

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES
CAMPUS PATOS DE MINAS**

NATANAEL MAGALHAES LIMA DE SOUSA

**ANTENA DE MICROFITA DE DUPLA POLARIZAÇÃO DE
ALTO GANHO E BANDA LARGA BASEADA EM
PERTURBAÇÃO MODAL E RESSONADORES DE $\lambda/4$**

**Patos de Minas – MG
2026**

NATANAEL MAGALHAES LIMA DE SOUSA

**ANTENA DE MICROFITA DE DUPLA POLARIZAÇÃO DE
ALTO GANHO E BANDA LARGA BASEADA EM
PERTURBAÇÃO MODAL E RESSONADORES DE $\lambda/4$**

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.

**Patos de Minas – MG
2026**

NATANAEL MAGALHAES LIMA DE SOUSA

**ANTENA DE MICROFITA DE DUPLA POLARIZAÇÃO DE
ALTO GANHO E BANDA LARGA BASEADA EM
PERTURBAÇÃO MODAL E RESSONADORES DE $\lambda/4$**

**Este Projeto Final de Curso foi julgado adequado para obtenção do
título de “Engenheiro Eletrônico e de Telecomunicações” e aprovado em
sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações.**

Patos de Minas – MG, 29 de Julho de 2026.

Banca Examinadora:

**Prof. Dra. Karine Barbosa Carbonaro
FEELT – UFU**

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

**Prof. Dr. Renan Alves dos Santos
FEELT – UFU**

Dedico este trabalho à todos que me apoiaram durante minha jornada, em especial à Vovó DIDI.

“Aquilo que não me mata só me fortalece.”

Friedrich Nietzsche

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por me conceder força, resiliência e perseverança ao longo de toda esta trajetória, sustentando-me nos momentos de dificuldade e permitindo-me alcançar mais esta importante conquista em minha vida.

À memória da minha querida avó, Sra. Ivanildes Maria da Costa Silva. Seu amor incondicional, carinho e ensinamentos foram o alicerce da minha formação pessoal e permanecerão para sempre como inspiração em minha caminhada.

Aos meus familiares, em especial aos meus pais, pelo apoio incondicional, pelos inúmeros sacrifícios e pelo amor que sempre me impulsionou a seguir em frente. Aos meus amigos, que compartilharam comigo as angústias e as alegrias desta jornada, oferecendo incentivo, compreensão e companheirismo mesmo nos momentos de maior ausência.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Renan Alves dos Santos, pela orientação exemplar, pela confiança depositada em meu trabalho e por sua dedicação ao longo de todo este projeto. Mais do que orientar esta pesquisa, sua paciência, generosidade intelectual e rigor científico foram fundamentais para meu amadurecimento acadêmico e profissional. Sou profundamente grato por sua disponibilidade constante, pelos valiosos ensinamentos e pelas contribuições decisivas para a qualidade deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Daniel Costa Ramos, que foi muito além de um educador. Agradeço pela confiança, pelo incentivo constante e pelas orientações que marcaram toda a minha trajetória acadêmica, contribuindo significativamente para minha formação.

À Prof.^a Dr.^a Karine Carbonaro, pelo acolhimento, pelos sábios conselhos nos momentos de incerteza e pelo carinho e incentivo demonstrados ao longo de toda a minha jornada acadêmica.

Aos professores Dr. Daniel Chagas do Nascimento e Dr. Ildefonso Bianchi, do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), pela valiosa colaboração neste trabalho. Agradeço pelos conhecimentos compartilhados, pelas discussões técnicas enriquecedoras e pelo indispensável apoio na construção e caracterização experimental dos protótipos, fundamentais para a validação dos resultados obtidos.

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

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

RESUMO

Neste trabalho, apresentam-se o projeto, a análise e a validação experimental de uma antena de microfita quadrada de dupla polarização com largura de banda e ganho realizado aprimorados. A antena proposta opera em modos do tipo TM_{10} e TM_{01} modificados, os quais são excitados de forma independente por meio de duas portas ortogonais. O incremento de ganho é obtido pela incorporação de quatro vias metálicas posicionadas simetricamente entre o elemento radiador e o plano de terra; tal configuração perturba a distribuição do campo eletromagnético no substrato, tornando a antena eletricamente maior em relação ao comprimento de onda na frequência de ressonância. Simultaneamente, a ampliação da largura de banda é alcançada através de um sistema de alimentação composto por pares de ressonadores de linha de microfita de um quarto de comprimento de onda ($\lambda_g/4$). Estes ressonadores introduzem uma ressonância adicional vinculada à rede de alimentação, funcionando como um filtro integrado que, ao ser devidamente acoplado ao modo fundamental modificado do ressonador, resulta em uma expansão significativa da largura de banda de impedância. Diferentemente de abordagens convencionais, este trabalho integra ambas as técnicas em uma única arquitetura de dupla polarização, preservando a compacidade e o baixo perfil da estrutura. O processo de design foi otimizado via método de elementos finitos (FEM), seguido pela fabricação e caracterização de um protótipo em substrato Rogers CuClad 250GX. Os resultados experimentais demonstraram excelente concordância com as previsões computacionais. O dispositivo final alcança uma largura de banda de aproximadamente 7,5% (6,93–7,47 GHz) para $|S_{nn}| \leq -10$ dB. Na frequência de operação de 7,25 GHz, a antena exibe ganho realizado de pico de 10,3 dBi, isolamento entre portas superior a 25,0 dB e discriminação de polarização cruzada de 22,2 dB. Adicionalmente, análises em domínio do tempo confirmam que os parâmetros dispersivos e o atraso de grupo da estrutura não impõem limitações significativas ao desempenho de sistemas de comunicação digital.

Palavras-chave: Alto ganho, antena de microfita, banda larga, dupla polarização, perturbação de modos, ressonador de um quarto de onda.

ABSTRACT

This work presents the design, analysis, and experimental validation of a dual-polarized square microstrip patch antenna with enhanced bandwidth and realized gain. The proposed antenna operates under modified TM_{10} and TM_{01} modes, which are independently excited through two orthogonal feed ports. The gain enhancement is achieved by incorporating four metallic vias symmetrically positioned between the radiator and the ground plane; this configuration perturbs the electromagnetic field distribution within the substrate, making the antenna electrically larger relative to the resonant wavelength. Simultaneously, bandwidth enhancement is attained through a feeding system composed of pairs of quarter-wavelength ($\lambda_g/4$) microstrip line resonators. These resonators introduce an additional resonance associated with the feed network, functioning as an integrated filter that, when properly coupled to the modified fundamental mode of the patch, results in a significant expansion of the impedance bandwidth. Unlike conventional approaches, this work integrates both techniques into a single dual-polarization architecture while maintaining the structure's compactness and low profile. The design process was optimized using the Finite Element Method (FEM), followed by the fabrication and characterization of a prototype on a Rogers CuClad 250GX substrate. Experimental results demonstrated excellent agreement with computational predictions. The final device achieves a fractional bandwidth of approximately 7.5% (6.93–7.47 GHz) for $|S_{nn}| \leq -10$ dB. At the 7.25 GHz operating frequency, the antenna exhibits a peak realized gain of 10.3 dBi, port-to-port isolation greater than 25.0 dB, and cross-polarization discrimination of 22.2 dB. Additionally, time-domain analyses confirm that the dispersive parameters and group delay of the structure do not impose significant limitations on digital communication system performance.

Keywords: High gain, microstrip antenna, wideband, dual-polarization, mode perturbation, quarter-wave resonator.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Configuração da antena de microfita proposta. (a) Antena 1 (b) Antena 2 (c) Antena 3 (d) Antena 4.	20
Figura 2 – Distribuição do campo elétrico no substrato dielétrico da antena proposta. (a) Antena 1 ($f_o = 4,20$ GHz) (b) Antena 2 ($f_{o1} = 7,28$ GHz) (c) Antena 3 ($f_{o2} = 7,24$ GHz) (d) Antena 4 com excitação na Porta 1 ($f_{o2} = 7,24$ GHz) (e) Antena 4 com excitação na Porta 2 ($f_{o2} = 7,24$ GHz).	21
Figura 3 – Desempenho das Antenas 1 e 2. (a) $ S_{11} $ (linha contínua) e G_R (linha tracejada) em função da frequência (b) Diagramas de irradiação no plano xz (c) Diagramas de irradiação no plano yz	23
Figura 4 – Influência dos principais parâmetros de alimentação da Antena 3 na largura de banda. (a) Variação do raio da abertura r_g (b) variação do comprimento dos ressonadores L_r (c) variação do espaçamento de acoplamento g (d) variação da largura da linha de alimentação W_l	26
Figura 5 – Desempenho da Antena 3. (a) $ S_{11} $ e ganho realizado G_R em função da frequência (b) Diagramas de irradiação.	27
Figura 6 – Desempenho da Antena 4. (a) Parâmetros S (b) Ganho realizado para excitação na Porta 1 (c) Ganho realizado para excitação na Porta 2.	28
Figura 7 – Diagramas de irradiação simulados e medidos da Antena 4 proposta. (a) Plano xz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (b) Plano yz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (c) Plano xz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,38$ GHz) (d) Plano yz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,38$ GHz) (e) Plano xz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (f) Plano yz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (g) Plano xz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,38$ GHz) (h) Plano yz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,38$ GHz).	29
Figura 8 – Protótipo da Antena 4 e caracterização experimental. (a) Prototipagem inicial (b) antena usinada (sem vias e conectores) (c) Vista inferior da antena final (d) Vista superior da antena final (e) Medição dos parâmetros S (VNA) (f) Medição dos diagramas de irradiação (sistema MVG StarLab).	31

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dimensões da antena de microfita proposta.	19
Tabela 2 – Comparação entre a antena proposta e antenas de microfita de dupla polarização reportadas na literatura.	32

