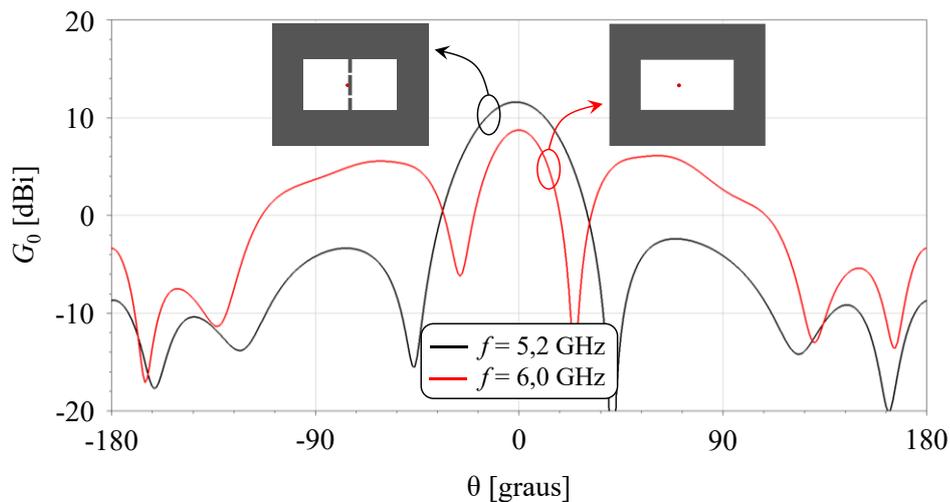
Figura 4.6 – Distribuições de campo elétrico do modelo de antena com alimentação vertical.



A Figura 4.7 ilustra os resultados simulados da comparação dos diagramas de irradiação, do plano E, para a operação no modo  $TM^z_{030}$  das antenas sem e com fendas. Conforme as distribuições de campo elétrico apresentadas na Figura 4.6, os diagramas de irradiação foram quantificados para 5,2 GHz (na antena com fendas) e 6 GHz (na antena sem fendas). Para a antena sem fendas (representado pela curva em vermelho) o ganho na direção de máxima irradiação ( $\theta = 0^\circ$ ) é  $G_0 \cong 8,72$  dBi e a relação lóbulo principal e secundários  $SLL \cong 2,6$  dB. Assim, tem-se um comportamento de irradiação indesejado, visto que lóbulos laterais altos podem criar réplicas do sinal irradiado, possibilitando a ocorrência de múltiplos

percursos no canal de rádio móvel. Para a antena com fendas (representado pela curva em preto) o ganho na direção de máxima irradiação ( $\theta = 0^\circ$ ) é  $G_0 \cong 11,57$  dBi e a relação lóbulo principal e secundários SLL  $\cong 14$  dB. Dessa forma, fica nítida a eficácia do método empregado para a redução dos lóbulos laterais (em mais de 11 dB) e o incremento do ganho na direção de máxima irradiação (em quase 3 dB).

**Figura 4.7 – Diagramas de irradiação para o modo  $TM_{030}^z$  com e sem as fendas no elemento irradiador no plano  $yz$ .**



Com isso, o modelo proposto em [29] mostrou-se um método eficaz para melhorar o desempenho da irradiação de uma antena de microfita retangular sob o modo de terceira ordem ( $TM_{030}^z$ ), suprimindo os lóbulos laterais e ajustando a largura do feixe, remodelando a distribuição de corrente no elemento irradiador na direção longitudinal e transversal, respectivamente. Desta forma, considera-se a configuração apresentada como mais um método de se realizar a alimentação da antena de microfita com duas portas, operando no modo de terceira ordem, com polarização linear e alimentação vertical, na frequência característica do *Wi-Fi*.

