

Universidade Federal de Uberlândia – UFU
Faculdade de Engenharia Elétrica
Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações

Joel Elias Paulino

Antena de microfitas multimodo (TM_{03}/TM_{11}) com ganho e largura de banda aprimorados para 5G em 3,5 GHz

Universidade Federal de Uberlândia – UFU
Faculdade de Engenharia Elétrica
Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações

Antena de microfitas multimodo (TM_{03}/TM_{11}) com ganho e largura de banda aprimorados para 5G em 3,5 GHz

Projeto final de curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Joel Elias Paulino

Orientador: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos

Coorientador: Me. Fábio Silva Borges

Patos de Minas – MG

2026

Antena de microfitas multimodo (TM_{03}/TM_{11}) com ganho e largura de banda aprimorados para 5G em 3,5 GHz

Projeto Final de Curso apresentado à banca avaliadora como requisito parcial de avaliação da disciplina de PFC2 da graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Campus Patos de Minas.

Orientador: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos.

Coorientador: Me. Fábio Silva Borges.

Patos de Minas – MG, 14 de abril de 2026.

Prof. Dr. Renan Alves dos Santos
FEELT – UFU

Prof. Dr. André Antônio dos Anjos
FEELT – UFU

Prof. Dr. Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão
FEELT – UFU

Dedico este trabalho à Deus, que iluminou o meu caminho durante toda essa trajetória, e mesmo em tempos difíceis, impostas todas as adversidades, continuou me proporcionando com sabedoria, força de vontade, perseverança e confiança.

“Uma jornada de mil léguas começa com o primeiro passo.”

Lao Tzu

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus, por seu cuidado e sustento ao longo de toda esta trajetória, e por me conceder sabedoria, força e perseverança diante dos desafios enfrentados.

Aos meus familiares, pelo apoio incondicional, pelo incentivo constante e pela compreensão demonstrada durante todo o período de desenvolvimento deste trabalho.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Renan Alves dos Santos, pela orientação segura, pela dedicação, pela disponibilidade e pelas valiosas contribuições acadêmicas, que foram fundamentais para a realização deste estudo.

Ao meu coorientador, Me. Fábio Silva Borges, pelo apoio, pelas sugestões e pelo acompanhamento ao longo do desenvolvimento do projeto.

Aos técnicos de laboratório, Me. Douglas Rosa Corrêa e Me. Vilmondes Ribeiro Silva, pelo auxílio na construção dos protótipos e pelo suporte prestado durante as atividades experimentais.

Ao Prof. Dr. Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão, pelo auxílio e pelas orientações durante o processo de realização das medições experimentais.

Aos professores do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade Federal de Uberlândia, pelos conhecimentos compartilhados e pela contribuição para minha formação acadêmica e profissional.

Por fim, agradeço a todos que, de maneira direta ou indireta, contribuíram para a realização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto, a análise e a validação experimental de uma antena de microfita desenvolvida para operar na faixa de 3,5 GHz, destinada a aplicações em sistemas de comunicação sem fio de quinta geração (5G). A proposta baseia-se na combinação controlada de modos superiores de ressonância em um *patch* retangular modificado por vias metálicas de curto-circuito, possibilitando a excitação simultânea dos modos TM₀₃-like e TM₁₁-like. A inserção dessas vias altera as condições de contorno eletromagnéticas da cavidade ressonante, promovendo a aproximação entre duas ressonâncias e resultando em uma resposta de dupla ressonância responsável pela ampliação da largura de banda. Inicialmente, foi analisada uma antena de referência operando no modo fundamental TM₁₀, com base no modelo de cavidade e em simulações eletromagnéticas em onda completa no software Ansys HFSS. Em seguida, a estrutura foi reprojeta para a faixa de interesse por meio do ajuste sistemático de seus parâmetros geométricos, com destaque para a razão W/L , identificada como variável-chave no controle do espaçamento entre as frequências ressonantes dos modos excitados. Os resultados simulados indicaram largura de banda fracionária de 14,65% para o critério $|S_{11}| \leq -10$ dB, cobrindo a faixa de 3,29 a 3,81 GHz, com ganho realizável variando entre 7,21 e 9,56 dBi e valor máximo de 9,62 dBi. A validação experimental do protótipo fabricado, em termos de $|S_{11}|$, mostrou boa concordância com as previsões numéricas, evidenciando largura de banda de 16,03%, entre 3,27 e 3,84 GHz. Adicionalmente, os diagramas de irradiação simulados mostraram comportamento estável ao longo da banda de operação, com irradiação predominantemente na direção *broadside* e ausência de lóbulos laterais significativos. Os resultados demonstram que a estratégia de combinação modal empregada constitui uma alternativa eficiente para o desenvolvimento de antenas de microfita com largura de banda ampliada, ganho relativamente elevado e geometria simples, atendendo de forma adequada aos requisitos de operação na faixa de 3,5 GHz destinada ao 5G.

Palavras-chave: antena de microfita; modos superiores; vias de curto-circuito; largura de banda; ganho; 5G.

ABSTRACT

This work presents the design, analysis, and experimental validation of a microstrip antenna developed for operation in the 3.5 GHz band for fifth-generation (5G) wireless communication systems. The proposed antenna is based on the controlled combination of higher-order resonant modes in a rectangular patch modified by metallic shorting vias, enabling the simultaneous excitation of the TM_{03} -like and TM_{11} -like modes. The introduction of these vias alters the electromagnetic boundary conditions of the resonant cavity, bringing two resonances closer together and producing a dual-resonance response responsible for bandwidth enhancement. Initially, a reference antenna operating in the fundamental TM_{10} mode was analyzed based on the cavity model and full-wave electromagnetic simulations performed in Ansys HFSS. Then, the structure was redesigned for the target frequency range through the systematic adjustment of its geometric parameters, with special emphasis on the W/L ratio, identified as the key variable for controlling the frequency spacing between the excited resonant modes. The simulated results showed a 14.65% fractional impedance bandwidth for the criterion $|S_{11}| \leq -10$ dB, covering the frequency range from 3.29 to 3.81 GHz, with realized gain varying from 7.21 to 9.56 dBi and reaching a peak value of 9.62 dBi. The experimental validation of the fabricated prototype, in terms of $|S_{11}|$, showed good agreement with the numerical predictions, yielding a measured bandwidth of 16.03%, from 3.27 to 3.84 GHz. In addition, the simulated radiation patterns exhibited stable behavior over the operating band, with predominantly broadside radiation and no significant sidelobes. The obtained results demonstrate that the adopted modal-combination strategy is an efficient approach for developing microstrip antennas with enhanced bandwidth, relatively high gain, and simple geometry, thus properly meeting the operational requirements of the 3.5 GHz 5G band.

Keywords: microstrip antenna; higher-order modes; shorting vias; bandwidth; gain; 5G.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	– Configuração da antena de microfita de banda larga e alto ganho. (a) Modelo 1. (b) Modelo 2.	19
Figura 2	– Resultados de simulação do Modelo 1. (a) ($ S_{11} $ e G_R) $\times$ frequência. (b) Distribuição do campo elétrico, $f_r \cong 3,58$ GHz.	22
Figura 3	– Estudo paramétrico do Modelo 2 em função da razão geométrica W/L . (a) Frequências de ressonância dos modos TM_{03} -like e TM_{11} -like. (b) Coeficiente de reflexão. (c) Ganho realizado.	24
Figura 4	– Impedância de entrada do Modelo 2 em função da frequência.	26
Figura 5	– Distribuição da componente E_z do campo elétrico no interior do substrato para o Modelo 2: (a) modo TM_{11} -like ($f_r \approx 3,65$ GHz) e (b) modo TM_{03} -like ($f_r \approx 3,32$ GHz).	26
Figura 6	– Fotografias do protótipo. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.	28
Figura 7	– Equipamentos utilizados na fabricação e caracterização do protótipo. (a) Máquina de prototipagem PCB-Proto 1S. (b) Analisador vetorial de redes Tektronix TTR506A.	28
Figura 8	– Resultados de simulação e medição do coeficiente de reflexão da antena proposta, juntamente com o ganho realizável simulado em função da frequência.	29
Figura 9	– Diagramas de irradiação da antena proposta em frequências representativas da banda de operação. (a) 3,3 GHz. (b) 3,55 GHz. (c) 3,8 GHz.	30

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dimensões das variáveis dos modelos das MPAs.	20
Tabela 2 – Influência da razão W/L na largura de banda em $ S_{11} $ e no ganho realizado.	25
Tabela 3 – Comparação entre a antena proposta e trabalhos da literatura para aplicações 5G na faixa de 3,5 GHz	31

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G	Quinta geração de sistemas de comunicação móvel
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
FEM	<i>Finite Element Method</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
Ku-band	Banda Ku
LPKF	<i>Leiterplatten-Kontur-Fräse</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MPA	<i>Microstrip Patch Antenna</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PEC	<i>Perfect Electric Conductor</i>
PIFA	<i>Planar Inverted-F Antenna</i>
PMC	<i>Perfect Magnetic Conductor</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
TM	Transversal magnético
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

BW	Largura de banda fracionária
c	Velocidade da luz no vácuo
d	Distância da sonda coaxial à borda do ressonador
D	Diretividade
E_z	Componente do campo elétrico na direção z
$E_{\max}$	Amplitude máxima do campo elétrico na cavidade
E_θ	Componente do campo elétrico na direção θ
E_ϕ	Componente do campo elétrico na direção ϕ
f	Frequência
f_r	Frequência de ressonância
$f_{r_{mn}}$	Frequência de ressonância do modo TM_{mn}
$f_{r_{10}}$	Frequência de ressonância do modo TM_{10}
G_R	Ganho realizável
h	Espessura do substrato dielétrico
$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$	Vetores unitários nas direções cartesianas
J	Densidade de corrente
L	Comprimento do <i>patch</i>
L_d	Comprimento do substrato/plano de terra
L_e	Comprimento efetivo do ressonador
m, n	Índices modais
p	Espaçamento entre vias metálicas
Q	Fator de qualidade
r	Raio das vias metálicas de curto-circuito
S_{11}	Coeficiente de reflexão na porta de entrada

W	Largura do <i>patch</i>
W_d	Largura do substrato/plano de terra
W_e	Largura efetiva do ressonador
x, y, z	Coordenadas cartesianas
ΔL	Incremento efetivo de comprimento devido ao efeito de franja
ΔW	Incremento efetivo de largura devido ao efeito de franja
ε_r	Permissividade dielétrica relativa
ε_{ref}	Permissividade dielétrica relativa efetiva
$\varepsilon_{ref}(L)$	Permissividade efetiva associada à dimensão L
$\varepsilon_{ref}(W)$	Permissividade efetiva associada à dimensão W
θ	Ângulo polar
ϕ	Ângulo azimutal
λ	Comprimento de onda
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
λ_g	Comprimento de onda guiado
μ	Permeabilidade magnética
π	Constante pi
ρ	Coordenada radial
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas dielétricas
$\text{Im}\{Z_{11}\}$	Parte imaginária da impedância de entrada
$\text{Re}\{Z_{11}\}$	Parte real da impedância de entrada
Z_{11}	Impedância de entrada
Z_{in}	Impedância de entrada
Z_0	Impedância característica de referência