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G	Quinta geração de sistemas de comunicação móvel
6G	Sexta geração de sistemas de comunicação móvel
DP	<i>Dual-Polarized</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
ITA	Instituto Tecnológico de Aeronáutica
LC	Indutor-capacitor
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MPA	<i>Microstrip Patch Antenna</i>
MVG	<i>Microwave Vision Group</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
RLC	Resistor-indutor-capacitor
SAR	<i>Synthetic Aperture Radar</i>
SLL	<i>Side-Lobe Level</i>
SMA	<i>SubMiniature version A</i>
SP	<i>Single-Polarized</i>
TM	Transversal magnético
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>
XPD	<i>Cross-Polarization Discrimination</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área física da antena
A/λ_0^2	Área elétrica normalizada da antena
BW	Largura de banda fracionária
c	Velocidade da luz no vácuo
C_g	Capacitância de acoplamento entre o patch e os ressonadores
C'	Capacitância distribuída por unidade de comprimento
d	Espaçamento entre os pinos de curto-circuito
E	Campo elétrico
$E_{\max}$	Amplitude máxima do campo elétrico
f	Frequência
f_o	Frequência de operação da Antena 1
f_{o1}	Frequência de operação da Antena 2
f_{o2}	Frequência de operação das Antenas 3 e 4
f_r	Frequência de ressonância
f_{rmn}	Frequência de ressonância do modo TM_{mn}
$f_r^{(res)}$	Frequência de ressonância dos ressonadores de $\lambda_g/4$
g	Espaçamento de acoplamento entre o patch e os ressonadores
G_R	Ganho realizado
$G_{R\max}$	Ganho realizado máximo
h	Espessura do substrato dielétrico
L	Comprimento do patch
L_d	Comprimento do substrato e do plano de terra
L_{eq}	Indutância equivalente dos pinos de curto-circuito
L_l	Comprimento da linha de alimentação

L_p	Indutância associada a um pino de curto-circuito
L_r	Comprimento dos ressonadores de $\lambda_g/4$
L'	Indutância distribuída por unidade de comprimento
m, n	Índices modais
N	Número de pinos de curto-circuito
Q	Fator de qualidade
r	Raio do pino de curto-circuito associado aos ressonadores
r_g	Raio da abertura circular no plano de terra
R	Raio dos pinos de curto-circuito sob o patch
S_{11}	Coeficiente de reflexão da Porta 1
S_{21}	Coeficiente de acoplamento entre as portas
S_{22}	Coeficiente de reflexão da Porta 2
S_{nn}	Coeficiente de reflexão genérico da porta n
W	Largura do patch
W_d	Largura do substrato e do plano de terra
W_l	Largura da linha de alimentação
W_r	Largura dos ressonadores de $\lambda_g/4$
x, y, z	Coordenadas cartesianas
x_o	Posição da sonda coaxial ao longo do eixo x
$\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$	Vetores unitários nas direções cartesianas
Z_0	Impedância característica
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_{eff}	Permissividade efetiva
$\varepsilon_{eff}(L)$	Permissividade efetiva associada à dimensão L

$\varepsilon_{eff}(W)$	Permissividade efetiva associada à dimensão W
θ	Ângulo polar
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre
λ_g	Comprimento de onda guiado
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
π	Constante pi
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas dielétricas

SUMÁRIO

1	Conceitos introdutórios	15
1.1	Contextualização	15
1.2	Estado da Arte	16
1.3	Contribuições deste Trabalho	17
1.4	Metodologia e organização do trabalho	17
1.4.1	Metodologia	17
1.4.2	Organização do trabalho	18
2	Projeto e análises	19
2.1	Geometria	19
2.2	Princípio de funcionamento	21
2.2.1	Análise Modal de Antenas de Microfita Retangulares	21
2.2.2	Antena 1: Configuração de Referência em Modo Fundamental	22
2.2.3	Antena 2: Perturbação Modal por Pinos de Curto-Circuito	23
2.2.4	Antena 3: Alimentação por Ressonadores de $\lambda_g/4$	24
2.2.5	Antena 4: Dupla Polarização por Alimentação Ortogonal	27
3	Resultados Experimentais e Discussão	30
3.1	Procedimentos experimentais e validação	30
3.2	Coeficiente de reflexão e performance da irradiação	30
3.3	Estudo comparativo	31
4	Considerações finais	34
4.1	Conclusões	34
4.2	Trabalhos futuros	35
	Referências	36

1 CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nas últimas décadas, os sistemas de comunicação sem fio têm experimentado um crescimento significativo em termos de capacidade, complexidade e diversidade de aplicações. Tecnologias como radar de abertura sintética (SAR) [1], comunicações via satélite [2] e redes móveis de nova geração [3] impõem requisitos cada vez mais rigorosos aos elementos radiantes, demandando antenas com elevado desempenho, robustez frente a condições adversas de propagação e alta eficiência espectral.

Nesse contexto, antenas de dupla polarização (*dual-polarized* – DP) têm recebido crescente atenção, especialmente em aplicações de estações rádio base para redes 5G e sistemas de comunicação sem fio de próxima geração, devido à sua capacidade de explorar polarizações ortogonais de forma simultânea. Essa característica permite aumentar a capacidade do canal, reduzir os efeitos de desvanecimento por multipercurso e melhorar a confiabilidade do enlace, tornando essas antenas particularmente adequadas para sistemas modernos que demandam elevada eficiência espectral, maior densidade de usuários e enlaces mais robustos [4].

Diversas geometrias de antenas de dupla polarização têm sido propostas na literatura, incluindo estruturas baseadas em dipolos [5], antenas de abertura [6] e ressonadores dielétricos [7]. Dentre essas, as antenas de microfita (*microstrip patch antennas* – MPA) destacam-se devido ao baixo perfil, facilidade de fabricação, baixo custo e compatibilidade com circuitos planares [8].

Entretanto, MPAs convencionais apresentam limitações intrínsecas, como largura de banda estreita e ganho moderado, sobretudo quando operam no modo fundamental (TM_{10} ou TM_{01}) [8]. A largura de banda reduzida decorre de seu comportamento ressonante, podendo ser modeladas como cavidades eletromagnéticas parcialmente abertas, nas quais a energia permanece majoritariamente confinada no substrato dielétrico, resultando em elevado fator de mérito (Q) e resposta em frequência altamente seletiva. Em configurações típicas, com substratos finos ($h \ll \lambda_0$), a largura de banda (BW), para $|S_{11}| < -10$ dB, é geralmente inferior a 3% da frequência central. Adicionalmente, o ganho limitado está associado à reduzida área efetiva de irradiação, uma vez que, no modo fundamental, o patch apresenta dimensões da ordem de $\lambda_r/2 \times \lambda_r/2$, o que restringe a abertura radiativa e, conseqüentemente, a diretividade, resultando em ganhos tipicamente inferiores a 7 dBi.

Diante disso, a literatura recente tem se concentrado no desenvolvimento de técnicas que ampliem simultaneamente a largura de banda e o ganho das MPAs, mantendo suas vantagens estruturais, conforme discutido na seção a seguir.

1.2 ESTADO DA ARTE

A literatura recente apresenta diversas estratégias para superar as limitações de ganho e largura de banda em antenas de microfita (MPAs), preservando, sempre que possível, suas vantagens estruturais. No que se refere ao aumento de ganho, uma abordagem amplamente explorada consiste na operação em modos de ordem superior [9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16]. Nessa estratégia, a antena torna-se eletricamente maior ao excitar ressonâncias de ordem elevada, o que resulta em aumento da área efetiva de irradiação e, conseqüentemente, da diretividade, permitindo a obtenção de ganhos superiores a 15 dBi. Contudo, tais configurações geralmente implicam em maiores dimensões físicas e geometrias mais complexas, frequentemente requeridas para o controle de lóbulos laterais e manutenção da qualidade do diagrama de radiação.

Outra abordagem consiste em modificar o comportamento do modo fundamental, deslocando sua frequência de ressonância por meio da introdução de elementos reativos, como pinos de curto-circuito entre o patch e o plano de terra [17, 18]. Esses elementos introduzem um efeito indutivo que perturba a distribuição de campos no substrato, aumentando o comprimento elétrico da antena e, conseqüentemente, seu ganho. Embora os ganhos obtidos sejam tipicamente inferiores aos alcançados com modos de ordem superior, situando-se em torno de 11 dBi, essa estratégia apresenta como vantagens geometrias mais compactas e menor complexidade de implementação.

No que diz respeito à ampliação da largura de banda, diferentes técnicas têm sido propostas com o objetivo de reduzir o elevado fator de mérito característico dessas antenas. Uma das abordagens mais empregadas baseia-se na combinação de múltiplos modos ressonantes, frequentemente envolvendo modos de ordem superior [19, 20, 21]. Nessa configuração, duas ou mais ressonâncias são projetadas para se sobrepor em frequência, resultando em uma resposta mais larga, com larguras de banda superiores a 13%. Entretanto, assim como nos casos anteriores, essa técnica tende a demandar estruturas maiores e maior complexidade geométrica.

Alternativamente, a utilização de elementos não radiantes acoplados ao patch tem se mostrado uma solução eficiente para o aumento da largura de banda [22, 23]. Nessa abordagem, o sistema passa a apresentar múltiplas ressonâncias: uma associada ao patch e outras provenientes dos elementos acoplados, frequentemente implementados como ressonadores de $\lambda_g/4$. O acoplamento adequado entre essas ressonâncias possibilita a obtenção de larguras de banda superiores a 8%, mantendo, ao mesmo tempo, um compromisso favorável entre desempenho e complexidade estrutural.

De maneira geral, observa-se que, embora avanços significativos tenham sido alcançados, as soluções propostas na literatura frequentemente envolvem compromissos entre ganho, largura de banda, dimensão física e complexidade de projeto. Nesse contexto, torna-se relevante o desenvolvimento de abordagens que conciliem simultaneamente alto ganho e larga largura de banda, sem comprometer as vantagens inerentes das antenas de microfita.

1.3 CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

Este trabalho propõe uma nova abordagem para o aprimoramento simultâneo de ganho e largura de banda em antenas de microfitas de dupla polarização, por meio da combinação de duas técnicas consagradas na literatura: o uso de pinos de curto-circuito para aumento do ganho e a alimentação por ressonadores de $\lambda_g/4$ para ampliação da largura de banda. Embora essas estratégias sejam individualmente bem estabelecidas em antenas de polarização simples, sua aplicação conjunta em uma topologia DP é aqui explorada de forma inédita.