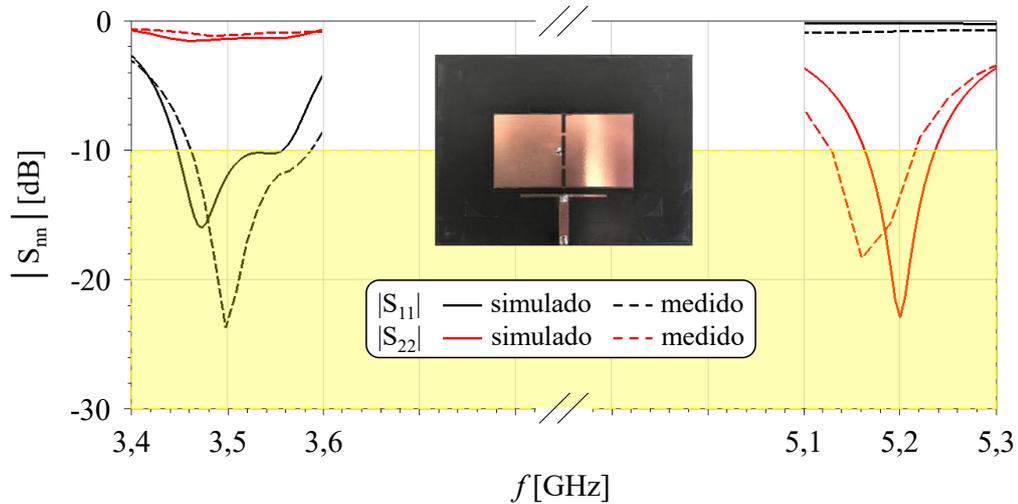
#### **4.4 Antena de microfita com dupla banda de operação e polarização para aplicações em 5G/Wi-Fi**

Remetendo ao esquema apresentado pela Figura 1.2(c), a antena proposta neste trabalho é formada pela sobreposição ortogonal das antenas com supressão dos modos de ordens superiores (Figura 1.2(a)) e operando no modo  $TM_{030}^z$  com inserção de fendas (Figura 1.2(b)). E como as propostas foram reproduzidas já levando em consideração às variáveis do projeto, tem-se a geometria final conforme apresentado pela Figura 4.8.



A Figura 4.9 apresenta a resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antenna proposta, comparando os resultados de simulação (representados pelas curvas contínuas) e medidos (representados pelas curvas tracejadas). As faixas de frequências de operação para o modelo simulado, considerando  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}| \leq -10$  dB, são, respectivamente, de 3,45 GHz a 3,56 GHz (3,14%) e de 5,16 GHz a 5,24 GHz (1,54%). Para o protótipo medido, as bandas de operação, considerando  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}| \leq -10$  dB, são, respectivamente, de 3,46 GHz a 3,59 GHz (3,69%) e de 5,13 GHz a 5,22 GHz (1,74%).

**Figura 4.9 – Resposta em frequência do módulo do coeficiente de reflexão da antenna de microfita proposta.**



A Figura 4.10, por sua vez, por meio do resultado simulado do Parâmetro  $|S_{21}|$ , ilustra o isolamento entre as portas de alimentação da antenna de microfita proposta. Observa-se que, na banda inferior, a simulação apresenta um isolamento de  $-16$  dB, considerando a faixa de frequência de 3,5 GHz. Enquanto isso, na banda superior, a simulação apresenta um isolamento ainda maior, de  $-39$  dB, considerando a faixa de frequência de 5,2 GHz. Desta forma, atesta-se a operação nas bandas do 5G e do *Wi-Fi* com uma isolação mínima de  $-16$  dB.

Por fim, a Figura 4.11 ilustra os resultados simulados dos diagramas de irradiação da antenna proposta. Nota-se que quando a porta 1 é excitada, tem-se a operação com polarização no plano do campo elétrico (quantificado em relação a disposição da porta 1) ou plano  $yz$  para a frequência  $f_0 \cong 3,5$  GHz (frequência do 5G). Nessa condição, a antenna apresenta ganho na direção de máxima irradiação de 8 dBi (ver linha preta contínua) para a polarização direta (plano do campo elétrico) e não apresenta irradiação (ver linha preta tracejada) para a polarização cruzada (plano do campo magnético quantificado em relação a disposição da porta 1). Nota-se que quando a porta 2 é excitada, tem-se a operação com polarização no plano do campo

magnético (quantificado em relação a disposição da porta 1) ou plano  $xz$  para a frequência  $f_0 \cong 5,2$  GHz (frequência do *Wi-Fi*). Nessa condição, a antena apresenta ganho na direção de máxima irradiação de 11,57 dBi (ver linha vermelha contínua) para a polarização direta (plano do campo magnético) e não apresenta irradiação (ver linha vermelha tracejada) para a polarização cruzada (plano do campo elétrico quantificado em relação a disposição da porta 1). Assim, atesta-se, novamente, a operação nas bandas do 5G e do *Wi-Fi* com alta isolamento, nesse caso de polarização.