SUMÁRIO

1	Conceitos introdutórios	14
1.1	Contextualização	14
1.2	Estado da Arte e Contribuições	15
1.2.1	Exploração de modos superiores para aumento de ganho e banda	15
1.2.2	Perturbação modal por vias de curto-circuito	16
1.2.3	Integração de propriedades de filtragem e acoplamento ressonante	16
1.2.4	Contribuições deste trabalho	17
1.3	Metodologia e organização do trabalho	17
1.3.1	Metodologia	17
1.3.2	Organização do trabalho	18
2	Projeto e análises	19
2.1	Considerações iniciais	19
2.2	Geometria	19
2.3	Princípio de funcionamento	20
2.3.1	Modelo 1	20
2.3.2	Modelo 2	23
3	Resultados e discussões	28
3.1	Considerações iniciais	28
3.2	Coeficiente de reflexão e performance da irradiação	29
3.2.1	Resposta em frequência do casamento de impedância e do ganho na direção <i>broadside</i>	29
3.2.2	Diagramas de irradiação	30
3.2.3	Considerações finais	30
3.3	Estudo comparativo	31
4	Considerações finais	33
4.1	Conclusões	33
4.2	Trabalhos futuros	34
	Referências	36

1 CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

A evolução dos sistemas de comunicação sem fio tem sido fortemente impulsionada pela demanda crescente por maiores taxas de transmissão de dados, melhor qualidade de serviço e maior eficiência no uso do espectro eletromagnético, especialmente no contexto das redes de quinta geração (5G). Nesse cenário, as antenas assumem papel central, uma vez que influenciam diretamente parâmetros como cobertura, capacidade do enlace, eficiência espectral e confiabilidade da comunicação (GUIMARÃES, 2009). Por essa razão, o desenvolvimento de estruturas radiantes capazes de combinar ampla largura de banda, ganho elevado e estabilidade de irradiação tornou-se uma das principais demandas em projetos voltados às aplicações 5G (PASHAKI et al., 2025; CHENG; CHEN; HUANG, 2025).

No Brasil, a faixa de 3,3 a 3,8 GHz foi regulamentada para aplicações em sistemas móveis de interesse coletivo, constituindo a principal banda destinada à operação do 5G sub-6 GHz (AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (ANATEL), 2025). Essa destinação espectral impõe requisitos claros aos elementos radiantes empregados nessa faixa, os quais devem ser capazes de cobrir o intervalo licenciado, mantendo adequado casamento de impedância e desempenho em irradiação ao longo da banda operacional. Considerando que esse espectro corresponde a uma largura absoluta de aproximadamente 500 MHz, torna-se necessário o desenvolvimento de antenas com largura de banda fracionária significativamente ampliada, sem prejuízo do ganho e da estabilidade angular dos diagramas de radiação.

Nesse contexto, a regulamentação técnica da faixa de 3,3–3,8 GHz é complementada por atos normativos específicos da ANATEL, os quais estabelecem requisitos operacionais e critérios de coexistência espectral para sistemas 5G. O Ato nº 16.539/2023 define requisitos técnicos gerais para utilização das faixas destinadas aos serviços móveis terrestres, incluindo a faixa de 3,3–3,7 GHz empregada em redes públicas 5G, estabelecendo limites relacionados à potência de transmissão, emissões espúrias e desempenho espectral (AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (ANATEL), 2023). Complementarmente, o Ato nº 915/2024 regulamenta a utilização da faixa de 3,7–3,8 GHz, especialmente voltada a redes privadas e aplicações de compartilhamento espectral, definindo critérios de canalização, operação TDD e limites de potência. Dessa forma, os requisitos regulatórios associados à faixa de 3,3–3,8 GHz reforçam a necessidade de antenas com ampla largura de banda e desempenho estável ao longo de toda a faixa operacional (AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (ANATEL), 2024).

Além do desempenho elétrico, aspectos relacionados à compactação, ao baixo perfil e à facilidade de integração com circuitos de radiofrequência também assumem grande relevância em sistemas modernos de comunicação (CHENG et al., 2025). Em muitas aplicações, as antenas

precisam ser implementadas em plataformas com severas restrições de volume e, ao mesmo tempo, compatíveis com processos convencionais de fabricação em placas de circuito impresso. Desta forma, soluções planares, simples e de fácil fabricação tornam-se particularmente atrativas.

As antenas de microfitas destacam-se nesse cenário por apresentarem baixo perfil, simplicidade construtiva, reduzido custo de fabricação e elevada compatibilidade com circuitos integrados (BHARTIA et al., 2001). Entretanto, suas configurações convencionais, normalmente baseadas na operação em modo fundamental, apresentam largura de banda relativamente estreita e ganho moderado. Essas limitações estão associadas ao próprio mecanismo físico de funcionamento dessas estruturas, que podem ser interpretadas como cavidades ressonantes parcialmente abertas, nas quais a energia eletromagnética permanece majoritariamente confinada entre o *patch* (ressonador) e o plano de terra. Como consequência, a resposta em frequência tende a ser fortemente seletiva, e a área efetiva de irradiação, limitada, o que restringe simultaneamente a largura de banda e a diretividade.

Diante desse panorama, torna-se necessária a investigação de estratégias de projeto capazes de superar as limitações intrínsecas das antenas de microfita convencionais, preservando suas vantagens construtivas. Entre essas estratégias, destaca-se a engenharia modal, na qual a excitação controlada e a combinação de modos ressonantes podem ser exploradas para ampliar a largura de banda e elevar o ganho sem recorrer, necessariamente, a arquiteturas excessivamente complexas. É nesse contexto que se insere o presente trabalho, que investiga uma antena de microfita para a faixa de 3,5 GHz baseada na combinação controlada de modos superiores de ressonância, com o objetivo de obter cobertura integral da banda 5G licenciada no Brasil, associada a ganho relativamente elevado e geometria simples.

1.2 ESTADO DA ARTE E CONTRIBUIÇÕES

O projeto de antenas de microfita com largura de banda ampliada e ganho elevado tem sido amplamente investigado nas últimas décadas, sobretudo em aplicações que exigem alto desempenho com baixo perfil e integração planar. Como discutido na literatura clássica, antenas operando no modo TM_{10} apresentam largura de banda tipicamente inferior a 3–5% e ganho limitado a aproximadamente 6–7 dBi, devido ao elevado fator de qualidade (Q) da cavidade ressonante e à reduzida área elétrica do *patch* (BHARTIA et al., 2001).

Nesse contexto, os trabalhos recentes podem ser organizados em três grandes vertentes: (i) excitação e combinação controlada de modos superiores; (ii) perturbação da cavidade por vias metálicas ou estruturas de curto-circuito; e (iii) integração de mecanismos de filtragem e acoplamento ressonante ao próprio radiador.

1.2.1 Exploração de modos superiores para aumento de ganho e banda

Uma abordagem consolidada consiste em operar a antena em modos de ordem superior, tornando o radiador eletricamente maior e, consequentemente, mais diretivo. Wen *et al.* (WEN;

XIE; ZHU, 2019) propuseram uma antena de camada única operando simultaneamente nos modos TM_{30} e TM_{50} , utilizando fendas estrategicamente posicionadas para aproximar as duas ressonâncias. A combinação modal resultou em largura de banda de 6,1% e ganho máximo de 10,7 dBi.

De forma complementar, Wang *et al.* (WANG; LIU; LONG, 2019) investigaram uma antena com ambas as laterais curto-circuitadas, promovendo a combinação dos modos TM_{03} e TM_{11} . Nesse caso, a largura de banda obtida foi de 13,2%, com ganho variando entre 8,0 e 9,7 dBi.

Liu *et al.* (LIU et al., 2024) exploraram o modo TM_{12} em conjunto com o modo fundamental, utilizando uma geometria em anel com vias metálicas. A estratégia resultou em largura de banda de 6,9% e ganho de 9,0 dBi, além de resposta seletiva em frequência. Já Cao *et al.* (CAO et al., 2019) demonstraram que estruturas do tipo *mushroom* podem gerar um modo quasi- TM_{30} acoplado ao TM_{10} , obtendo ganho praticamente constante de 10–10,5 dBi ao longo de ampla faixa em banda Ku.

Em todos esses trabalhos, observa-se que a engenharia modal é o elemento central para obtenção simultânea de maior diretividade e largura de banda. Entretanto, muitas dessas soluções envolvem geometrias complexas, múltiplas unidades parasitas ou dimensões elétricas elevadas.

1.2.2 Perturbação modal por vias de curto-circuito

Outra estratégia amplamente explorada consiste na introdução de vias metálicas entre o *patch* e o plano de terra, alterando a distribuição de campo e deslocando as frequências ressonantes.

Chen (CHEN, 2026) propôs uma antena diferencial com pinos de curto-circuito que ampliam o tamanho elétrico do radiador, atingindo largura de banda de aproximadamente 17% e ganho superior a 11 dBi, além de propriedade de filtragem integrada. O uso de alimentação diferencial mostrou-se particularmente eficaz para suprimir modos indesejados.

De maneira correlata, Dhaundia e Vinoy (DHAUNDIA; VINOY, 2023) demonstraram que a modificação das condições de contorno do plano de terra por paredes metálicas dobradas pode elevar o ganho para valores superiores a 12 dBi sem degradar significativamente a banda. Esses resultados reforçam que a manipulação das fronteiras eletromagnéticas da cavidade é um mecanismo robusto para incremento de diretividade.

1.2.3 Integração de propriedades de filtragem e acoplamento ressonante

Além do ganho, a integração de propriedades de filtragem à antena tem sido alvo de intensa investigação. Liu *et al.* (LIU et al., 2024) e Chen (CHEN, 2026) demonstraram que a inserção de ressonadores adicionais ou estruturas de alimentação modificadas pode gerar nulos de radiação e melhorar a seletividade espectral.

Em trabalho anterior, Santos *et al.* (SANTOS et al., 2026) combinaram perturbação

modal com alimentação por ressonadores de $\lambda/4$, obtendo simultaneamente aumento de largura de banda e ganho em antena de dupla polarização. Esse resultado evidenciou que o acoplamento controlado entre a ressonância do *patch* e a ressonância do alimentador constitui ferramenta poderosa para ampliação de banda sem aumento substancial de volume.