Inicialmente, foi projetada uma antena de polarização simples (SP) operando em um modo TM_{10} -like, incorporando quatro pinos de curto-circuito dispostos simetricamente entre o patch e o plano de terra. A antena é excitada por um par de ressonadores de linha de microfita de $\lambda_g/4$, resultando em uma largura de banda fracionária de aproximadamente 7,4% (6,93–7,46 GHz), para $|S_{11}| \leq -10$ dB, e ganho realizado de 10,2 dBi na frequência central de 7,24 GHz.

A partir dessa configuração, foi desenvolvida a versão de dupla polarização, obtida pela inclusão de um segundo sistema de alimentação, também baseado em ressonadores de $\lambda_g/4$, orientado ortogonalmente ao primeiro. Dessa forma, uma das portas excita um modo TM_{10} -like, enquanto o outro excita um modo TM_{01} -like. A antena final apresenta largura de banda de aproximadamente 7,5% (6,93–7,47 GHz), para $|S_{nm}| \leq -10$ dB, ganho máximo de 10,3 dBi em 7,25 GHz, isolamento entre portas superior a 25 dB e discriminação de polarização cruzada (XPD) de 22,2 dB.

Comparativamente a trabalhos prévios, a proposta apresentada diferencia-se por integrar, em uma única topologia compacta e de baixo perfil, técnicas que usualmente são exploradas de forma isolada. Enquanto abordagens baseadas em pinos de curto-circuito são tipicamente restritas a configurações de porta única, e estratégias de alimentação por ressonadores não consideram perturbações do campo ou operação em dupla polarização, a antena aqui proposta combina esses mecanismos de forma sinérgica, resultando em desempenho superior em termos de ganho, largura de banda, isolamento e pureza de polarização.

Como resultado deste trabalho, foi publicado o artigo:

R. A. Santos, N. M. L. Sousa, I. Bianchi, M. Sharma, R. A. Penchel e D. C. Nascimento, “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*, vol. 7, no. 1, pp. 79–88, Feb. 2026, doi: 10.1109/OJAP.2025.3631572.

1.4 METODOLOGIA E ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

1.4.1 Metodologia

A metodologia adotada neste trabalho baseia-se em uma abordagem quantitativa, integrando análise teórica, modelagem numérica e validação experimental. O desenvolvimento da

antena seguiu uma evolução estruturada, iniciando-se com estudos sobre antenas de microfita, com foco em suas limitações de ganho e largura de banda e nas técnicas de mitigação baseadas na perturbação de modos e em estruturas filtrantes.

Na etapa de projeto, a antena foi desenvolvida de forma progressiva, partindo de uma configuração básica e incorporando, de maneira sistemática, elementos como pinos de curto-circuito e ressonadores de $\lambda_g/4$. A modelagem eletromagnética e as otimizações foram realizadas no Ansys Electronics Desktop (HFSS), utilizando o método dos elementos finitos, por meio de estudos paramétricos voltados ao ajuste das dimensões geométricas, ao casamento de impedância e à maximização do isolamento entre os portas.

Após a validação numérica, foi realizada a fabricação do protótipo por meio de processo convencional de placa de circuito impresso (PCB), utilizando a máquina T-Tech Quick Circuit Milling Machine. A caracterização experimental envolveu a medição dos parâmetros de espalhamento com o analisador vetorial de redes Agilent E5071C, além da avaliação dos diagramas de radiação, ganho e polarização em câmara anecoica, utilizando o sistema MVG StarLab.

A etapa experimental contou com o suporte do Instituto Tecnológico de Aeronáutica (ITA), incluindo infraestrutura laboratorial e colaboração dos professores Dr. Daniel C. Nascimento e Dr. Ildefonso Bianchi, fundamentais para a fabricação e validação prática do dispositivo.

1.4.2 Organização do trabalho

O presente trabalho está estruturado em três capítulos principais, além desta introdução, conforme descrito a seguir:

- **Capítulo 2 – Projeto e Análise:** Apresenta a geometria da antena proposta e seu princípio de funcionamento. Inicialmente, a Subseção A descreve a configuração física do projeto, enquanto a Subseção B aborda o mecanismo de operação, incluindo a análise dos modos excitados e os efeitos das técnicas de perturbação e acoplamento empregadas.
- **Capítulo 3 – Resultados e Discussões:** Apresenta os resultados obtidos por meio de simulações e medições experimentais. A Subseção A discute os parâmetros de espalhamento e o desempenho em irradiação, incluindo ganho e diagramas de irradiação, enquanto a Subseção B realiza um estudo comparativo com trabalhos do estado da arte.
- **Capítulo 4 – Conclusão:** Resume as principais contribuições do trabalho e apresenta as conclusões finais, bem como possíveis direções para trabalhos futuros.

2 PROJETO E ANÁLISES

2.1 GEOMETRIA

A sequência evolutiva que conduz à antena de microfitas proposta é ilustrada na Fig. 1. Todas as configurações são posicionadas no plano xy , centradas na origem $(0,0)$. Os valores dos parâmetros geométricos adotados são apresentados na Tabela 1. O projeto utiliza como substrato dielétrico o material Rogers CuClad 250GX, caracterizado por permissividade relativa $\epsilon_r = 2,55$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0018$ e espessura $h = 1,524$ mm.

A Antena 1, mostrada na Fig. 1(a), corresponde a uma antena de microfita convencional de polarização simples. Essa configuração consiste em um patch quadrado metálico de dimensões $L \times W$, disposto sobre um substrato dielétrico de dimensões $L_d \times W_d$ e espessura h . Abaixo do substrato, encontra-se um plano de terra metálico com as mesmas dimensões. A alimentação é realizada por meio de uma sonda coaxial (conector SMA de 50Ω), posicionada em $(x_o, 0)$. A transição entre o conector coaxial e o patch é implementada por uma abertura circular de diâmetro $2r_g$, ajustada para melhorar o casamento de impedância.

A Antena 2, apresentada na Fig. 1(b), é derivada da configuração anterior com a inclusão de quatro pinos de curto-circuito, dispostos de forma simétrica. Cada pino possui raio R e é espaçado por uma distância d . Esses elementos introduzem uma perturbação na distribuição de corrente sobre o patch, alterando seu comportamento eletromagnético.

A Antena 3, ilustrada na Fig. 1(c), também corresponde a uma antena de polarização simples, sendo obtida a partir da Antena 2 pela substituição do sistema de alimentação por um par de ressonadores de linha de microfita. Essa nova estrutura de alimentação é composta por dois ressonadores de comprimento L_r e largura W_r , conectados a uma linha de microfita de comprimento L_l e largura W_l . Os ressonadores são posicionados a uma distância g do patch, estabelecendo um acoplamento capacitivo. Além disso, ambos compartilham um pino de curto-circuito comum, o que faz com que operem como dois ramos paralelos idênticos. Esse pino introduz uma indutância dependente do seu raio r . Dessa forma, a combinação entre os ressonadores, o pino de curto e o acoplamento capacitivo implementa efetivamente uma resposta

Tabela 1 – Dimensões da antena de microfita proposta.

Antena	Variáveis [mm]														
	L	W	L_d	W_d	x_o	$2r_g$	d	$2R$	L_r	W_r	$2r$	g	L_l	W_l	
1	21	21	55	55	-3,2	2,5	-	-	-	-	-	-	-	-	
2	21	21	55	55	-4,9	2,5	12,8	2	-	-	-	-	-	-	
3	21	21	55	55	-	3,6	12,8	2	6,7	1	1,27	2,5	10,6	3,5	
4	21	21	55	55	-	3,6	12,8	2	6,7	1	1,27	2,5	10,6	3,5	

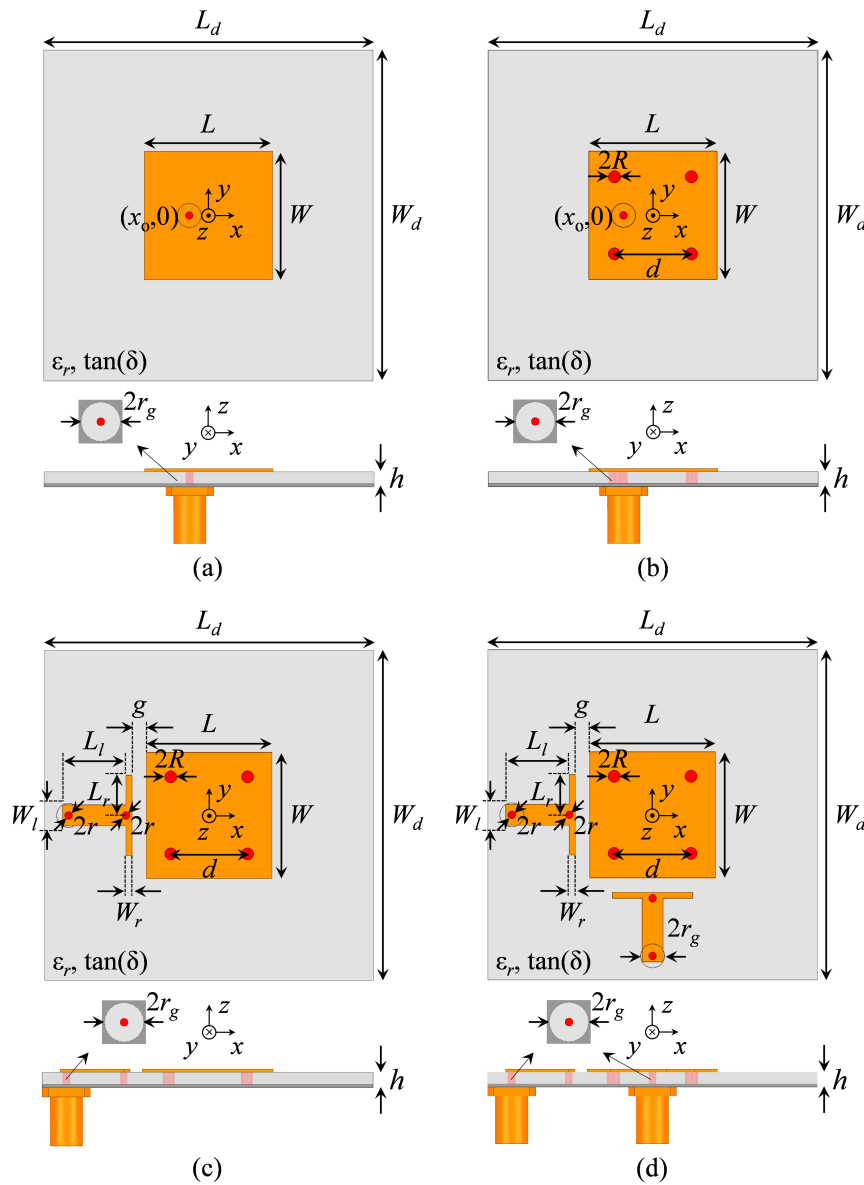


Figura 1 – Configuração da antena de microfita proposta. (a) Antena 1 (b) Antena 2 (c) Antena 3 (d) Antena 4.

de filtro passa-faixa [24, 25], contribuindo tanto para o aumento da largura de banda quanto para a supressão de harmônicos.