Figura 4.10 – Parâmetro  $S_{21}$  da antena de microfita proposta.

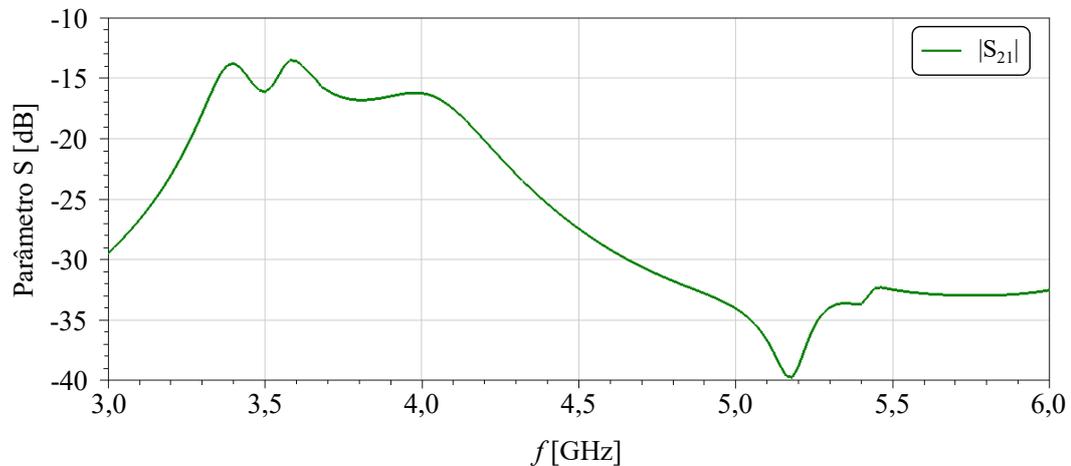
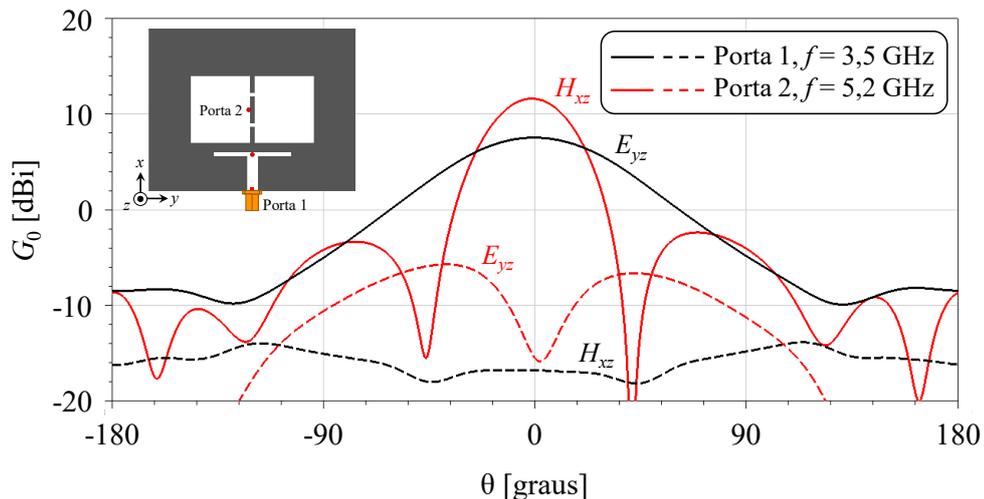


Figura 4.11 – Diagramas de irradiação da antena de microfita com duas portas.



## 4.5 Considerações finais

Nesse Capítulo foi apresentado o desenvolvimento do projeto da antena de microfita com duas portas, unindo duas propostas, obtendo uma estrutura que opere em duas bandas de

frequências e duas polarizações. Validou-se os resultados por meio de simulações dos coeficientes de reflexão e diagramas de irradiação, aferindo não haver interferências entre as tecnologias alcançadas pelo modelo de antena desenvolvido.