Pu *et al.* (PU *et al.*, 2026) também propuseram uma antena de baixo perfil que utiliza um esquema de alimentação única acoplado pelo canto para excitar simultaneamente dois modos ortogonais em uma única borda do *patch*. Por meio da interação entre um *stub* (toco) de alimentação e um *stub* parasita, a técnica gera dois mínimos de razão axial, ampliando sua largura de banda axial.

1.2.4 Contribuições deste trabalho

Neste cenário, o presente trabalho propõe uma abordagem baseada na combinação controlada dos modos TM₀₃-like e TM₁₁-like em uma única estrutura planar, empregando vias metálicas de curto-circuito estrategicamente posicionadas. Essa abordagem segue os princípios discutidos em (WANG; LIU; LONG, 2019), nos quais a perturbação da cavidade eletromagnética permite aproximar duas ressonâncias e, conseqüentemente, ampliar a largura de banda da faixa.

Cabe destacar que, devido à presença dessas vias de curto-circuito, as distribuições de campo elétrico e de corrente superficial diferem das soluções clássicas TM_{*mn*} de um *patch* retangular convencional sem curto-circuito. As vias introduzem condições adicionais de contorno elétrico que alteram o confinamento do campo no interior da cavidade e provocam pequenas modificações nas frequências naturais de ressonância da estrutura. Por essa razão, utiliza-se ao longo deste trabalho a denominação TM₁₁-like e TM₀₃-like, indicando que os padrões de campo obtidos preservam a morfologia modal associada aos modos ideais correspondentes, embora não constituam soluções puras do modelo de cavidade ideal.

Como resultado da estratégia adotada, a antena desenvolvida cobre integralmente a faixa licenciada para o 5G em torno de 3,5 GHz (3,3–3,8 GHz), apresentando largura de banda fracionária de 14,65% (3,29–3,81 GHz) para $|S_{11}| \leq -10$ dB. Adicionalmente, o ganho realizável varia entre 7,21 dBi (3,3 GHz) e 9,56 dBi (3,8 GHz) ao longo da faixa licenciada, atingindo valor máximo de 9,62 dBi em 3,74 GHz.

1.3 METODOLOGIA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

1.3.1 Metodologia

O desenvolvimento deste trabalho teve início com o estudo teórico de uma antena de referência descrita na literatura (WANG; LIU; LONG, 2019), cuja operação baseia-se na combinação dos modos ressonantes TM₀₃ e TM₁₁. A partir da análise do seu princípio de funcionamento, fundamentado no modelo de cavidade eletromagnética e na interpretação modal da distribuição de campos no interior do substrato dielétrico, foram identificados os principais

parâmetros geométricos responsáveis pela determinação das frequências de ressonância e pelo controle do mecanismo de irradiação da estrutura.

Com base nessa análise, procedeu-se ao redimensionamento global da geometria da antena com o objetivo de deslocar suas frequências de ressonância para a faixa de interesse em torno de 3,5 GHz, correspondente ao espectro licenciado para aplicações 5G no Brasil. Esse processo envolveu a readequação sistemática das dimensões do ressonador, do plano de terra e da posição da alimentação, preservando o princípio de operação baseado na combinação modal e garantindo simultaneamente adequado posicionamento das ressonâncias e adaptação de impedância na faixa desejada.

Para investigar detalhadamente o comportamento eletromagnético da antena proposta, foram realizadas simulações em onda completa utilizando o software Ansys HFSS, que se baseia no Método dos Elementos Finitos (FEM). Por meio dessas simulações, foram analisados parâmetros fundamentais de desempenho, tais como o coeficiente de reflexão (S_{11}), a distribuição do campo elétrico no interior do substrato, os diagramas de radiação, o ganho realizável (G_R) e a largura de banda fracionária (BW). Além disso, foram conduzidos estudos paramétricos com o objetivo de compreender a influência das variáveis geométricas no comportamento modal da estrutura e orientar o processo iterativo de otimização do projeto.

Após a definição dos parâmetros finais de projeto, um protótipo da antena foi fabricado utilizando tecnologia padrão de placas de circuito impresso (PCB), por meio da Prototipadora PCB-Proto 1S, disponível no laboratório da instituição. Em seguida, a antena foi caracterizada experimentalmente por meio da medição do coeficiente de reflexão (S_{11}) utilizando um analisador de redes vetorial (VNA) Tektronix TTR506A (100 kHz–6,0 GHz).

Por fim, os resultados experimentais obtidos foram comparados com aqueles previstos nas simulações eletromagnéticas, permitindo avaliar a consistência do modelo adotado e validar o desempenho da antena proposta em termos de adaptação de impedância e cobertura da faixa de operação destinada ao 5G.

1.3.2 Organização do trabalho

Quanto à organização deste trabalho, o Capítulo 2 apresenta detalhadamente o projeto da antena proposta, incluindo a descrição da geometria, os critérios de dimensionamento e as análises modais que fundamentam sua operação. O Capítulo 3 discute os resultados obtidos por meio das simulações eletromagnéticas, abordando o desempenho em termos de adaptação de impedância, largura de banda, ganho e características de radiação. Por fim, o Capítulo 4 reúne as considerações finais do estudo, destacando as principais contribuições alcançadas, as limitações observadas e possíveis direções para trabalhos futuros.

2 PROJETO E ANÁLISES

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este capítulo apresenta o desenvolvimento do projeto da antena proposta, bem como as análises necessárias para a compreensão do seu comportamento eletromagnético. Com base nos fundamentos discutidos anteriormente e na revisão do estado da arte, o objetivo é detalhar a concepção da estrutura, evidenciando os critérios adotados para o dimensionamento e a estratégia utilizada para a combinação modal responsável pelo desempenho obtido na faixa de 3,5 GHz.

Inicialmente, é descrita a geometria da antena, destacando-se suas características construtivas e a organização dos seus elementos radiantes. Em seguida, é apresentado o princípio de funcionamento da estrutura, fundamentado na análise dos modos ressonantes excitados e na interpretação da distribuição de campos no interior do substrato dielétrico. Essa abordagem permite estabelecer a relação entre a configuração geométrica adotada e os parâmetros de desempenho, tais como largura de banda, ganho e características de radiação.

2.2 GEOMETRIA

A configuração geométrica da antena proposta (Modelo 2), bem como da estrutura convencional que serviu como referência para o seu desenvolvimento (Modelo 1), é ilustrada na Fig. 1. Ambas as antenas estão posicionadas no plano xy , com o centro geométrico coincidente com a origem do sistema de coordenadas, em $(0, 0)$. Os valores finais das dimensões geométricas adotadas no projeto são apresentados na Tabela 1. Esses parâmetros foram definidos a partir de um processo iterativo de otimização conduzido por meio de simulações eletromagnéticas no software Ansys HFSS.

As duas configurações empregam alimentação por sonda coaxial com impedância

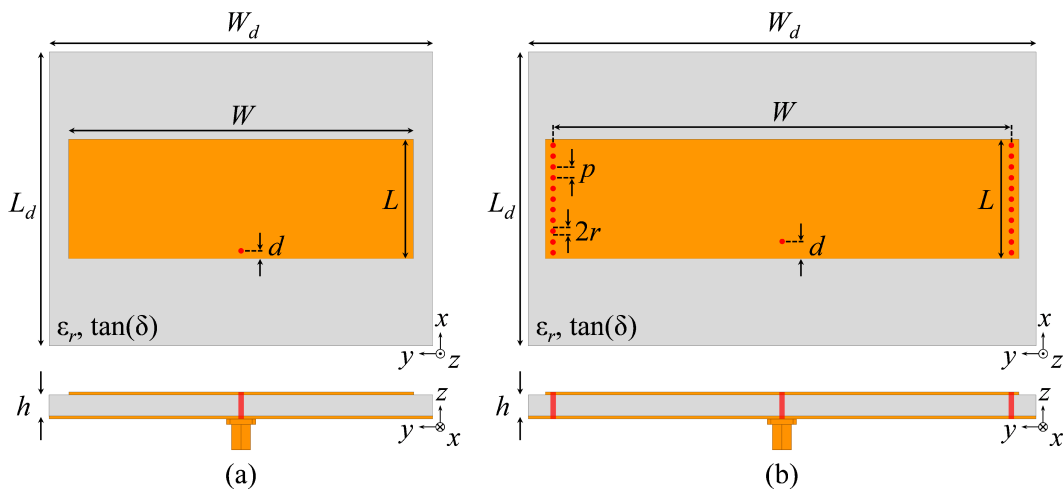


Figura 1 – Configuração da antena de microfita de banda larga e alto ganho. (a) Modelo 1. (b) Modelo 2.

Tabela 1 – Dimensões das variáveis dos modelos das MPAs.

Modelos	Variáveis [mm]							
	L	W	L_d	W_d	d	h	p	r
Modelo 1	24,5	70	60	76,5	1,6	3,18	–	–
Modelo 2	24,5	95,5	60	105	3,3	3,18	2,2	0,6

característica de 50Ω . A posição da sonda foi determinada de modo a proporcionar adequada adaptação de impedância na frequência de operação, sendo localizada a uma distância d em relação à borda do elemento ressonador.

O substrato dielétrico utilizado em ambos os modelos é o Arlon DiClad 870, cuja permissividade relativa nominal é $\varepsilon_r = 2,33 \pm 0,02$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0013$ e espessura $h = 3,18$ mm. O ressonador e o plano de terra foram modelados como condutores de cobre, conforme prática usual em antenas de microfita.

A Fig. 1(a) apresenta o modelo retangular convencional, doravante denominado Modelo 1. Essa configuração é composta por um *patch* retangular de dimensões $L \times W$, disposto sobre o substrato dielétrico, o qual, por sua vez, é sustentado por um plano de terra de dimensões $L_d \times W_d$. O Modelo 1 representa a topologia clássica de uma antena de microfita operando em modo fundamental.

A Fig. 1(b) apresenta a estrutura modificada, denominada Modelo 2. Essa configuração deriva diretamente do Modelo 1, incorporando vias metálicas de curto-circuito que conectam o ressonador ao plano de terra em regiões específicas do *patch*. As vias, confeccionadas em cobre, são caracterizadas por um raio r e dispostas com espaçamento periódico p . A inserção dessas vias altera a distribuição de campo no interior do substrato, modificando o comportamento ressonante da antena e possibilitando a excitação controlada de modos superiores.

2.3 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

2.3.1 Modelo 1

O Modelo 1 consiste em uma antena de microfita retangular operando no modo fundamental TM_{10} . A análise desse tipo de estrutura pode ser realizada por meio do modelo de cavidade ressonante (BHARTIA et al., 2001), no qual o elemento ressonador e o plano de terra são aproximados como paredes elétricas perfeitas (PEC), enquanto as bordas abertas são representadas por paredes magnéticas equivalentes. Essa modelagem permite tratar o volume compreendido entre o ressonador e o plano de terra como uma cavidade eletromagnética parcialmente aberta, na qual se estabelecem modos transversais magnéticos (TM).