Por fim, a Antena 4, mostrada na Fig. 1(d), corresponde à configuração final de dupla polarização. Ela é obtida a partir da Antena 3 pela inclusão de um segundo sistema de alimentação, com dimensões idênticas ao primeiro, porém orientado ortogonalmente. Nessa configuração, dois modos lineares e ortogonais são excitados de forma independente por cada porta, possibilitando a operação em dupla polarização.

2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

2.2.1 Análise Modal de Antenas de Microfita Retangulares

Antenas de microfita retangulares podem ser analisadas, de forma aproximada, por meio do modelo de cavidade [8]. Nesse modelo, o patch é tratado como uma cavidade ressonante que suporta modos TM_{mn} , nos quais os índices m e n indicam o número de semiciclos do campo elétrico nas direções x e y , respectivamente. As frequências de ressonância desses modos podem ser estimadas por [25]:

$$f_{rmn} \cong \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L + 2\Delta L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W + 2\Delta W}\right)^2} \quad (2.1)$$

em que ϵ_{eff} representa a permissividade efetiva do substrato, dada por:

$$\epsilon_{eff} = \begin{cases} \epsilon_{eff}(L) & \text{se } m = 0 \\ \epsilon_{eff}(W) & \text{se } n = 0 \\ \frac{\epsilon_{eff}(L) \epsilon_{eff}(W)}{\epsilon_r} & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.2)$$

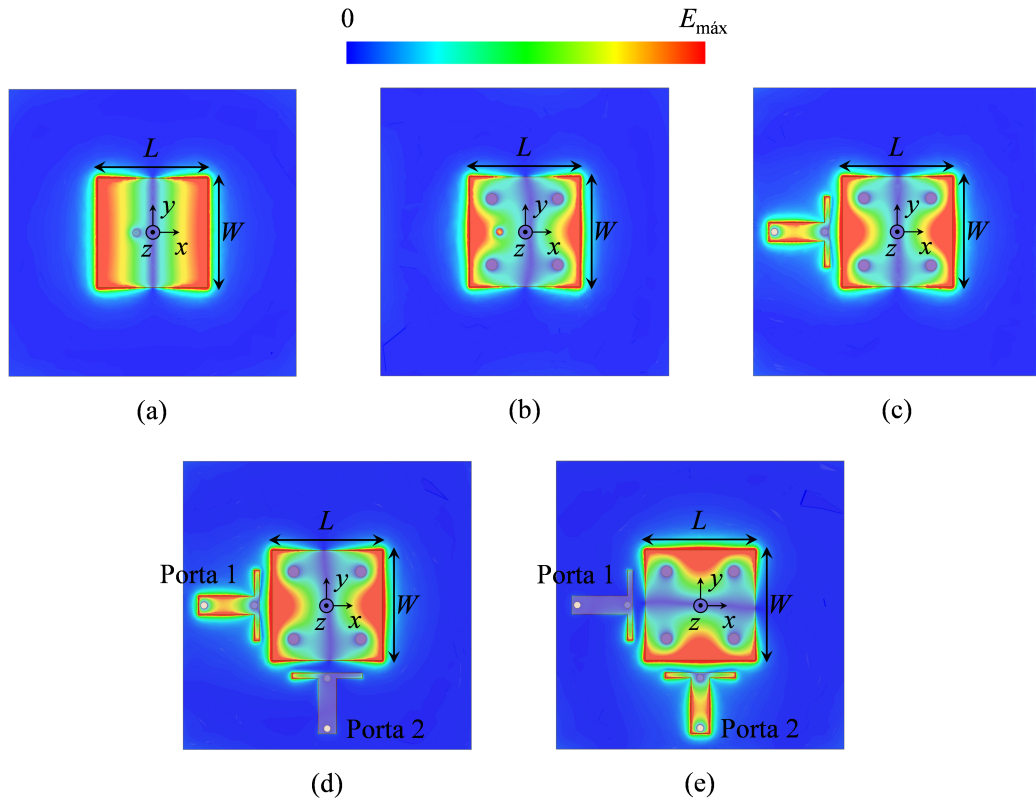


Figura 2 – Distribuição do campo elétrico no substrato dielétrico da antena proposta. (a) Antena 1 ($f_o = 4,20$ GHz) (b) Antena 2 ($f_{o1} = 7,28$ GHz) (c) Antena 3 ($f_{o2} = 7,24$ GHz) (d) Antena 4 com excitação na Porta 1 ($f_{o2} = 7,24$ GHz) (e) Antena 4 com excitação na Porta 2 ($f_{o2} = 7,24$ GHz).

com

$$\epsilon_{eff}(L) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{L}}} \quad (2.3)$$

e

$$\epsilon_{eff}(W) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (2.4)$$

As correções de borda ΔL e ΔW , associadas ao efeito de franja, são dadas por:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff}(W) + 0.3) \left(0.264 + \frac{W}{h} \right)}{(\epsilon_{eff}(W) - 0.258) \left(0.8 + \frac{W}{h} \right)} \quad (2.5)$$

e

$$\frac{\Delta W}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff}(L) + 0.3) \left(0.264 + \frac{L}{h} \right)}{(\epsilon_{eff}(L) - 0.258) \left(0.8 + \frac{L}{h} \right)}. \quad (2.6)$$

Além disso, na condição de ressonância, a distribuição espacial do campo elétrico no substrato dielétrico pode ser aproximada por:

$$E \cong \cos \left(\frac{m\pi x}{L} \right) \cos \left(\frac{n\pi y}{W} \right) \hat{z} \quad (2.7)$$

A irradiação da antena pode ser interpretada como resultante da superposição dos campos irradiados por quatro fendas equivalentes localizadas nas bordas do patch, em $x = \pm L/2$ e $y = \pm W/2$ (Fig. 1). A distribuição de campo descrita por (2.7) determina quais dessas fendas contribuem predominantemente para a irradiação.

Especificamente, no modo TM_{10} , a variação de meio ciclo ocorre ao longo do comprimento L , resultando em radiação dominante pelas bordas nessa direção. Por outro lado, no modo TM_{01} , a variação ocorre ao longo da largura W , fazendo com que a radiação seja predominantemente associada às bordas correspondentes a essa dimensão.

2.2.2 Antena 1: Configuração de Referência em Modo Fundamental

A Antena 1 (Fig. 1(a)) corresponde a uma configuração convencional de polarização simples, projetada para operar no modo fundamental TM_{10} . A distribuição de campo elétrico apresentada na Fig. 2(a) evidencia esse comportamento, mostrando uma variação predominante ao longo do comprimento L do patch, o que resulta em irradiação linearmente polarizada ao longo dessa direção.

O desempenho em frequência é apresentado na Fig. 3(a), a partir da qual se define a frequência de operação $f_o = 4,2$ GHz como aquela em que ocorre o ganho máximo da antena. Ressalta-se que f_o não necessariamente coincide com a frequência de ressonância $f_{r_{mn}}$, embora ambas possam ser próximas dependendo do projeto. Nessa condição, a antena apresenta

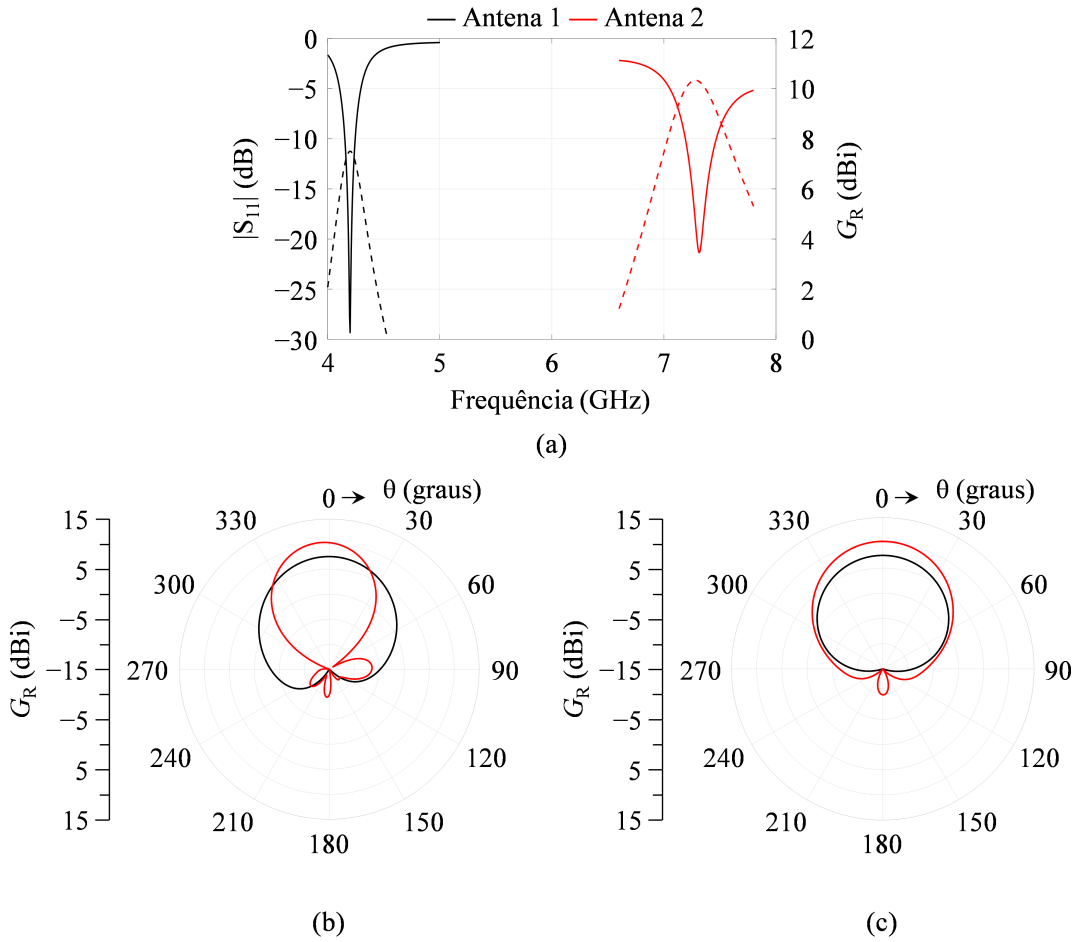


Figura 3 – Desempenho das Antenas 1 e 2. (a) $|S_{11}|$ (linha contínua) e G_R (linha tracejada) em função da frequência (b) Diagramas de irradiação no plano xz (c) Diagramas de irradiação no plano yz .