# Capítulo 5

## Conclusões e Contribuições

---

---

*Neste Capítulo são apresentadas as conclusões e os desenvolvimentos futuros que poderão ser realizados a partir desse trabalho.*

### 5.1 Conclusões

Esse trabalho de dissertação apresentou o projeto numérico de uma antena de microfita capaz de atender duas tecnologias distintas operando simultaneamente em duas faixas de frequências com alta isolamento: 5G na faixa de 3,5 GHz e *Wi-Fi* na faixa de 5,2 GHz. Para o desenvolvimento do projeto utilizou-se da sobreposição ortogonal de duas geometrias isoladamente projetadas a partir de técnicas já descritas anteriormente na literatura. Validou-se separadamente o funcionamento de cada uma das geometrias intermediárias e, por fim, o funcionamento do modelo final.

No Capítulo 1 desse trabalho apresentou-se os conceitos introdutórios em que foram descritas as motivações, a problematização, as principais contribuições do trabalho, bem como a importância do tema escolhido e os objetivos a serem alcançados.

No Capítulo 2 foram apresentados os conceitos teóricos básicos para o desenvolvimento da antena de microfita proposta, tendo em vista a fundamentação teórica a respeito das antenas de microfita retangulares, bem como as suas principais características, suas equações de dimensionamento e uma análise da distribuição modal de campos da estrutura.

No Capítulo 3 discutiu-se a metodologia e os recursos necessários para a realização do projeto. Mostrou-se, basicamente, a ferramenta de simulação utilizada, o material para a construção do protótipo e as etapas de execução definidas. Mas também, apresentou-se as principais características das configurações consideradas para o projeto da antena de microfita proposta, bem como a determinação das dimensões dos elementos que compõem a antena.

Já no Capítulo 4 foram apresentados os estudos e os resultados numéricos da antena de microfita com dupla alimentação, banda de operação e polarização. Para isso, na faixa de frequência de 3,5 GHz (frequência do 5G), foi utilizado o conceito de supressão dos modos de

ordens superiores, enquanto na outra banda, na faixa de frequência de 5,2 GHz (frequência do *Wi-Fi*), foi aplicado o projeto de operação com o ganho incrementado a partir da operação no modo de terceira ordem.

Como resultados, a antena de microfita proposta, considerando o modelo simulado, apresentou faixas de frequências de operação de 3,45 GHz a 3,56 GHz (3,14%) e de 5,16 GHz a 5,24 GHz (1,54%). Para o protótipo medido, as bandas de operação foram de 3,46 GHz a 3,59 GHz (3,69%) e de 5,13 GHz a 5,22 GHz (1,74%). Considerando ainda o modelo simulado, a antena apresentou ganhos na direção de máxima irradiação de 8 dBi, para a faixa de frequência de 3,5 GHz (frequência do 5G), e de 11,57 dBi, para a faixa de frequência de 5,2 GHz (frequência do *Wi-Fi*), mas também, um isolamento entre as portas de alimentação de -16 dB, referente a banda inferior, e um isolamento de -39 dB, referente a banda superior.

Desta forma, com os resultados apresentados, acredita-se que esse trabalho possui grande contribuição para antenas aplicadas em uso cooperativo de tecnologias, muito importantes para o seguimento atual das telecomunicações.

## 5.2 Propostas para a continuação do trabalho

Como primeira proposta para a continuação desse trabalho, pretende-se realizar a caracterização completa do protótipo construído, comparando os resultados simulados e medidos, tanto para os diagramas de irradiação quanto para o isolamento entre as portas de alimentação. Posteriormente, organizar os resultados obtidos (simulados e medidos) no formato de um artigo científico e submetê-los por meio de revista.

Mas também, a partir da metodologia apresentada, acredita-se que uma segunda proposta seja o reprojeto em outras faixas de frequências emergentes, atendendo duas ou mais tecnologias, como por exemplo o 5G e a Internet das Coisas, em um único dispositivo.

Além disso, tendo em vista a existência de projetos de antenas de microfita retangulares com o ganho incrementado, operando em modos de ordens superiores, como por exemplo o  $TM^z_{500}$  ou  $TM^z_{050}$ , pode-se aplicar conceitos análogos aos demonstrados nesse trabalho para propor novas configurações de antenas.