No contexto do modelo de cavidade, as frequências de ressonância associadas aos modos

TM_{mn} podem ser estimadas por (DEARNLEY; BAREL, 1989):

$$f_{r_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{ref}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L + 2\Delta L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W + 2\Delta W}\right)^2}, \quad (2.1)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo, ΔL e ΔW são os incrementos efetivos associados ao efeito de franja nas bordas abertas, ε_{ref} é a permissividade dielétrica relativa efetiva e m e n representam os índices modais associados às variações espaciais do campo na cavidade.

A permissividade dielétrica relativa efetiva e os incrementos efetivos de comprimento associados ao efeito de franja dependem da direção de propagação do modo considerado. Essas grandezas podem ser estimadas separadamente ao longo das dimensões L e W do ressonador. A permissividade efetiva nas direções longitudinal (L) e transversal (W) é dada, respectivamente, por (DEARNLEY; BAREL, 1989):

$$\varepsilon_{ref}(L) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{L}}}, \quad (2.2)$$

$$\varepsilon_{ref}(W) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{W}}}. \quad (2.3)$$

Os incrementos efetivos associados às extensões de franja nas bordas abertas são expressos por (DEARNLEY; BAREL, 1989):

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

$$\Delta L = \frac{0,412 (\varepsilon_{ref}(W) + 0,3) \left(0,264 + \frac{W}{h}\right)}{(\varepsilon_{ref}(W) - 0,258) \left(0,8 + \frac{W}{h}\right)}. \quad (2.5)$$

Para modos em que $m \neq 0$ e $n \neq 0$, pode-se empregar uma aproximação combinada para a permissividade efetiva, considerando a contribuição simultânea nas duas direções, dada por (DEARNLEY; BAREL, 1989):

$$\varepsilon_{ref} = \frac{\varepsilon_{ref}(L) \varepsilon_{ref}(W)}{\varepsilon_r}. \quad (2.6)$$

No caso específico do modo fundamental TM_{10} , tem-se $m = 1$ e $n = 0$, indicando que a variação espacial do campo ocorre predominantemente ao longo da dimensão L , enquanto a variação na direção W é desprezível. Assim, a frequência de ressonância pode ser simplificada para:

$$f_{r_{10}} \approx \frac{c}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{ref}(L)}}. \quad (2.7)$$

A distribuição do campo elétrico no interior da cavidade, considerando a componente normal ao plano do *patch* ($\hat{z}$), pode ser descrita genericamente por (DEARNLEY; BAREL, 1989):

$$E_z(x, y) \approx E_{max} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right), \quad (2.8)$$

em que E_{max} representa a amplitude máxima do campo na cavidade. Para o modo TM_{10} , essa expressão reduz-se a:

$$E_z(x) \approx E_{max} \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right), \quad (2.9)$$

evidenciando a presença de um único semiciclo da distribuição de campo ao longo do comprimento do ressonador.

Com o objetivo de validar as previsões obtidas a partir do modelo de cavidade e verificar a coerência entre a formulação analítica e o comportamento eletromagnético da estrutura, realizou-se a análise numérica do Modelo 1 por meio de simulações em onda completa no software Ansys HFSS. A geometria foi implementada considerando os valores das variáveis de projeto apresentados na Tabela 1. A partir dessa modelagem, foram extraídos parâmetros como o coeficiente de reflexão, o ganho realizável e a distribuição do campo elétrico no interior do substrato.

Os resultados obtidos por simulação para o Modelo 1 são apresentados na Fig. 2. A Fig. 2(b) confirma a distribuição modal prevista teoricamente, evidenciando um único semiciclo do campo elétrico ao longo de L , com variação praticamente desprezível na direção W , conforme esperado para o modo TM_{10} .

Do ponto de vista da resposta em frequência, observa-se na Fig. 2(a) que a antena apresenta adequado casamento de impedância no intervalo de 3,41 a 3,67 GHz para $|S_{11}| \leq -10$ dB, o que corresponde a uma largura de banda fracionária de aproximadamente 7,3% em relação à frequência central de 3,58 GHz. Para antenas de microfita retangulares operando no modo fundamental, esse valor pode ser considerado elevado, uma vez que tais estruturas tipicamente

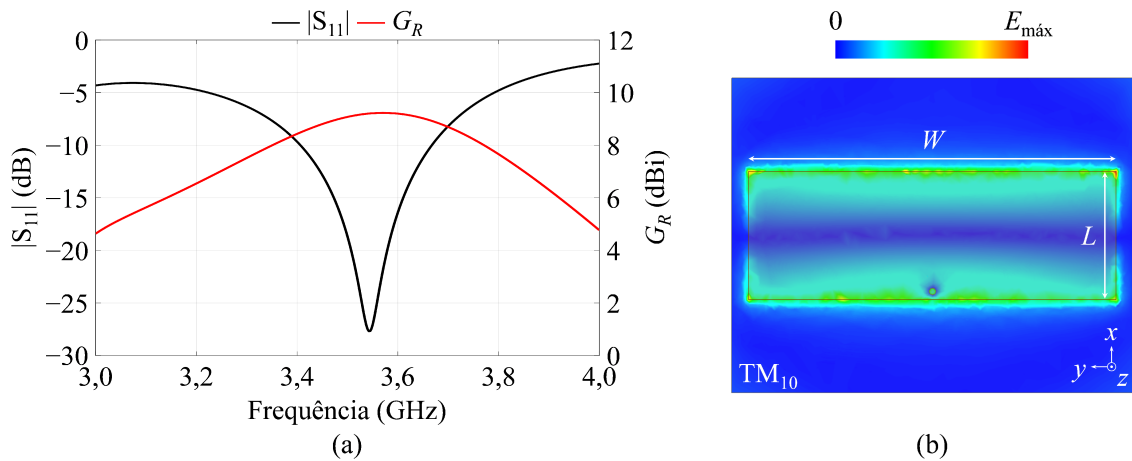


Figura 2 – Resultados de simulação do Modelo 1. (a) ($|S_{11}|$ e G_R) $\times$ frequência. (b) Distribuição do campo elétrico, $f_r \cong 3,58$ GHz.

apresentam bandas inferiores a 5% quando projetadas com substratos convencionais de baixa espessura (BALANIS, 2005). Esse desempenho está diretamente associado à utilização de um substrato dielétrico mais espesso, que reduz o fator de qualidade (Q) da cavidade ressonante ao aumentar o acoplamento radiativo nas bordas abertas do *patch* (JACKSON; ALEXOPOULOS, 1991). A diminuição do Q implica maior largura de banda, conforme previsto pela teoria de cavidades ressonantes, justificando o alargamento observado na resposta em frequência do Modelo 1.

Ainda na Fig. 2(a), verifica-se que G_R permanece entre 8,51 (3,41 GHz) e 8,91 dBi (3,67 GHz) ao longo da banda operacional, atingindo valor máximo de 9,23 dBi próximo à frequência de ressonância. Para uma antena de microfita operando exclusivamente no modo fundamental, tais valores podem ser considerados expressivos. Fisicamente, o ganho relativamente elevado decorre da maior largura elétrica do ressonador, que aumenta a área efetiva de irradiação e contribui para maior diretividade na direção *broadside* (BALANIS, 2005).

2.3.2 Modelo 2

Os resultados obtidos para o Modelo 1 evidenciam que a topologia retangular convencional, operando no modo fundamental TM_{10} , já apresenta desempenho competitivo em ganho realizável, porém com largura de faixa limitada pelo caráter ressonante da cavidade. Buscando-se ampliar a banda de adaptação de impedância sem recorrer a empilhamentos ou a estruturas volumosas, evolui-se para o Modelo 2.

A presença das vias de curto-circuito ao longo de duas bordas do ressonador impõe, de forma aproximada, paredes elétricas nessas laterais, enquanto as duas extremidades opostas permanecem como aberturas (bordas irradiantes), frequentemente modeladas como paredes magnéticas equivalentes. Sob essa interpretação, as frequências de ressonância dos modos TM_{mn} podem ser estimadas por uma expressão típica de cavidade retangular com dimensões efetivas (WANG; LIU; LONG, 2019):

$$f_{r_{mn}} \approx \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W_e}\right)^2}, \quad (2.10)$$

As dimensões efetivas L_e e W_e consideram: (i) a extensão de franja nas aberturas e (ii) a redução de largura associada à presença periódica das vias, conforme (WANG; LIU; LONG, 2019):

$$W_e = W - \frac{(2r)^2}{0,95p}, \quad (2.11)$$

$$L_e = L + 2\Delta L. \quad (2.12)$$

Como a largura de faixa aprimorada do Modelo 2 está diretamente associada à excitação simultânea dos modos TM_{11} -like e TM_{03} -like, torna-se necessário ajustar as dimensões geométricas do ressonador de modo que as duas frequências de ressonância se posicionem próximas entre si dentro da faixa de interesse. Essa aproximação modal promove o surgimento de uma resposta de dupla ressonância, responsável pelo alargamento da banda de adaptação de impedância.

A partir das expressões analíticas em (2.10)–(2.12), verifica-se que a razão geométrica W/L é o principal parâmetro responsável pelo controle do espaçamento entre as frequências dos modos TM_{11} -like e TM_{03} -like, pois afeta de forma distinta os termos associados aos índices modais m e n . Para quantificar esse efeito, foi realizado um estudo paramétrico das frequências de ressonância em função de W/L , conforme apresentado na Fig. 3.

Na análise, manteve-se $L \approx 24,5$ mm e $L_d \approx 60$ mm, conforme definidos no Modelo 1, variando-se apenas a largura W . O plano de terra foi ajustado segundo $W_d \approx W + 9,5$ mm, de modo a preservar a proporcionalidade geométrica da estrutura. Os parâmetros das vias metálicas foram fixados em $p = 2,2$ mm e $r = 0,6$ mm, em conformidade com proporções previamente reportadas na literatura (WANG; LIU; LONG, 2019).