ganho realizado (G_R) de aproximadamente 7,5 dBi na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$). Adicionalmente, observa-se que a largura de banda, definida para $|S_{11}| < -10$ dB, é da ordem de 2,4%, valor típico de antenas de microfita operando no modo fundamental, as quais apresentam resposta espectral estreita e diretividade moderada.

2.2.3 Antena 2: Perturbação Modal por Pinos de Curto-Circuito

A Antena 2 (Fig. 1(b)) corresponde a uma modificação da configuração convencional, na qual são inseridos quatro pinos de curto-circuito entre o patch e o plano de terra. Essa estrutura foi projetada para operar em um modo TM_{10} -like em $f_{o1} = 7,28$ GHz, conforme evidenciado na distribuição de campo apresentada na Fig. 2(b). Observa-se a formação de meio ciclo do campo elétrico entre as duas bordas radiantes localizadas em $x = \pm L/2$, confirmando a natureza modal da operação.

Os parâmetros geométricos dos pinos foram definidos como $d = 0,6L$ e $R \approx 0,024\lambda_0$, correspondendo à configuração ótima reportada na literatura [17]. A inserção desses elementos altera significativamente a impedância de entrada da antena, o que justifica o reposicionamento

do ponto de alimentação (x_o), conforme indicado na Tabela 1.

Do ponto de vista eletromagnético, os pinos podem ser modelados como indutâncias em derivação [17]:

$$L_p \approx \frac{\mu_0}{2\pi} h \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + R^2}}{R} \right), \quad (2.8)$$

sendo que, para N pinos, a indutância equivalente é dada por:

$$L_{eq} = \frac{L_p}{N}. \quad (2.9)$$

A presença dessas indutâncias modifica a condição de ressonância da cavidade, deslocando a frequência de operação de f_o para f_{o1} , de modo que:

$$\frac{f_{o1}}{f_o} > 1. \quad (2.10)$$

Esse deslocamento decorre da perturbação da distribuição de campo elétrico sob o patch (Fig. 2(b)), mantendo-se, contudo, a orientação dominante e, portanto, a polarização linear da antena. O aumento da frequência de operação reduz o comprimento de onda, tornando a antena eletricamente maior e ampliando a abertura radiativa efetiva, o que favorece maior concentração de energia na direção de máxima irradiação.

Esse comportamento reflete-se diretamente no desempenho apresentado na Fig. 3(a), onde se observa um ganho realizado (G_R) de aproximadamente 10,4 dBi em $\theta = 0^\circ$, representando um aumento de cerca de 2,9 dB em relação à Antena 1. Além disso, os diagramas de radiação nas Figs. 3(b) e 3(c) evidenciam um feixe mais estreito e melhor concentração de energia na região de broadside, com nível de lóbulos laterais de aproximadamente -17,1 dB no plano xz e ausência de lóbulos secundários no plano yz .

Adicionalmente, a largura de banda, definida para $|S_{11}| < -10$ dB, aumenta para aproximadamente 4,1% (7,19–7,49 GHz). Esse aumento pode ser interpretado como um efeito secundário da operação em frequência mais elevada, que resulta no aumento da razão entre a espessura do substrato e o comprimento de onda no espaço livre, reduzindo o fator de qualidade da cavidade equivalente e, consequentemente, ampliando a largura de banda.

Portanto, a inclusão dos pinos de curto-circuito promove simultaneamente o aumento do ganho e da largura de banda, sem alterar a polarização nem as dimensões físicas da antena, evidenciando uma estratégia eficiente de aprimoramento baseada na modificação do comportamento modal da estrutura.

2.2.4 Antena 3: Alimentação por Ressonadores de $\lambda_g/4$

A Antena 3 (Fig. 1(c)) consiste em uma modificação da Antena 2, na qual o sistema de alimentação por sonda coaxial é substituído por um par de ressonadores de $\lambda_g/4$, acoplados capacitivamente ao patch. Essa configuração foi projetada para operar em um modo TM₁₀-like em $f_{o2} = 7,24$ GHz, conforme evidenciado pela distribuição de campo apresentada na Fig. 2(c),

a qual mantém o mesmo padrão modal observado na Antena 2, indicando preservação da polarização linear.

Do ponto de vista físico, a introdução dos ressonadores de $\lambda_g/4$ modifica o mecanismo de excitação da antena, passando de uma estrutura de ressonância única para um sistema de dupla ressonância. Nessa configuração, a resposta em frequência deixa de ser determinada apenas pelo modo TM_{10} -like do patch e passa a ser governada pela interação eletromagnética entre a ressonância do próprio patch e a ressonância associada aos ressonadores de $\lambda_g/4$.

A frequência de ressonância dos ressonadores pode ser aproximada por:

$$L_r \approx \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4f_r^{(res)}\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (2.11)$$

onde $f_r^{(res)}$ representa a frequência de ressonância dos ressonadores de $\lambda_g/4$ e ϵ_{eff} é a permissividade efetiva da linha de microfita.

Como discutido em [24] (Seção II-B), essa configuração pode ser modelada por um circuito equivalente composto por dois ressonadores acoplados, no qual o patch é representado por um circuito RLC (ressonador irradiativo) e os ressonadores de $\lambda_g/4$ por elementos LC adicionais (ressonadores não radiativos). O acoplamento entre essas estruturas pode ser representado por uma capacitância de acoplamento C_g , resultando em uma resposta do tipo duplo polo.

A operação em banda larga ocorre quando as duas ressonâncias presentes no sistema estão suficientemente próximas em frequência. Nessa condição, suas respostas se sobrepõem, resultando na formação de uma banda passante mais ampla.

O acoplamento entre o patch e os ressonadores é controlado pela distância g , sendo responsável por ajustar simultaneamente o casamento de impedância e a largura de banda. Conforme observado em [24], esse parâmetro governa a separação entre os polos de reflexão, permitindo a transição entre comportamento dual-band e banda larga contínua.

Além disso, a linha de alimentação atua como um transformador de impedância, cujo comportamento depende da impedância característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad (2.12)$$

onde L' e C' são as indutâncias e capacitâncias distribuídas por unidade de comprimento da linha. Nesse contexto, a largura W_l é ajustada de modo a garantir o correto casamento entre o conector SMA e a impedância equivalente da estrutura acoplada.

Do ponto de vista prático, os principais parâmetros do sistema de alimentação foram definidos por meio de otimizações numéricas, incluindo r_g , L_r , g , W_l e L_l . A influência desses parâmetros pode ser observada na Fig. 4. O raio r_g (Fig. 4(a)) controla o efeito capacitivo da abertura no plano de terra, compensando a indutância do pino central e impactando diretamente o casamento de impedância no centro da banda. Já o comprimento L_r (Fig. 4(b)) determina a frequência de ressonância dos ressonadores, sendo responsável pelo alinhamento entre as duas ressonâncias do sistema. O espaçamento g (Fig. 4(c)) regula o nível de acoplamento entre os

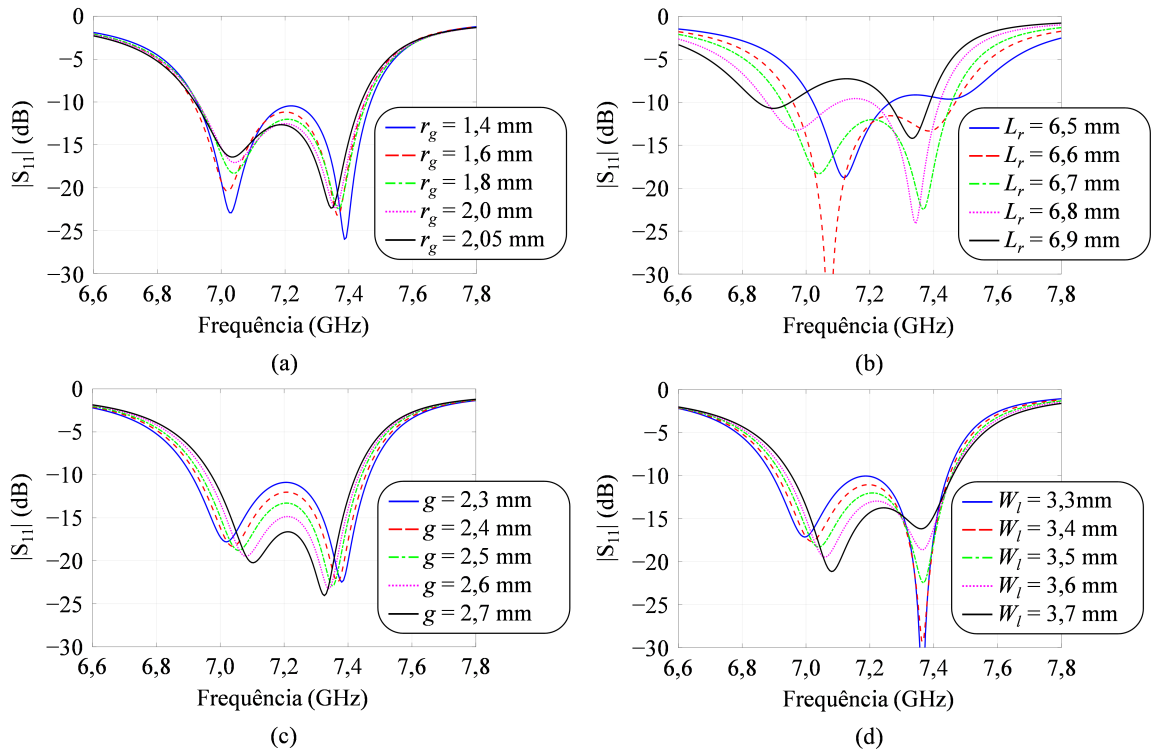


Figura 4 – Influência dos principais parâmetros de alimentação da Antena 3 na largura de banda. (a) Variação do raio da abertura r_g (b) variação do comprimento dos ressonadores L_r (c) variação do espaçamento de acoplamento g (d) variação da largura da linha de alimentação W_l .

ressonadores e o patch, evidenciando um compromisso entre largura de banda e casamento de impedância: valores menores ampliam a banda, enquanto valores maiores melhoram o ajuste na frequência central. Por fim, a largura W_l (Fig. 4(d)) atua como elemento de transformação de impedância, influenciando principalmente a resposta nas extremidades da banda.