## REFERÊNCIAS

---

- [1] LIU, X. et al. “A Wideband Triple-Mode Differentially Fed Microstrip Patch Antenna,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 7, pp. 1160-1164, July 2021.
- [2] WANG, T.; YAN, N.; TIAN, M.; LUO, Y.; MA, K. “A Low-Cost High-Gain Filtering Patch Antenna with Enhanced Frequency Selectivity Based on SISL for 5G Application,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 9, pp. 1772-1776, Sept. 2022.
- [3] WONG, K. -L.; CHEN, J. -Z.; LI, W. -Y. “Four-Port Wideband Annular-Ring Patch Antenna Generating Four Decoupled Waves for 5G Multi-Input–Multi-Output Access Points,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 5, pp. 2946-2951, May 2021.
- [4] DHAUNDIA, G.; VINOY, K. J. “A High-Gain Wideband Microstrip Patch Antenna with Folded Ground Walls,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 22, no. 2, pp. 377-381, Feb. 2023.
- [5] MAK, K. M.; LAI, H. W.; LUK, K. M. “A 5G Wideband Patch Antenna with Antisymmetric L-shaped Probe Feeds”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 2, pp. 957-961, 2018.
- [6] EL-HALWAGY, W.; MIRZAVAND, R.; MELZER, J.; HOSSAIN, M.; MOUSAVI, P. “Investigation of Wideband Substrate-Integrated Vertically-Polarized Electric Dipole Antenna and Arrays for mm-Wave 5G Mobile Devices”, in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 2145-2157, 2018.
- [7] ZHU, S.; LIU, H.; CHEN, Z.; WEN, P. “A Compact Gain-Enhanced Vivaldi Antenna Array with Suppressed Mutual Coupling for 5G mm Wave Application”, in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 776-779, 2018.
- [8] SANTOS, R. A. dos. *Antenas em Lente Aplicadas em Tecnologias que Visam Altas Taxas de Transmissão*. 2019. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Instituto de Engenharia de Sistemas e Tecnologia da Informação, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá.
- [9] CIYDEM, M.; MIRAN, E. A. “Dual-Polarization Wideband Sub-6 GHz Suspended Patch Antenna for 5G Base Station,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 1142-1146, July 2020.
- [10] RADAIVARAM, S.; NAIK, S.; POUR, M. “Stably Polarized Wideband Circular Microstrip Antenna Excited in  $TM_{12}$  Mode,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 4, pp. 2370-2375, April 2021.
- [11] CHANG, L.; LIU, H. “Low-Profile and Miniaturized Dual-Band Microstrip Patch Antenna for 5G Mobile Terminals,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 3, pp. 2328-2333, March 2022.

- [12] JOSHI, R. et al. “Dual-Band, Dual-Sense Textile Antenna with AMC Backing for Localization Using GPS and WBAN/WLAN,” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 89468-89478, 2020.
- [13] BUI, T. H.; TA, S. X.; NGUYEN, K. K.; DAO-NGOC, C.; NGUYEN-TRONG, N. “Planar High-Isolation Dual-Band Dual-Mode Antenna with Omni-/Unidirectional Radiation,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 99-103, Jan. 2022.
- [14] SESIA, S.; TOUFIK, I.; BAKER, M. “*LTE: The UMTS Long Term Evolution*”, New York, NY, USA: Wiley, 2009.
- [15] AKHTAR, S. “*Evolution of technologies, Standards and Deployment of 2G-5G Networks*”, Clayton State University, 2009.
- [16] HALONEN, T.; ROMERO, J.; MELERO, J. “*GSM, GPRS and EDGE Performance: Evolution Towards 3G/UMTS*”, New York, NY, USA: Wiley, 2003.
- [17] SANTHI, K. R.; SRIVASTAVA, V. K.; SENTHILKUMARAN, G.; BUTARE, A. “Goals of true broad band’s wireless next wave (4G-5G)”, in *Proc. IEEE 58th Veh. Technol. Conf.*, vol. 4, pp. 2317-2321, Oct. 2003.
- [18] SAWANOBORI, T. K. “*The Next Generation of Wireless: 5G Leadership in the U.S.*”, White Paper, 2016.
- [19] HAMMI, B.; KHATOUN, R.; ZEADALLY, S.; FAYAD, A.; KHOUKHI, L. “IoT technologies for smart cities”, in *IET Networks*, vol. 7, no. 1, pp. 1-13, 2018.
- [20] CISCO SYSTEMS. “*Cisco Annual Internet Report (2018-2023)*”, White Paper, March 2020.
- [21] SHANNON, C. E. “A Mathematical Theory of Communication”, in *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 1948.
- [22] SHIMOJO, T.; UMESH, A.; FUJISHIMA, D.; MINOKUCHI, A. “Special Articles on 5G Technologies toward 2020 Deployment”, in *NTT DOCOMO, Technical Journal*, vol. 17, no. 4, pp. 50-59, 2016.
- [23] LIU, G.; HUANG, Y.; CHEN, Z.; LIU, L.; WANG, Q; LI, N. “5G Deployment: Standalone vs. Non-Standalone from the Operator Perspective”, in *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 11, pp. 83-89, Nov. 2020.
- [24] 3GPP. “Release 15”. 26 de abril de 2019. Disponível em: <<https://www.3gpp.org/specifications-technologies/releases/release-15>>. Acesso em: 16.08.2022.
- [25] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. Edital do Leilão de Radiofrequências nas faixas de 700 MHz, 2,3 GHz, 3,5 GHz e 26 GHz. Brasília, DF. 27 de setembro de 2021. Disponível em: <<https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/noticias/anatel-publica-edital-do-leilao-do-5g>>. Acesso em: 16.08.2022.