A Fig. 3(a) apresenta a comparação entre as frequências de ressonância obtidas pelo modelo analítico de cavidade e aquelas extraídas das simulações em onda completa no ANSYS HFSS. Observa-se excelente concordância quanto à tendência de variação modal, validando a consistência da formulação teórica empregada. Nota-se que o modo TM_{03} sofre variação

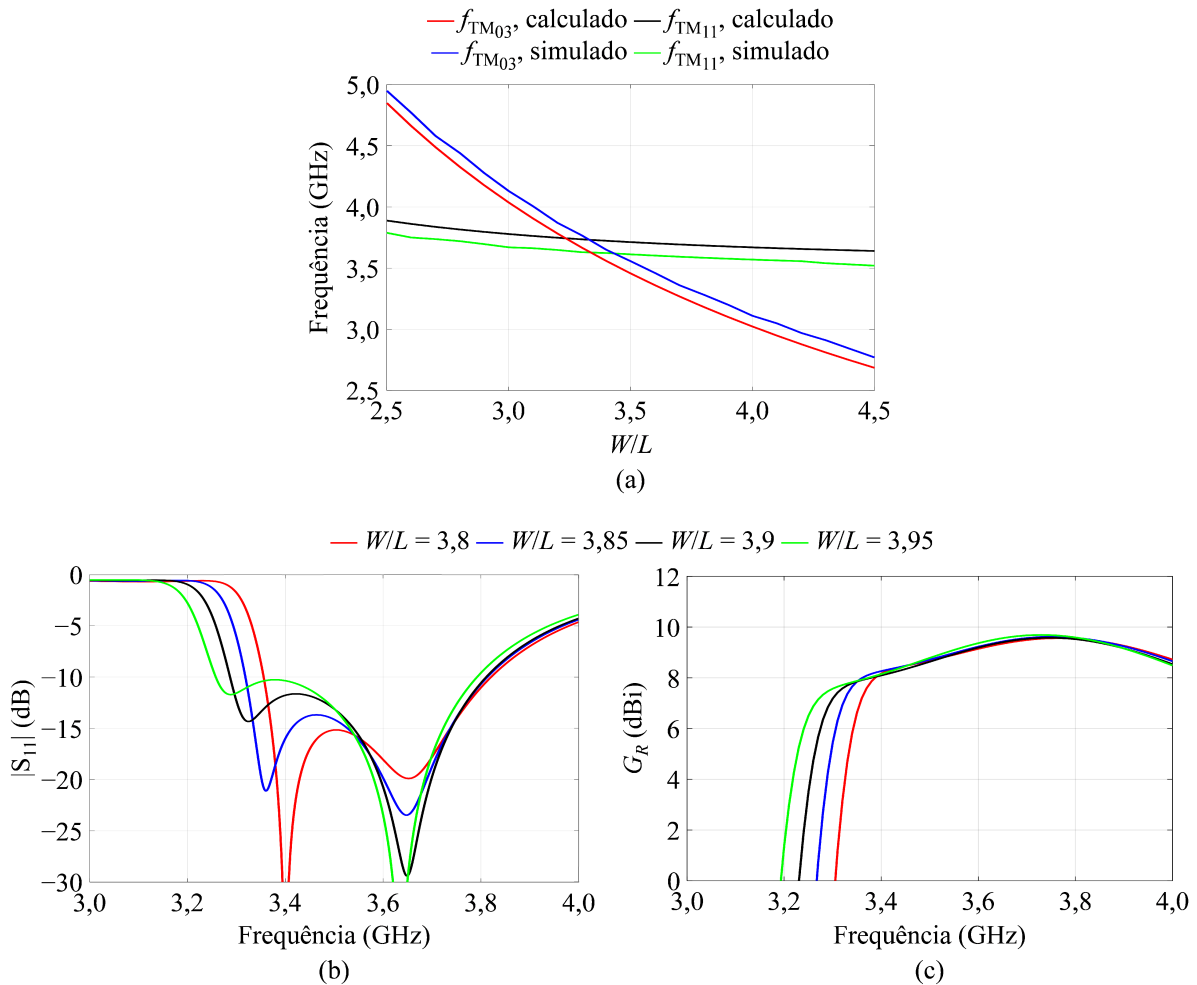


Figura 3 – Estudo paramétrico do Modelo 2 em função da razão geométrica W/L . (a) Frequências de ressonância dos modos TM_{03} -like e TM_{11} -like. (b) Coeficiente de reflexão. (c) Ganho realizado.

acentuada com o aumento de W/L , apresentando forte deslocamento descendente em frequência à medida que a largura do ressonador é ampliada. Em contraste, o modo TM_{11} apresenta dependência mais suave em relação a essa razão geométrica, mantendo frequência relativamente estável ao longo da variação paramétrica. Essa diferença de sensibilidade é essencial para a síntese do Modelo 2, pois permite controlar seletivamente a aproximação entre as duas ressonâncias por meio do ajuste de um único grau de liberdade geométrico.

A Fig. 3(b) apresenta os resultados simulados de $|S_{11}|$ para diferentes valores da razão W/L , enquanto a Tabela 2 sintetiza quantitativamente a influência desse parâmetro na largura de banda. Observa-se que, à medida que as frequências associadas aos modos TM_{11} e TM_{03} se aproximam, forma-se uma resposta de dupla ressonância progressivamente mais equilibrada, refletindo-se no aumento sistemático da largura de banda para o critério $|S_{11}| \leq -10$ dB.

Conforme indicado na Tabela 2, a largura fracionária cresce com o aumento de W/L , partindo de 12,81% para $W/L = 3,8$ e atingindo 15,04% para $W/L = 3,95$. Esse comportamento confirma que o ajuste geométrico atua diretamente na aproximação modal, ampliando a sobreposição entre as duas ressonâncias e, conseqüentemente, a faixa útil de operação. Entretanto, verifica-se também que valores mais elevados de W/L promovem deslocamento da banda para frequências mais baixas, fazendo com que parte da resposta passe a ocupar regiões inferiores ao limite desejado para a aplicação em torno de 3,5 GHz.

Adicionalmente, a Fig. 3(c), em conjunto com os dados da Tabela 2, evidencia o impacto de W/L sobre o ganho realizável (G_R). Embora a variação geométrica influencie significativamente o posicionamento das ressonâncias e a largura de banda, o ganho máximo permanece praticamente constante, em torno de 9,6 dBi, com variação pouco expressiva entre os diferentes casos analisados. Mesmo nas frequências inicial e final da banda, o G_R mantém-se elevado e relativamente estável, indicando que o alargamento espectral obtido por aproximação modal não implica penalização relevante da diretividade.

Portanto, observa-se que o aumento de W/L promove simultaneamente ampliação da largura de banda e leve deslocamento descendente da resposta em frequência, sem degradação significativa do desempenho em radiação. Embora $W/L = 3,95$ apresente a maior largura fracionária, parte da banda estende-se além do limite inferior desejado. Considerando que a faixa licenciada para aplicações 5G em torno de 3,5 GHz compreende o intervalo de 3,3 a 3,8 GHz, selecionou-se $W/L = 3,9$ como compromisso mais adequado, pois assegura cobertura integral

Tabela 2 – Influência da razão W/L na largura de banda em $|S_{11}|$ e no ganho realizado.

Razão W/L	BW em $ S_{11} $ (%)	G_R freq. inicial (dBi)	G_R máx. (dBi)	G_R freq. final (dBi)
3,80	12,81 (3,36 – 3,82 GHz)	7,20 (3,36 GHz)	9,56 (3,77 GHz)	9,51 (3,82 GHz)
3,85	13,74 (3,32 – 3,81 GHz)	6,93 (3,32 GHz)	9,62 (3,76 GHz)	9,56 (3,81 GHz)
3,90	14,65 (3,29 – 3,81 GHz)	6,86 (3,29 GHz)	9,62 (3,74 GHz)	9,54 (3,81 GHz)
3,95	15,04 (3,26 – 3,79 GHz)	6,88 (3,26 GHz)	9,69 (3,73 GHz)	9,61 (3,79 GHz)

dessa faixa com resposta bem centrada e manutenção de ganho elevado ao longo de toda a banda operacional.

Com os valores finais de projeto, a resposta de impedância do Modelo 2, apresentada na Fig. 4, evidencia claramente a presença de duas ressonâncias distintas, observadas aproximadamente em 3,32 GHz e 3,65 GHz. Esses pontos são identificados na curva de impedância de entrada pela transição da parte imaginária $\text{Im}\{Z_{11}\}$ pelo eixo nulo nas proximidades dessas frequências, confirmando a existência de dois mecanismos ressonantes no intervalo de interesse.

A natureza modal dessas ressonâncias é confirmada pela distribuição da componente E_z do campo elétrico no laminado dielétrico, apresentada na Fig. 5. Na frequência em torno de $f_r \approx 3,65$ GHz, observa-se um padrão de campo cuja distribuição é análoga à do modo TM_{10} . Entretanto, a ressonância associada à estrutura corresponde ao modo TM_{11} -like. Isso ocorre porque as vias metálicas de curto-circuito posicionadas ao longo das extremidades na direção W introduzem condições adicionais de contorno elétrico que suprimem eletricamente as fendas irradiantes originalmente localizadas nessas bordas. Como consequência, a variação transversal

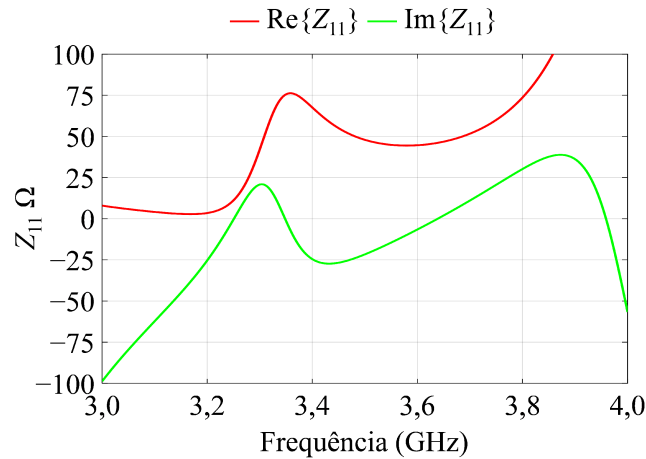


Figura 4 – Impedância de entrada do Modelo 2 em função da frequência.