Adicionalmente, o comprimento da linha de alimentação L_l foi parametrizado em função das demais variáveis do projeto, sendo expresso como $L_l = L_d/2 + r - L/2 - g - W_r - 4,1$ mm. Essa estratégia permite manter fixa a posição do conector de alimentação, evitando que a linha de microfita ultrapasse os limites do plano de terra. Para simplificar o processo de fabricação, a largura dos ressonadores foi fixada em $W_r = 1$ mm.

Os resultados finais da Antena 3 são apresentados na Fig. 5. Observa-se que a estrutura atinge uma largura de banda de aproximadamente 7,4% (6,93–7,46 GHz) para $|S_{11}| < -10$ dB, representando um aumento de cerca de 1,8 vezes em relação à Antena 2. Esse comportamento confirma a formação de uma resposta de dupla ressonância, na qual a interação entre o patch e os ressonadores de $\lambda_g/4$ resulta na ampliação da banda passante. O ganho realizado permanece elevado, atingindo aproximadamente 10,2 dBi em $\theta = 0^\circ$, indicando que o aumento de banda não compromete significativamente a diretividade.

Os diagramas de radiação apresentados na Fig. 5(b) mostram que o padrão de irradiação é preservado em relação à Antena 2, com feixe principal na direção de broadside e boa simetria nos planos analisados. Observa-se ainda um nível de lóbulos laterais reduzido (SLL $\approx -14,6$ dB

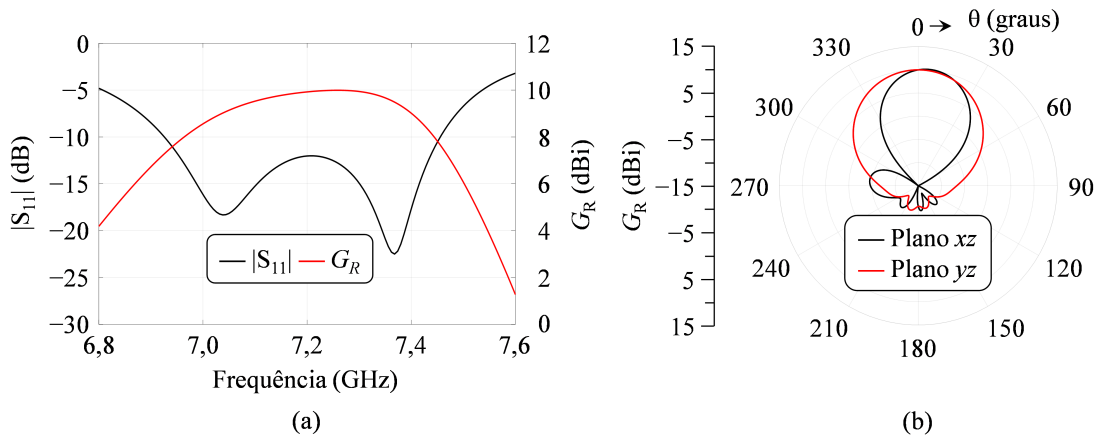


Figura 5 – Desempenho da Antena 3. (a) $|S_{11}|$ e ganho realizado G_R em função da frequência (b) Diagramas de irradiação.

no plano xz) e ausência de lóbulos secundários relevantes no plano yz , evidenciando que a modificação na alimentação não degrada o comportamento angular da antena.

É importante destacar que a introdução dos ressonadores de $\lambda_g/4$ pode acarretar perdas adicionais, uma vez que o sistema de alimentação passa a atuar como um filtro distribuído [24]. No entanto, conforme evidenciado na Fig. 5(a), essa penalização é limitada e compensada pelo ganho expressivo em largura de banda e pela melhoria na seletividade espectral.

Portanto, a Antena 3 demonstra que a utilização de alimentação por ressonadores de $\lambda_g/4$ constitui uma estratégia eficaz para ampliar a largura de banda de antenas de microfitas, mantendo elevado ganho, estabilidade do diagrama de irradiação e boa pureza espectral, por meio da exploração controlada de ressonâncias acopladas.

2.2.5 Antena 4: Dupla Polarização por Alimentação Ortogonal

A Antena 4 (Fig. 1(d)) corresponde à versão de dupla polarização da estrutura proposta, obtida pela inclusão de um segundo sistema de alimentação ortogonal ao primeiro. Nessa configuração, a antena é projetada para operar simultaneamente nos modos TM_{10} -like e TM_{01} -like em $f_{o2} = 7,24$ GHz, conforme evidenciado nas distribuições de campo apresentadas nas Figs. 2(d) e 2(e).

Quando a Porta 1 é excitada, observa-se uma variação de meio ciclo do campo elétrico ao longo do comprimento L do patch, característica do modo TM_{10} -like. Por outro lado, ao excitar a Porta 2, a distribuição de campo apresenta comportamento análogo ao longo da largura W , indicando operação no modo TM_{01} -like. Dessa forma, a antena passa a suportar duas polarizações lineares ortogonais, cuja orientação depende da porta de excitação ativa.

Os parâmetros de espalhamento da Antena 4 são apresentados na Fig. 6(a). Observa-se que a estrutura mantém uma largura de banda de aproximadamente 7,4% (6,93–7,46 GHz), definida por $|S_{11}|$ e $|S_{22}| < -10$ dB, similar à Antena 3. Devido à simetria da geometria, o casamento de impedância é praticamente idêntico em ambas as portas. Além disso, verifica-se

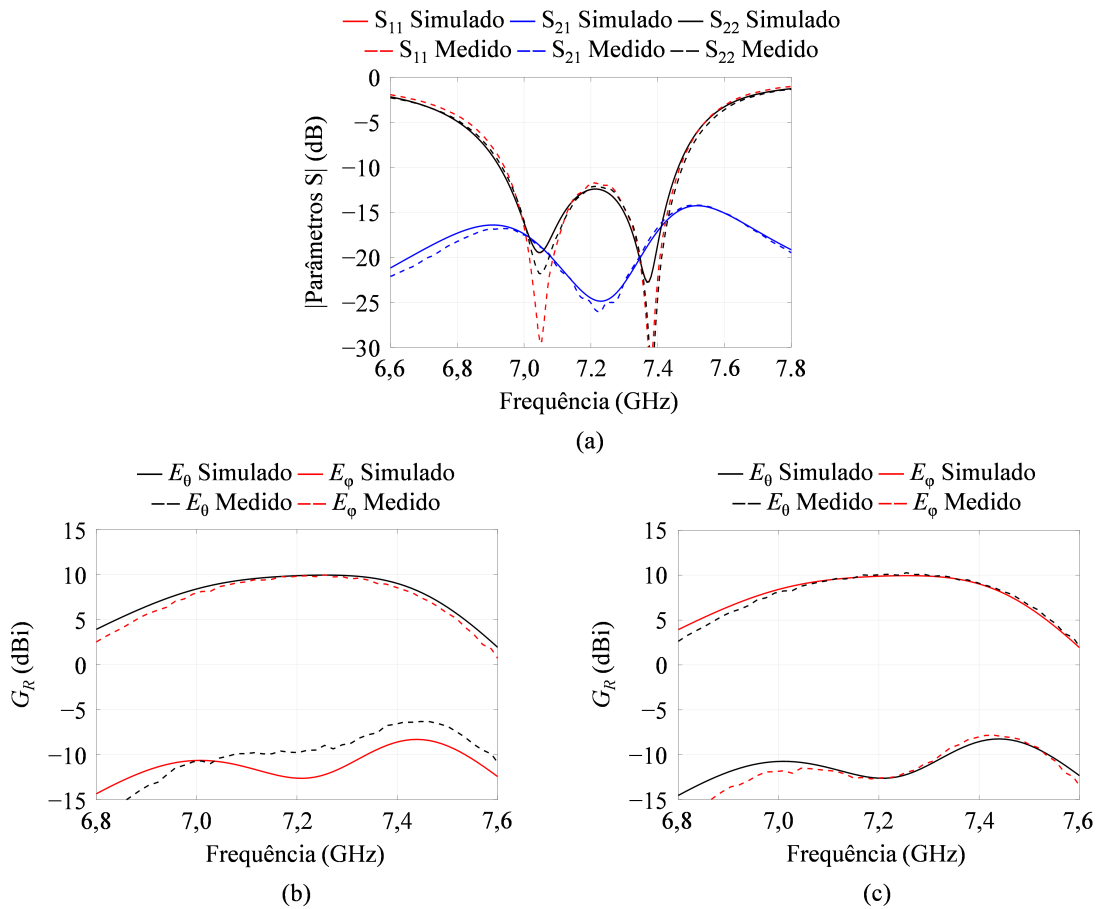


Figura 6 – Desempenho da Antena 4. (a) Parâmetros S (b) Ganho realizado para excitação na Porta 1 (c) Ganho realizado para excitação na Porta 2.

bom isolamento entre portas, com $|S_{21}| < -14,9$ dB ao longo da banda de operação.