- [26] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. 5G poderá ser ativado na faixa de 3,5 GHz em mais 102 municípios. Brasília, DF. 26 de julho de 2023. Disponível em: <<https://www.gov.br/anatel/pt-br/assuntos/noticias/5g-podera-ser-ativado-na-faixa-de-3-5-ghz-em-mais-102-municipios>>. Acesso em: 16.08.2022.
- [27] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES. Destina faixas de radiofrequências e aprova o Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 3,5 GHz. Resolução no. 711, de 28 de maio de 2019. Diário Oficial da União. Agência Nacional de Telecomunicações. Brasília, DF. 29 de maio de 2019. Ed. 102, Seção: 1, Página: 9. Disponível em: <<http://www.in.gov.br/web/dou/-/resolucao-n-711-de-28-de-maio-de-2019-141407049>>. Acesso em: 16.08.2022.
- [28] ZHANG, J. -D.; ZHU, L.; WU, Q. -S.; LIU, N. -W.; WU, W. “A Compact Microstrip-Fed Patch Antenna with Enhanced Bandwidth and Harmonic Suppression,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 12, pp. 5030-5037, Dec. 2016.
- [29] ZHANG, X.; ZHU, L.; WU, Q. -S. “Sidelobe-Reduced and Gain-Enhanced Square Patch Antennas with Adjustable Beamwidth Under  $TM_{03}$  Mode Operation,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 1704-1713, April 2018.
- [30] HAKIM, M. L.; UDDIN, M. J.; HOQUE, M. J. “28/38 GHz Dual-Band Microstrip Patch Antenna with DGS and Stub-Slot Configurations and Its  $2 \times 2$  MIMO Antenna Design for 5G Wireless Communication,” in *IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*, Dhaka, Bangladesh, pp. 56-59, 2020.
- [31] LI, Q.; XIAO, S. “Compact Dual-Band Microstrip Patch Antenna with Suppression of Parasitic High Order Modes,” in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, Singapore, Singapore, pp. 1787-1788, 2021.
- [32] KALINAY, G.; KABURCUK, F.; CHEN, Y.; ELSHERBENI, A. Z.; DEMIR, V. “A Dual-Band Microstrip Patch Antenna for 5G Mobile Communications,” in *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, Singapore, Singapore, pp. 711-712, 2021.
- [33] HASSAN, R.; ELDAYASTI, S. K.; ABOUL-DAHAB, M. A. “Design of a Compact, Dual-band, and Single-Fed Patch Antenna for 5G Applications,” in *5th International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering (REEPE)*, Moscow, Russian Federation, pp. 1-6, 2023.
- [34] G, T.; R, N.; S, N.; J, R. “Dual-band Patch Antenna for Next Generation Indoor Access Point Receiver,” in *Fifth International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT)*, Erode, India, pp. 1-5, 2023.
- [35] DESCHAMPS, G.; SICHAH, W. “Microstrip Microwave Antennas”, in *Proceedings of the third symposium on USAF Antenna Research and Development Program*, pp. 18-22, Oct. 1953.