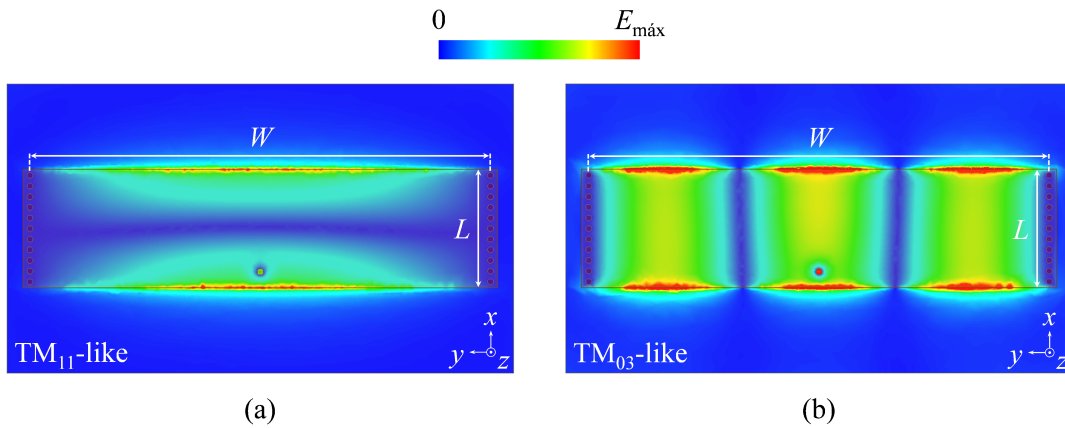


Figura 5 – Distribuição da componente E_z do campo elétrico no interior do substrato para o Modelo 2: (a) modo TM_{11} -like ($f_r \approx 3,65$ GHz) e (b) modo TM_{03} -like ($f_r \approx 3,32$ GHz).

do campo, associada ao índice modal na direção W , passa a contribuir de forma limitada para o mecanismo efetivo de irradiação. Em outras palavras, trata-se de um modo de ordem superior cuja distribuição de campo apresenta morfologia equivalente à de um modo fundamental, porém estabelecida sobre uma área elétrica maior.

Na frequência próxima de $f_r \approx 3,32$ GHz, observa-se um padrão de campo com três variações alternadas ao longo da dimensão longitudinal L , enquanto a distribuição permanece praticamente uniforme na direção transversal W . Esse comportamento caracteriza um padrão modal associado ao modo TM_{03} -like. Em um *patch* retangular convencional, a irradiação associada ao modo TM_{03} ocorreria predominantemente pelas aberturas localizadas nas extremidades da dimensão W . Entretanto, na estrutura proposta, essas bordas encontram-se eletricamente curto-circuitadas pelas vias metálicas, o que suprime as fendas irradiantes correspondentes. Como consequência, esse modo contribui principalmente para a formação da ressonância do sistema, influenciando a resposta de impedância e o acoplamento modal, mas participa de forma limitada no mecanismo efetivo de irradiação da antena.

3 RESULTADOS E DISCUSSÕES

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Com o objetivo de validar o desempenho da antena proposta, foi construído um protótipo com base nos valores finais das variáveis geométricas apresentados na Tabela 1. As fotografias da estrutura fabricada são apresentadas na Fig. 6, na qual se observam as vistas superior (Fig. 6(a)) e inferior (Fig. 6(b)) da antena implementada.

A antena foi fabricada com o auxílio de uma máquina de prototipagem PCB-Proto 1S (Fig. 7(a)), utilizada para a definição da geometria, perfuração dos elementos de curto-circuito e recorte da placa. Em seguida, realizou-se o processo de corrosão química com percloreto de ferro para remoção do excesso de cobre. A caracterização experimental do protótipo concentrou-se na medição do coeficiente de reflexão, obtido por meio de um analisador vetorial de redes Tektronix TTR506A (100 kHz–6,0 GHz), conforme apresentado na Fig. 7(b).

Nas seções a seguir, os resultados obtidos para essa antena são apresentados e discutidos. Além disso, é realizado um estudo comparativo com resultados reportados na literatura, de modo a posicionar o desempenho da antena proposta em relação a outras estruturas desenvolvidas para

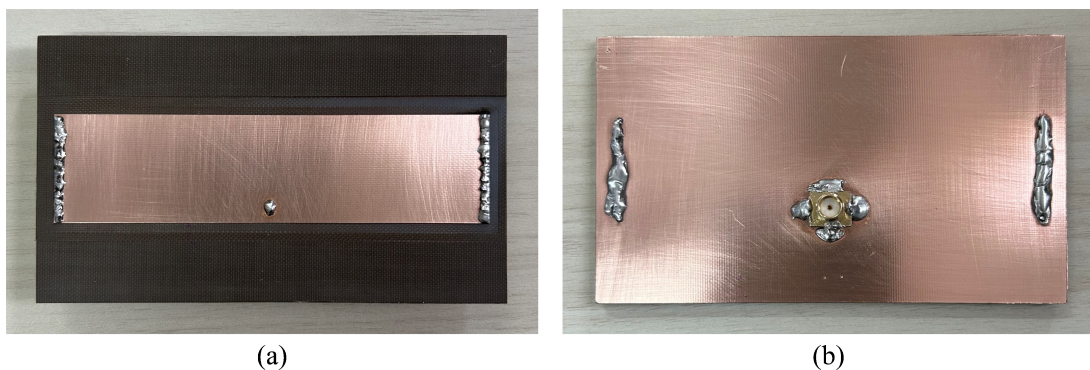


Figura 6 – Fotografias do protótipo. (a) Vista superior. (b) Vista inferior.



Figura 7 – Equipamentos utilizados na fabricação e caracterização do protótipo. (a) Máquina de prototipagem PCB-Proto 1S. (b) Analisador vetorial de redes Tektronix TTR506A.

aplicações na faixa de 3,5 GHz.

3.2 COEFICIENTE DE REFLEXÃO E PERFORMANCE DA IRRADIAÇÃO

3.2.1 Resposta em frequência do casamento de impedância e do ganho na direção *broadside*

A Fig. 8 apresenta a comparação entre os resultados simulados e medidos do coeficiente de reflexão da antena. De modo geral, observa-se boa concordância entre os resultados experimentais e numéricos, o que confirma a consistência do modelo adotado no projeto. Quanto à adaptação de impedância, a antena medida apresenta faixa de operação de 3,27 a 3,84 GHz para $|S_{11}| \leq -10$ dB, correspondendo a uma largura de banda fracionária de aproximadamente 16,03%. As pequenas diferenças entre as curvas simulada e medida podem ser atribuídas a fatores inerentes ao processo de fabricação e à caracterização experimental, tais como tolerâncias dimensionais do protótipo, variações nos parâmetros elétricos do substrato dielétrico e efeitos parasitas não integralmente representados no modelo numérico. Apesar dessas discrepâncias, a resposta medida preserva o comportamento global previsto em simulação, incluindo a característica de dupla ressonância, evidenciada pelas duas regiões de mínimo em $|S_{11}|$, que são diretamente responsáveis pelo alargamento da faixa útil de operação. Dessa forma, os resultados experimentais corroboram a análise desenvolvida no capítulo anterior e confirmam que a antena proposta cobre integralmente a faixa licenciada para aplicações 5G em torno de 3,5 GHz.

A Fig. 8 também apresenta o comportamento do ganho realizável em função da frequência na direção *broadside* da antena ($\theta = 0^\circ$ e $\phi = 0^\circ$). Deve-se destacar que, devido a limitações dos equipamentos disponíveis para caracterização experimental, esse parâmetro foi avaliado apenas por meio de simulações eletromagnéticas. Dentro da faixa de operação considerada (3,3–3,8 GHz), o ganho realizável varia entre 7,21 (3,3 GHz) e 9,56 dBi (3,8 GHz), atingindo valor máximo de aproximadamente 9,62 dBi em $f_r \cong 3,74$ GHz. Esse resultado confirma que a

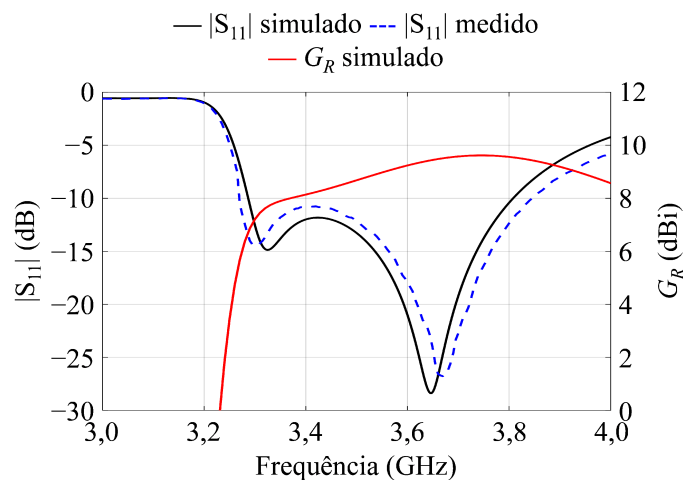


Figura 8 – Resultados de simulação e medição do coeficiente de reflexão da antena proposta, juntamente com o ganho realizável simulado em função da frequência.

estratégia de combinação modal empregada no Modelo 2 permite ampliar significativamente a largura de banda da antena sem comprometer de forma relevante o desempenho em ganho.

3.2.2 Diagramas de irradiação

As Figs. 9(a), (b) e (c) apresentam os diagramas de irradiação simulados em coordenadas polares para três frequências representativas da banda de operação: 3,3 GHz, 3,55 GHz e 3,8 GHz, respectivamente. Foram analisadas as componentes θ e ϕ nos planos xz e yz . Devido a limitações experimentais, os diagramas de irradiação também não foram medidos.

De modo geral, observa-se boa estabilidade do padrão de irradiação ao longo de toda a banda analisada, com o lóbulo principal orientado predominantemente na direção *broadside*. Além disso, os diagramas não apresentam lóbulos laterais significativos, indicando que a maior parte da energia irradiada permanece concentrada na direção principal em toda a faixa útil de frequência.

No plano yz , o padrão de radiação mantém-se praticamente inalterado para as três frequências consideradas. No plano xz , também se observa irradiação predominante em *broadside*; contudo, nas frequências mais baixas da banda é possível notar um leve *tilt* do lóbulo principal. Esse comportamento pode ser explicado pelo fato de que, nessas frequências, a operação da antena ocorre em uma região espectral mais afastada da ressonância que contribui de forma mais significativa para o mecanismo de irradiação, associada ao modo TM_{11} -like. Como consequência, pequenas assimetrias na distribuição modal podem produzir uma ligeira inclinação do feixe principal, sem, entretanto, comprometer o comportamento global de radiação da antena.