O ganho realizado em broadside ($\theta = 0^\circ$), apresentado nas Figs. 6(b) e 6(c), depende da porta excitada, resultando em polarizações ortogonais. A antena apresenta XPD superior a 16 dB em toda a banda, atingindo cerca de 22,5 dB na frequência central. O ganho realizado mantém-se acima de 7,2 dBi, com valor máximo de aproximadamente 10,2 dBi em f_{o2} .

Os diagramas de irradiação da Antena 4 são apresentados na Fig. 7. Observa-se que o comportamento angular é consistente com o da Antena 3, com feixe principal na direção de broadside e boa simetria nos planos analisados. Os níveis de lóbulos laterais permanecem controlados, com valores típicos da ordem de $-13,5$ dB no pior caso, sem a presença de lóbulos secundários significativos nos planos principais.

Portanto, a Antena 4 demonstra que a inclusão de um segundo sistema de alimentação ortogonal permite a obtenção de dupla polarização com bom isolamento entre portas, elevada discriminação de polarização cruzada e manutenção do desempenho em ganho e largura de banda, preservando as características fundamentais da estrutura proposta.

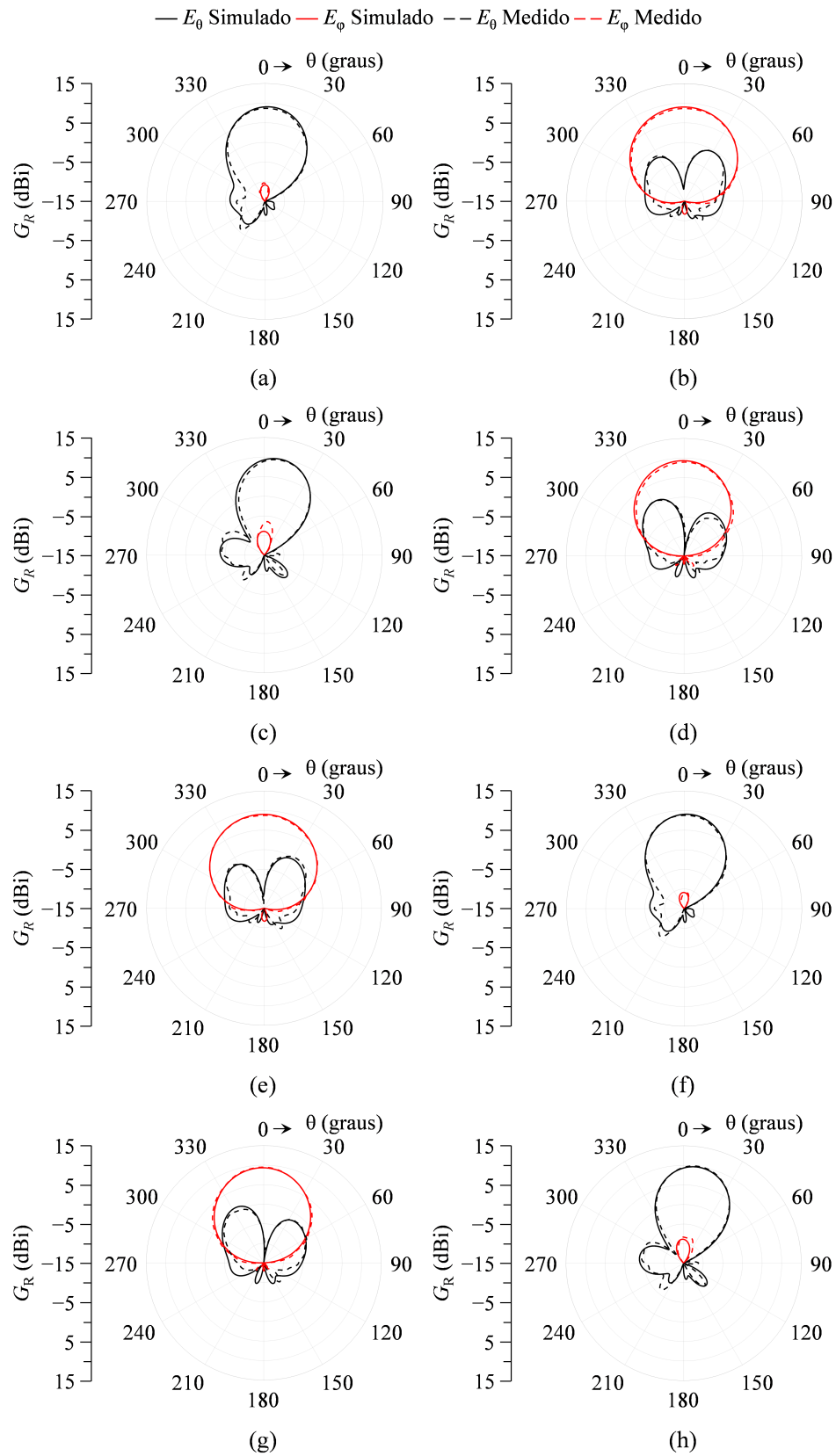


Figura 7 – Diagramas de irradiação simulados e medidos da Antena 4 proposta. (a) Plano xz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (b) Plano yz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (c) Plano xz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,38$ GHz) (d) Plano yz , Porta 1 ($f_{o2} = 7,38$ GHz) (e) Plano xz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (f) Plano yz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,05$ GHz) (g) Plano xz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,38$ GHz) (h) Plano yz , Porta 2 ($f_{o2} = 7,38$ GHz).

3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS E DISCUSSÃO

3.1 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS E VALIDAÇÃO

Com o objetivo de validar experimentalmente o desempenho da antena proposta, foi fabricado um protótipo e realizada sua caracterização. O processo envolveu fabricação em placa de circuito impresso e medições em ambiente controlado. Os parâmetros geométricos adotados correspondem aos valores apresentados na Tabela 1, garantindo consistência entre o modelo numérico e o dispositivo físico. Assim, os resultados experimentais permitem validar diretamente o desempenho da antena em relação às previsões obtidas por simulação.

A antena foi fabricada por usinagem em PCB utilizando a máquina T-Tech Quick Circuit Milling Machine. A Fig. 8 ilustra as etapas de fabricação. Inicialmente, a Fig. 8(a) mostra a remoção parcial do cobre para definição do padrão metálico. Em seguida, a Fig. 8(b) apresenta a antena usinada, ainda sem vias e conectores. Após a inserção das vias e a soldagem dos conectores SMA, obtém-se a estrutura final, mostrada nas Figs. 8(c) e 8(d), correspondentes às vistas inferior e superior, respectivamente.

A caracterização experimental dos parâmetros de espalhamento foi realizada utilizando um analisador vetorial de redes Agilent E5071C, conforme ilustrado na Fig. 8(e). Nessa etapa, foram medidos os parâmetros S_{11} , S_{22} e S_{21} , permitindo avaliar o casamento de impedância e o isolamento entre as portas da antena. Durante as medições, foram adotados cuidados para minimizar efeitos parasitas, como o uso de cabos calibrados e a correta fixação do protótipo.

Por fim, a caracterização dos diagramas de irradiação, ganho e polarização foi realizada com o sistema MVG StarLab (Fig. 8(f)), que emprega medições em campo próximo esférico com tecnologia multiprobe. Nesse sistema, a antena sob teste é cercada por um conjunto de sondas que capturam simultaneamente o campo em diferentes direções, enquanto a rotação azimutal complementa a varredura angular. Os dados obtidos são então transformados para o domínio de campo distante, permitindo a reconstrução dos padrões tridimensionais de radiação, ganho e demais parâmetros da antena.

3.2 COEFICIENTE DE REFLEXÃO E PERFORMANCE DA IRRADIAÇÃO

A Fig. 6(a) apresenta os parâmetros de espalhamento do protótipo da Antena 4, juntamente com os resultados simulados. Observa-se boa concordância entre simulação e medição, com pequenas diferenças atribuídas a tolerâncias de fabricação. A largura de banda de impedância medida, definida por $|S_{nn}| \leq -10$ dB, é de aproximadamente 7,5% (6,93–7,47 GHz), em linha com a previsão numérica. Além disso, o coeficiente de acoplamento $|S_{21}|$ evidencia bom isolamento entre as portas ao longo de toda a banda, com níveis superiores a 14,5 dB e máximo próximo de 25 dB na frequência central, resultado da excitação de modos ortogonais.

As Figs. 6(b) e 6(c) mostram o ganho realizado medido do protótipo em função da

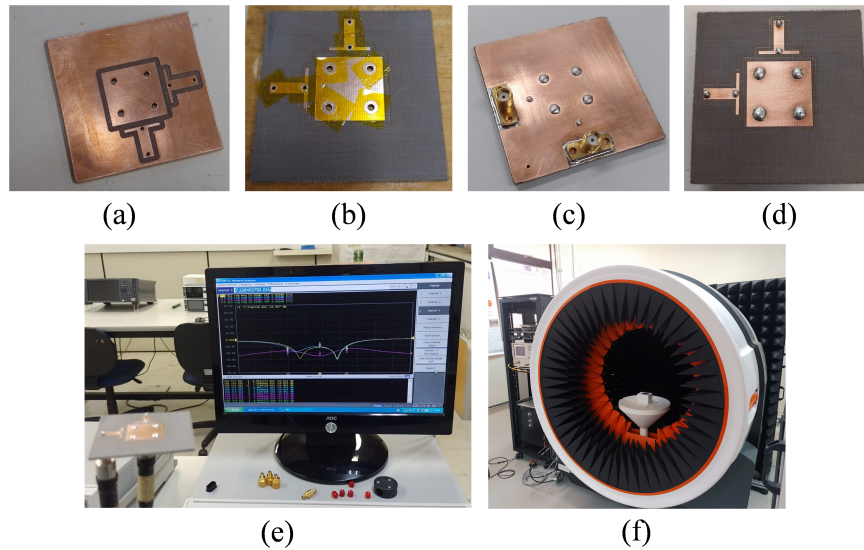


Figura 8 – Protótipo da Antena 4 e caracterização experimental. (a) Prototipagem inicial (b) antena usinada (sem vias e conectores) (c) Vista inferior da antena final (d) Vista superior da antena final (e) Medição dos parâmetros S (VNA) (f) Medição dos diagramas de irradiação (sistema MVG StarLab).

frequência na direção de broadside, para excitação nas Portas 1 e 2, respectivamente, em comparação com os resultados simulados. Novamente, observa-se boa concordância entre ambos. O ganho mantém-se acima de 7,0 dBi em toda a faixa de operação, atingindo aproximadamente 10,3 dBi em f_{o2} , confirmando que a ampliação da largura de banda não compromete a diretividade. Adicionalmente, a diferença entre as componentes co-polarizada e cruzada indica elevada pureza de polarização, com discriminação superior a 13,7 dB em toda a banda e valores próximos de 22,2 dB na frequência central.