- [36] GUTTON, H.; BAISSINOT, G. *Flat aerial for ultra-high frequencies*. Patente Francesa, no. 703113, 1955.
- [37] LEWIN, L. "Radiation from discontinuities in stripline", in *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 107, 1960.
- [38] BYRON, E. V. "Anew flush-mounted antenna element for phased array application", in *Proc. Phased Array Symp.*, pp. 187-192, 1970.
- [39] HOWELL, J. Q. "Microstrip antennas", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 1, pp. 90-93, Jan. 1975.
- [40] MUNSON, R. "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays", in *IEEE Transactions on Antennas and propagations*, vol. 22, no. 1, pp. 74-78, Jan. 1974.
- [41] WEINSCHTEL, H. D. "Progress report on development of microstrip cylindrical arrays for sounding rockets", Physic. and Sci. Lab., 1973.
- [42] DERNERYD, A. G. "Linear microstrip array antennas", Chalmers Univ. Technol., Goteborge, Sweden, Tech. Rep. TR 7505, Oct. 1975.
- [43] CARVER, K. "The radiation pattern of microstrip disc antenna", Physic. and Sci. Lab., New Mexico State Uni., Las Cruces, Tech. Memo., Nov. 1976.
- [44] LO, Y. T.; HARRISON, D. D.; SOLOMON, D.; DESCHAMPS, G. A.; ORE, F. R. "Study of microstrip antennas, microstrip phased arrays and microstrip feed networks", Rome Air Development Center, Tech. Rep. TR 77-406, Dec. 1977.
- [45] BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3<sup>a</sup> ed., New York, John Wiley and Sons, 2005.
- [46] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de Antenas: Fundamentos, Projetos e Aplicações*, 1<sup>a</sup> ed., São Paulo: Érica, 2012.
- [47] RIBEIRO, J. A. J. *Propagação de Ondas Eletromagnéticas: Princípios e Aplicações*, 2<sup>a</sup> ed., São Paulo: Érica, 2008.
- [48] SANTOS, R. A. dos. *Antenas de Ondas Vazadas para Redes Celulares 5G*. 2016. Dissertação (Mestrado em Telecomunicações) – Instituto Nacional de Telecomunicações, Inatel, Santa Rita do Sapucaí.
- [49] COLLIN, R. E. *Foundations for Microwave Engineering*, 2<sup>a</sup> ed., New York: McGraw Hill, 1992.
- [50] BALANIS, C. A. *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, New York, 1989.

- [51] CARVER, K.; MINK, J. “Microstrip antenna technology”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, 1981.
- [52] DERNERYD, A. “A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 26, no. 4, pp. 532-535, 1978.
- [53] RIBEIRO, J. A. J. *Engenharia de Microondas: Fundamentos e Aplicações*, 1ª ed., São Paulo: Érica, 2008.
- [54] ANSYS, C. Ansys HFSS user’s guide, version 15.0, 2015.
- [55] KOVITZ, J. M.; RAHMAT-SAMII, Y. “Using thick substrates and capacitive probe compensation to enhance the bandwidth of traditional CP patch antennas”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 4970-4979, Oct. 2014.