3.2.3 Considerações finais

De forma geral, os resultados apresentados nesta seção demonstram que a antena proposta apresenta desempenho consistente em termos de largura de banda, adaptação de impedância,

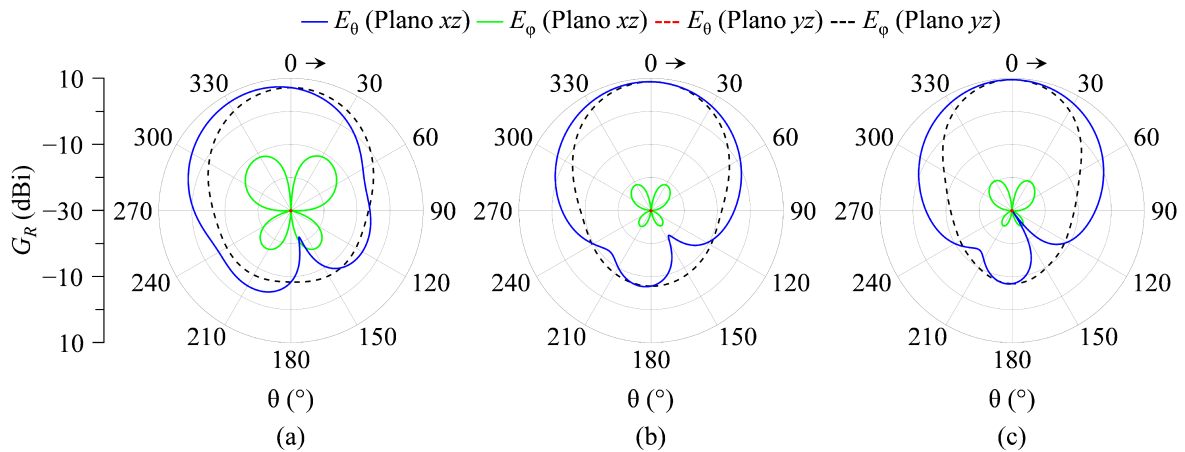


Figura 9 – Diagramas de irradiação da antena proposta em frequências representativas da banda de operação. (a) 3,3 GHz. (b) 3,55 GHz. (c) 3,8 GHz.

ganho realizável e estabilidade dos diagramas de radiação ao longo da faixa de operação. A comparação entre os resultados simulados e experimentais do coeficiente de reflexão evidencia boa concordância, validando o modelo eletromagnético adotado no projeto e confirmando a eficácia da estratégia de excitação multimodal empregada. Adicionalmente, a análise dos padrões de radiação em diferentes frequências da banda mostra que a antena mantém comportamento predominantemente *broadside*, com boa estabilidade angular e ausência de lóbulos laterais significativos.

3.3 ESTUDO COMPARATIVO

Com o objetivo de avaliar o desempenho da antena proposta em relação às soluções reportadas recentemente na literatura para aplicações em sistemas 5G sub-6 GHz, foi realizada uma análise comparativa considerando trabalhos relevantes publicados em periódicos da área de antenas e propagação. Foram analisados projetos destinados à faixa em torno de 3,5 GHz, levando em consideração parâmetros fundamentais de desempenho, tais como largura de banda de impedância, ganho realizável e complexidade estrutural.

A Tabela 3 apresenta uma comparação entre a antena proposta e antenas reportadas em (LI et al., 2020; CHEN et al., 2020; HU et al., 2023; CHANG; WANG, 2022; AN et al., 2018). Os trabalhos selecionados representam diferentes abordagens de projeto, incluindo antenas para estações rádio-base, antenas para terminais móveis e arquiteturas MIMO compactas.

Como pode ser observado, diferentes estratégias têm sido exploradas na literatura para atender aos requisitos de antenas destinadas às aplicações 5G sub-6 GHz. No trabalho apresentado em (LI et al., 2020), por exemplo, é proposta uma antena filtrante com alimentação diferencial e dupla polarização para aplicações em estações rádio-base. Essa abordagem permite obter elevada seletividade espectral e bom isolamento entre portas, porém a estrutura apresenta maior complexidade devido à presença de múltiplos elementos ressonantes e de uma rede de alimentação diferencial.

Já em (CHEN et al., 2020), é apresentado um arranjo MIMO de oito elementos projetado para smartphones metálicos que opera nas bandas n77, n78 e n79. Embora essa abordagem

Tabela 3 – Comparação entre a antena proposta e trabalhos da literatura para aplicações 5G na faixa de 3,5 GHz

Referência	Faixa de operação (GHz)	BW em $ S_{11} $ (%)	Ganho (dBi)	Complexidade
(LI et al., 2020)	3.3–3.8 (dual-band)	~10	~8	Alta
(CHEN et al., 2020)	3.3–5.0	~20	~0–2	Alta
(HU et al., 2023)	3.3–3.6	~8	~0–1	Média
(CHANG; WANG, 2022)	3.4–3.6	~6	~0.5	Média
(AN et al., 2018)	2.84–5.17	58.3	~5	Alta
Este trabalho	3.3–3.8	~16	7.2–9.6	Baixa

permita ampla cobertura espectral, o ganho individual de cada elemento permanece relativamente baixo, característica comum em antenas compactas destinadas a dispositivos móveis.

Estratégias semelhantes são adotadas em (HU et al., 2023) e (CHANG; WANG, 2022), nas quais múltiplos modos ortogonais são explorados para melhorar o desempenho de módulos MIMO compactos. Em (HU et al., 2023), um par de antenas composto por um *bent loop* e um monopolo em forma de T é utilizado para excitar modos ortogonais, permitindo melhorar o isolamento entre portas. De maneira semelhante, (CHANG; WANG, 2022) apresenta um módulo de quatro antenas baseado em elementos PIFA organizados em configuração rotacionada para operação nas bandas N78 e N79. Apesar da eficiência dessas soluções para integração em terminais móveis, os ganhos obtidos são relativamente reduzidos devido às limitações impostas pelo tamanho compacto e pela presença do plano de terra do dispositivo.

Por outro lado, o trabalho apresentado em (AN et al., 2018) explora uma estratégia baseada no acoplamento de múltiplos modos ressonantes em uma antena de microfita para ampliar significativamente a largura de banda de operação. Embora essa abordagem permita alcançar larguras de banda bastante elevadas, a estrutura resultante envolve múltiplos elementos radiantes e maior complexidade geométrica.

Em contraste com essas abordagens, a antena proposta neste trabalho utiliza uma estratégia de combinação modal controlada baseada na excitação simultânea de modos TM_{11} -like e TM_{03} -like em uma única estrutura de *patch*. Essa técnica permite ampliar a largura de banda de impedância mantendo simultaneamente ganho elevado e padrões de radiação estáveis ao longo da faixa de operação.

Como evidenciado na Tabela 3, a antena proposta apresenta ganho significativamente superior ao das soluções destinadas a dispositivos móveis, mantendo valores entre aproximadamente 7,2 dBi e 9,6 dBi dentro da banda de operação. Além disso, a antena mantém irradiação predominantemente *broadside*, com ausência de lóbulos laterais significativos e boa estabilidade angular dos diagramas de radiação ao longo da banda.

Outro aspecto relevante refere-se à simplicidade estrutural. Enquanto diversas soluções reportadas em (LI et al., 2020; CHEN et al., 2020; HU et al., 2023; CHANG; WANG, 2022; AN et al., 2018) utilizam múltiplos elementos radiantes, redes de alimentação complexas ou arquiteturas MIMO com vários elementos, a antena proposta mantém uma configuração relativamente simples baseada em um único elemento de microfita com perturbação modal controlada.

Portanto, os resultados comparativos indicam que a antena proposta oferece uma combinação particularmente atrativa de características para aplicações em sistemas 5G sub-6 GHz, reunindo simultaneamente: largura de banda adequada para a faixa de 3,5 GHz; ganho realizável elevado; diagramas de irradiação estáveis com irradiação predominantemente *broadside*; geometria simples e de fácil fabricação. Essas características tornam a antena proposta uma alternativa eficiente para aplicações em estações rádio-base, pequenos sistemas de comunicação sem fio e outras plataformas onde são desejados simultaneamente ganho elevado e operação em banda relativamente larga.

4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

4.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o desenvolvimento, a análise e a validação experimental de uma antena de microfitas projetada para operar na faixa de 3,5 GHz, destinada a aplicações em sistemas de comunicação sem fio de quinta geração. A proposta baseou-se na exploração controlada de modos superiores de ressonância em um *patch* retangular modificado por meio da inserção de vias metálicas de curto-circuito estrategicamente posicionadas.

Inicialmente, foi analisada uma antena de referência operando no modo fundamental TM_{10} , cuja resposta eletromagnética foi investigada tanto por meio de formulações analíticas baseadas no modelo de cavidade quanto por simulações em onda completa utilizando o software Ansys HFSS. Os resultados demonstraram que, embora essa configuração apresente desempenho satisfatório em termos de ganho realizável, sua largura de banda permanece limitada pelo caráter ressonante intrínseco das antenas de microfitas convencionais.

A partir dessa análise, foi proposta uma modificação estrutural que permitiu a excitação simultânea de dois modos ressonantes de ordem superior, identificados como TM_{03} -like e TM_{11} -like. A presença das vias metálicas alterou as condições de contorno eletromagnéticas do ressonador, possibilitando aproximar as frequências de ressonância desses modos e, consequentemente, gerar uma resposta de dupla ressonância responsável pela ampliação da banda de operação.

O comportamento modal da estrutura foi investigado por meio de um estudo paramétrico envolvendo a razão geométrica W/L , demonstrando que esse parâmetro exerce influência direta sobre o espaçamento entre as frequências ressonantes dos modos envolvidos. A análise permitiu identificar a razão $W/L = 3,9$ como a configuração mais adequada para posicionar a banda de operação dentro da faixa licenciada para aplicações 5G em torno de 3,5 GHz.

Com base nos valores finais de projeto, a antena proposta apresentou largura de banda fracionária simulada de aproximadamente 14,65% para o critério $|S_{11}| \leq -10$ dB, abrangendo o intervalo de 3,29 a 3,81 GHz. Os resultados experimentais obtidos a partir da caracterização do protótipo fabricado indicaram largura de banda ainda ligeiramente superior, de aproximadamente 16,03%, compreendendo a faixa de 3,27 a 3,84 GHz, em boa concordância com os resultados simulados.

Além da ampliação da largura de banda, a antena apresentou desempenho satisfatório em termos de ganho realizável, variando entre aproximadamente 7,21 dBi (3,3 GHz) e 9,56 dBi (3,8 GHz) ao longo da banda operacional (faixa licenciada), com valor máximo próximo de 9,62 dBi (3,74 GHz). Os diagramas de radiação obtidos por simulação mostraram comportamento estável ao longo da faixa de operação, com irradiação predominantemente na direção *broadside* e ausência de lóbulos laterais significativos.

A comparação com trabalhos reportados recentemente na literatura evidenciou que a antena proposta apresenta desempenho competitivo para aplicações em sistemas 5G sub-6 GHz. Em particular, destaca-se a combinação de três características importantes: largura de banda suficiente para cobrir integralmente a faixa licenciada de 3,3 a 3,8 GHz, ganho realizável relativamente elevado e simplicidade estrutural. Diferentemente de diversas soluções baseadas em arquiteturas MIMO complexas ou em múltiplos elementos radiantes, a antena desenvolvida mantém uma configuração simples baseada em um único elemento de microfitas com perturbação modal controlada, o que favorece sua fabricação e integração em sistemas práticos.

Dessa forma, os resultados obtidos demonstram que a estratégia de combinação modal baseada nos modos TM_{03} -like e TM_{11} -like constitui uma alternativa eficiente para o desenvolvimento de antenas de microfitas de banda larga e ganho relativamente elevado destinadas a aplicações em sistemas 5G operando na faixa de 3,5 GHz.

4.2 TRABALHOS FUTUROS

Embora os resultados obtidos neste trabalho tenham demonstrado a viabilidade e a eficácia da antena proposta, diversas possibilidades de investigação podem ser exploradas em estudos futuros com o objetivo de ampliar ainda mais o desempenho e o campo de aplicação da estrutura desenvolvida.

Uma primeira direção de pesquisa consiste na realização de medições completas dos diagramas de radiação e do ganho realizável em câmara anecoica. Neste trabalho, devido a limitações experimentais, a avaliação do ganho foi realizada apenas por meio de simulações eletromagnéticas. A caracterização experimental completa permitiria validar de forma mais abrangente o desempenho em irradiação da antena e avaliar parâmetros adicionais, como eficiência de radiação e diretividade.

Também se mostra interessante explorar a adaptação da antena proposta para arquiteturas de múltiplos elementos, como arranjos lineares ou planares. A utilização da antena em configurações de arranjo poderia permitir aumento adicional do ganho e controle mais preciso do diagrama de irradiação, possibilitando aplicações em sistemas de comunicação que exijam maior diretividade ou formação de feixes (*beamforming*).

Outra linha de investigação promissora consiste na adaptação da estrutura para aplicações em sistemas MIMO. A integração de múltiplos elementos baseados na mesma topologia poderia permitir o desenvolvimento de módulos compactos com maior capacidade espectral, mantendo simultaneamente bom isolamento entre portas e desempenho adequado em termos de eficiência e largura de banda.

Adicionalmente, podem ser exploradas modificações geométricas capazes de ampliar ainda mais a largura de banda ou introduzir funcionalidades adicionais à antena, como seletividade espectral ou polarização circular. Estruturas parasitas, ressonadores acoplados ou técnicas de alimentação alternativas podem ser investigadas com esse propósito.

Por fim, outra possibilidade relevante consiste em estudar a adaptação do conceito de excitação multimodal empregado neste trabalho para outras faixas de frequência de interesse em sistemas de comunicação sem fio, incluindo aplicações em bandas superiores do espectro sub-6 GHz ou em frequências milimétricas. Esse tipo de investigação poderia contribuir para o desenvolvimento de novas arquiteturas de antenas compactas e de alto desempenho para futuras gerações de sistemas de comunicação sem fio.

Assim, as perspectivas apresentadas indicam que a estratégia de engenharia modal explorada neste trabalho possui potencial para evoluções futuras, abrindo caminho para o desenvolvimento de novas soluções de antenas capazes de atender às demandas crescentes das tecnologias de comunicação sem fio.

REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (ANATEL). *Ato nº 16.539, de 17 de novembro de 2023: Requisitos técnicos e operacionais para uso de faixas de radiofrequências associadas aos serviços de interesse coletivo*. Brasília, DF: Anatel, 2023. Acesso em: 27 fev. 2026. Disponível em: <<https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/atos-de-requisitos-tecnicos-de-gestao-do-espectro/2023/1904-ato-16539>>.
- AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (ANATEL). *Ato nº 915, de 1 de fevereiro de 2024: Requisitos técnicos e operacionais para uso das faixas de radiofrequências associadas ao Serviço Limitado Privado*. Brasília, DF: Anatel, 2024. Acesso em: 27 fev. 2026. Disponível em: <<https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/atos-de-requisitos-tecnicos-de-gestao-do-espectro/2024/1920-ato-915>>.
- AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES (ANATEL). *Resolução nº 773, de 16 de janeiro de 2025. Dispõe sobre condições de uso de radiofrequências e estabelece, entre outros, o arranjo da faixa de 3.300 MHz a 3.800 MHz (3,5 GHz)*. Brasília, DF: Anatel, 2025. Art. 23 (Faixa de 3.500 MHz). Acesso em: 27 fev. 2026. Disponível em: <<https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2025/2002-resolucao-773>>.
- AN, W. et al. Low-profile and wideband microstrip antenna with stable gain for 5g wireless applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 17, n. 4, p. 621–624, 2018.
- BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. [S.l.]: Wiley Interscience, 2005.
- BHARTIA, P. et al. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.
- CAO, Y. et al. Broadband and high-gain microstrip patch antenna loaded with parasitic mushroom-type structure. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 18, n. 7, p. 1405–1409, 2019.
- CHANG, L.; WANG, H. Dual-band four-antenna module covering n78/n79 based on pifa for 5g terminals. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 21, n. 1, p. 168–172, 2022.
- CHEN, C. A high-gain wideband dual-polarized differential-fed filtering shorting-pin-loaded microstrip patch antenna fed by modified l-probes. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 25, n. 2, p. 796–799, 2026.
- CHEN, H.-D. et al. Broadband eight-antenna array design for sub-6 ghz 5g nr bands metal-frame smartphone applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 19, n. 7, p. 1078–1082, 2020.
- CHENG, J. et al. A compact low-profile vehicular 5g mimo antenna system. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 24, n. 8, p. 2422–2426, 2025.
- CHENG, S.-H.; CHEN, S.-C.; HUANG, W.-Y. Low-profile mimo trapezoidal patch antenna for 5g wideband mobile antenna application. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 24, n. 3, p. 696–700, 2025.

- DEARNLEY, R.; BAREL, A. A comparison of models to determine the resonant frequencies of a rectangular microstrip antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 37, n. 1, p. 114–118, 1989.
- DHAUNDIA, G.; VINOY, K. J. A high-gain wideband microstrip patch antenna with folded ground walls. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 22, n. 2, p. 377–381, 2023.
- GUIMARÃES, D. A. *Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm*. Heidelberg: Springer, 2009. ISBN 978-3-642-01358-4.
- HU, W. et al. Dual-band antenna pair with high isolation using multiple orthogonal modes for 5g smartphones. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 71, n. 2, p. 1949–1954, 2023.
- JACKSON, D.; ALEXOPOULOS, N. Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth, and efficiency of a resonant rectangular patch. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 39, n. 3, p. 407–410, 1991.
- LI, Y. et al. Differentially fed, dual-band dual-polarized filtering antenna with high selectivity for 5g sub-6 ghz base station applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 68, n. 4, p. 3231–3236, 2020.
- LIU, G. et al. Bandwidth and gain enhancement of a single-layer filtering patch antenna using reshaped tm_{12} mode. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 23, n. 1, p. 314–318, 2024.
- PASHAKI, M. M. et al. A corrugated all-metal vivaldi antenna for 5g phased array applications. *IEICE Transactions on Communications*, E108-B, n. 8, p. 870–875, 2025.
- PU, L. et al. A compact high-gain circularly polarized microstrip antenna with enhanced bandwidth. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 25, n. 2, p. 731–734, 2026.
- SANTOS, R. A. et al. Dual-polarized microstrip patch antenna with enhanced bandwidth and gain using mode perturbation and $\lambda/4$ resonator coupling. *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, v. 7, n. 1, p. 79–90, 2026.
- WANG, Z.; LIU, J.; LONG, Y. A simple wide-bandwidth and high-gain microstrip patch antenna with both sides shorted. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 18, n. 6, p. 1144–1148, 2019.
- WEN, J.; XIE, D.; ZHU, L. Bandwidth-enhanced high-gain microstrip patch antenna under tm_{30} and tm_{50} dual-mode resonances. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 18, n. 10, p. 1976–1980, 2019.



ANEXO I - Declaração sobre o Uso de Inteligência Artificial

Aluno (a): Joel Elias Paulino

Matrícula: 41911ETE011

Título PFCII: Antena de microfita multimodo (TM03/TM11) com ganho e largura de banda aprimorados para 5G em 3,5 GHz

Eu, aluno(a) com nome e matrícula supracitados, e com o respectivo trabalho de PFCII, declaro para os devidos fins que as informações prestadas a seguir refletem de forma verídica e completa o uso ou não uso de ferramentas de Inteligência Artificial neste trabalho, em conformidade com a Resolução COLCGETPM N° 19, DE 17 DE DEZEMBRO DE 2025.

SELECIONE UMA DAS OPÇÕES A SEGUIR:

☐ **NÃO HOUE USO DE FERRAMENTAS DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL**

(Se marcar esta opção, não é necessário preencher os campos 1 a 4)

Declaro que não utilizei, em nenhuma etapa do desenvolvimento do presente trabalho, ferramentas de Inteligência Artificial para qualquer finalidade e assumo integral responsabilidade pelo conteúdo.

☒ **HOUE USO DE FERRAMENTAS DE INTELIGÊNCIA ARTIFICIAL**

(Preencher os campos obrigatórios abaixo, assinalando obrigatoriamente os itens 3 e 4)

Declaro que utilizei, durante o desenvolvimento do presente trabalho, as seguintes ferramentas de Inteligência Artificial e informações descritas nos itens de 1 a 4.

1. Ferramenta(s) e versão(ões) predominante(s): GPT-5

2. Propósito(s) (marque todos os que se aplicam):

- ☐ Exploração inicial de ideias.
- ☐ Busca de referências bibliográficas.
- ☒ Revisão de linguagem (por exemplo, melhoria de gramática ou correção de ortografia).
- ☐ Tradução técnica (conversão do texto ou partes dele para outro idioma).
- ☐ Geração automatizada de tabelas, gráficos ou figuras a partir de dados previamente analisados pelos autores.
- ☐ Programação: sugestão, depuração e documentação de códigos computacionais.

☐ Outros (especificar): _____



3. Autoria e validação humana:

☒ Informo que a autoria intelectual do manuscrito, bem como sua supervisão e validação, são de minha responsabilidade e que o uso de ferramentas de IA foi exclusivamente para os propósitos acima declarados.

4. Princípios éticos:

☒ Declaro que a utilização das ferramentas de IA seguiu práticas éticas, não incluindo atividades que comprometam a integridade científica tais como a geração de conteúdo original, manipulação de dados, plágio, interpretações ou análises pela IA.

☒ Declaro que respeitei direitos autorais, licenças, confidencialidade e políticas editoriais.

☒ Declaro que não enviei dados inéditos ou sensíveis à serviços que utilizam conteúdos para treinamento de modelos, exceto em plataformas institucionais ou com garantias contratuais de confidencialidade e não retenção, assegurando conformidade com a LGPD (Lei nº 13.709/2018) e demais normas de proteção de dados.

Data: 31/03/2026

Documento assinado digitalmente
gov.br JOEL ELIAS PAULINO
Data: 31/03/2026 13:33:34-0300
Verifique em <https://validar.itl.gov.br>

Assinatura do(a) Discente