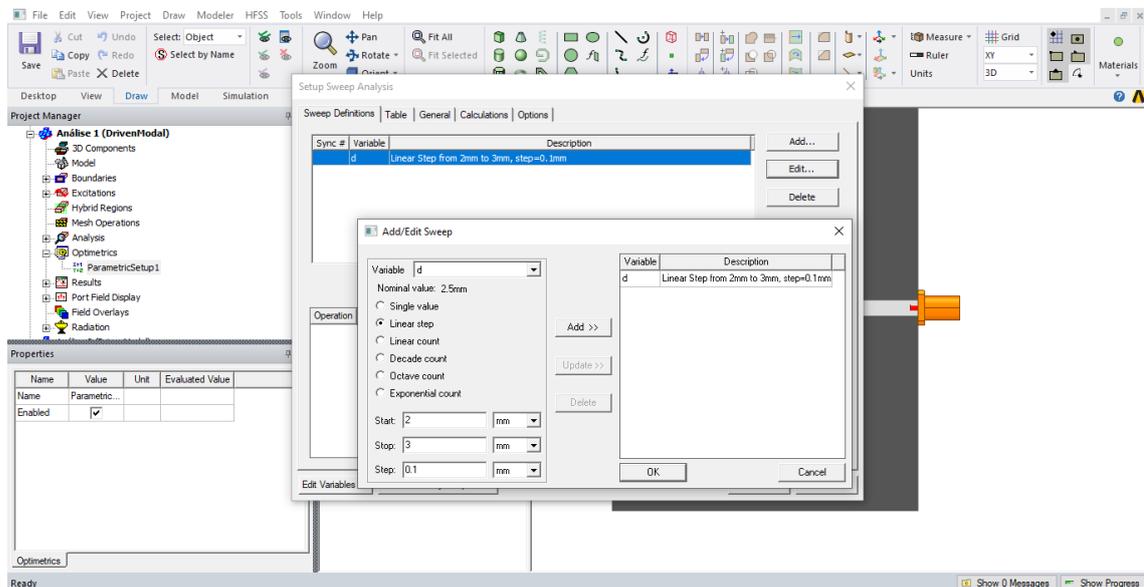
# APÊNDICES

## APÊNDICE A – O procedimento de varredura numérica

Por meio do *software* Ansys Electronics Desktop, empregando o método dos elementos finitos, no módulo de simulação HFSS, foi possível adequar os resultados das variáveis sobre a resposta da antena, tendo como métricas de desempenho o casamento de impedâncias (dado pelo estudo do módulo do coeficiente de reflexão). O recurso utilizado da parametrização (*optimetrics*) permite com que todos os parâmetros que são definidos numericamente sejam substituídos por variáveis. Essa função é capaz de parametrizar as variáveis ao longo de intervalos selecionados pelo usuário de forma a obter uma varredura em frequência ao longo dessa faixa.

A Figura A.1 representa a varredura numérica da variável  $d$  (largura da folga entre o elemento irradiador e os ressonadores  $\lambda_g/4$ ) da antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores. Conforme podemos observar, a variável  $d$  foi parametrizada no intervalo entre 2 mm e 3 mm, com passos de 0,1 mm. Resumidamente, o *software* realizou simulações de onda completa para os onze casos definidos pelo usuário ( $d = 2$  mm,  $d = 2,1$  mm,  $d = 2,2$  mm,  $d = 2,3$  mm, ...,  $d = 3,0$  mm) e apresentou como resposta ao casamento de impedâncias onze curvas do módulo do coeficiente de reflexão.

**Figura A.1 – Varredura numérica no *software* Ansys Electronics Desktop da variável  $d$ .**



Realizada a análise dos resultados, definiu-se a variável  $d$  como sendo igual a 2,5 mm devido apresentar a melhor resposta entre as curvas geradas, ou seja, a maior faixa de operação pela combinação dos dois polos de reflexão. O mesmo procedimento foi aplicado à variável  $r$  (raio do pino de curto-circuito), conforme apresentado na Figura A.2. Inicialmente, a variável  $r$  foi parametrizada no intervalo entre 0,5 mm e 0,7 mm, com passos de 0,05 mm. Desta forma, o *software* realizou simulações de onda completa para os cinco casos definidos pelo usuário ( $r = 0,5$  mm,  $r = 0,55$  mm,  $r = 0,6$  mm,  $r = 0,65$  mm e  $r = 0,7$  mm) e apresentou como resposta ao casamento de impedâncias cinco curvas do módulo do coeficiente de reflexão. Realizada a análise das curvas geradas, definiu-se uma nova parametrização da variável  $r$  no intervalo entre 0,6 mm e 0,65 mm, e após um ajuste fino, com passos de 0,005 mm, apresentou como melhor resposta ao casamento de impedâncias  $r = 0,635$  mm. Com isso, o diâmetro do pino de curto-circuito ( $d_c$ ) do projeto da antena de microfita com supressão dos modos de ordens superiores foi definido como  $d_c = 1,27$  mm.

**Figura A.2 – Varredura numérica no *software* Ansys Electronics Desktop da variável  $r$ .**