Os diagramas de irradiação medidos do protótipo são apresentados na Fig. 7, juntamente com os resultados simulados, evidenciando novamente boa concordância. Para ambas as excitações, observa-se um feixe principal bem definido na direção de broadside, com boa simetria nos planos analisados. Para a Porta 1, o pior nível de lóbulos laterais ocorre em 7,38 GHz, com valor de aproximadamente $-13,0$ dB no plano xz , sem lóbulos significativos no plano yz . De forma análoga, para a Porta 2, o pior caso também ocorre em 7,38 GHz, com SLL de cerca de $-14,4$ dB no plano yz , mantendo-se comportamento limpo no plano ortogonal.

De modo geral, os resultados medidos do protótipo confirmam as previsões numéricas, demonstrando que a antena proposta atinge simultaneamente larga largura de banda, alto ganho e elevada pureza de polarização.

3.3 ESTUDO COMPARATIVO

Para evidenciar a relevância e a originalidade da antena proposta, é importante inicialmente compará-la com os trabalhos mais diretamente relacionados, apresentados em [17] e [22]. Em [17], pinos metálicos são empregados para aumentar o ganho de uma antena de polarização

Tabela 2 – Comparação entre a antena proposta e antenas de microfita de dupla polarização reportadas na literatura.

Ref.	A/λ_0^2	G_{Rmax} (dBi)	G_{Rmax}/A	BW (%)	h/λ_0	SLL (dB)	Iso. (dB)	XPD (dB)
[9]	2.07	12.47	8.52	1.8	0.024	< -17.4	24.8	15.9
[10]	2.72	10.9	4.52	3.02	0.040	-12.0	14.0	20.0
[20]	1.69	9.6	5.39	6.0	0.049	–	27.0	29.0
[24]	0.053	5.8	71.9	3.1	0.070	–	45.0	40.0
[26]	8.53	15.5	4.16	2.31	0.085	-11.0	27.0	20.0
Antena 4	1.77	10.3	6.05	7.50	0.037	-15.0	25.0	22.2

G_{Rmax}/A corresponde ao ganho realizado máximo em escala linear normalizado pela área elétrica. Os parâmetros G_R , SLL, isolamento e XPD foram avaliados na frequência de máximo ganho. A área A corresponde à área física normalizada da antena reportada em cada trabalho.

simples operando em modos de ordem elevada, enquanto em [22] ressonadores de $\lambda_g/4$ são utilizados para ampliar a largura de banda, também em uma configuração de porta única. Entretanto, nenhum desses trabalhos aborda a implementação de dupla polarização, tampouco a integração simultânea entre técnicas de aumento de ganho e ampliação de largura de banda em uma mesma estrutura.

Neste contexto, a Antena 4 proposta representa uma contribuição inédita ao combinar perturbação modal baseada em vias metálicas com alimentação por ressonadores acoplados em uma antena de dupla polarização. A estrutura explora os modos TM_{10} -like e TM_{01} -like de forma ortogonal e independente, garantindo elevada isolação entre portas e boa discriminação de polarização cruzada, ao mesmo tempo em que mantém alto ganho e largura de banda significativamente ampliada.

Do ponto de vista quantitativo, a antena apresentada em [17] apresenta largura de banda de aproximadamente 2,74% e ganho realizado de 10,6 dBi. Em comparação, a Antena 4 obtém uma largura de banda cerca de 2,7 vezes superior, preservando níveis de ganho semelhantes. Já o trabalho em [22] atinge largura de banda de aproximadamente 8,4%, porém com ganho realizado de apenas 7,3 dBi. Assim, a antena proposta apresenta um ganho superior em mais de 3 dB, mantendo largura de banda comparável.

Além da comparação direta com os trabalhos-base utilizados no desenvolvimento da proposta, a Tabela 2 apresenta uma análise comparativa com outras antenas de microfita de dupla polarização reportadas recentemente na literatura. Os trabalhos selecionados representam diferentes abordagens para obtenção de elevado ganho, ampliação de banda, redução de lóbulos laterais e melhoria de isolamento entre portas.

Observa-se que a principal contribuição da antena proposta reside no excelente compromisso entre largura de banda, ganho realizado e simplicidade estrutural. Entre todas as antenas comparadas, a Antena 4 apresenta a maior largura de banda relativa dentre as configurações de elevado ganho, alcançando aproximadamente 7,5% mesmo utilizando uma razão h/λ_0 relativamente baixa. Esse resultado é particularmente relevante, pois grande parte das antenas de banda

larga reportadas na literatura depende de substratos mais espessos, estruturas multicamadas ou geometrias mais complexas.

Outro aspecto importante é a elevada eficiência de área da antena proposta, expressa pela razão entre ganho máximo e área física. Embora o trabalho em [9] apresente ganho ligeiramente superior, sua largura de banda é bastante reduzida (1,88%), característica típica de antenas operando em modos de ordem elevada sem mecanismos adicionais de ampliação de banda. Em contraste, a Antena 4 mantém ganho elevado enquanto amplia significativamente a faixa operacional por meio do acoplamento entre o patch e os ressonadores de $\lambda_g/4$.

Comparativamente ao trabalho em [20], a antena proposta apresenta simultaneamente maior largura de banda, menor nível de lóbulos laterais e melhor discriminação de polarização cruzada, preservando dimensões compactas. Já em relação a [26], embora aquele trabalho obtenha ganho mais elevado devido à utilização de uma estrutura equivalente a um arranjo magnético distribuído operando em TM_{90} , isso ocorre às custas de uma área física significativamente maior e de uma geometria mais complexa.

É importante destacar também que o trabalho em [24] prioriza miniaturização e elevado isolamento entre portas, alcançando excelentes níveis de XPD e isolamento. Entretanto, essa abordagem resulta em uma antena de baixa diretividade e não voltada para aplicações que demandam simultaneamente alto ganho e ampla largura de banda. Assim, a Antena 4 posiciona-se em uma região distinta de compromisso de desempenho, voltada para sistemas que exigem elevada eficiência de radiação associada à dupla polarização.

Além do desempenho eletromagnético competitivo, a antena proposta apresenta vantagens relevantes em termos de simplicidade estrutural e fabricação. Diferentemente de abordagens baseadas em alimentações diferenciais complexas, arranjos distribuídos ou múltiplas camadas dielétricas, a Antena 4 utiliza uma topologia planar simples, com alimentação ortogonal direta e geometria compacta, reduzindo sensibilidade a tolerâncias de fabricação e simplificando a implementação prática.

Dessa forma, os resultados demonstram que a Antena 4 estabelece um compromisso bastante competitivo entre largura de banda, ganho, isolamento entre portas, pureza de polarização e simplicidade estrutural, consolidando sua contribuição frente ao estado da arte em antenas de microfita de dupla polarização de alto desempenho.

4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

4.1 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou o projeto, a análise e a validação experimental de uma antena de microfita de dupla polarização com largura de banda e ganho aprimorados. A proposta baseou-se na integração de duas estratégias complementares: a perturbação modal por meio de pinos de curto-circuito, empregada para aumento do ganho, e a alimentação por ressonadores de $\lambda_g/4$, utilizada para ampliação da largura de banda.

Inicialmente, demonstrou-se que a inserção de quatro pinos de curto-circuito entre o patch e o plano de terra modifica a distribuição de campo eletromagnético no substrato, deslocando a operação da antena para uma frequência mais elevada e tornando a estrutura eletricamente maior. Como consequência, obteve-se aumento significativo do ganho realizado, preservando a polarização linear e sem ampliar as dimensões físicas do patch.

Em seguida, a substituição da alimentação convencional por ressonadores de $\lambda_g/4$ permitiu a formação de uma resposta de dupla ressonância, resultante do acoplamento entre o modo modificado do patch e a ressonância do sistema de alimentação. Essa estratégia ampliou expressivamente a largura de banda de impedância, mantendo elevado ganho e estabilidade dos diagramas de irradiação.

A configuração final, denominada Antena 4, estendeu a estrutura para operação em dupla polarização por meio da inclusão de um segundo sistema de alimentação ortogonal. Dessa forma, foram excitados independentemente os modos TM_{10} -like e TM_{01} -like, resultando em duas polarizações lineares ortogonais. Os resultados experimentais confirmaram boa concordância com as simulações, validando o procedimento de projeto adotado.

O protótipo final apresentou largura de banda medida de aproximadamente 7,5% (6,93–7,47 GHz), para $|S_{nn}| \leq -10$ dB, ganho realizado máximo de 10,3 dBi em 7,25 GHz, isolamento entre portas de aproximadamente 25 dB e discriminação de polarização cruzada de 22,2 dB. Além disso, os diagramas de irradiação mostraram feixe principal em broadside, níveis de lóbulos laterais reduzidos e boa pureza de polarização.

Portanto, a principal contribuição deste trabalho consiste em demonstrar que a combinação entre perturbação modal e alimentação por ressonadores de $\lambda_g/4$ pode ser aplicada de forma eficiente em uma antena de microfita de dupla polarização, proporcionando simultaneamente alto ganho, largura de banda ampliada, bom isolamento entre portas e simplicidade estrutural. Essa integração representa uma alternativa compacta e de baixo perfil frente a soluções mais complexas reportadas na literatura.

4.2 TRABALHOS FUTUROS

Como continuidade deste trabalho, uma primeira possibilidade consiste no desenvolvimento de estruturas MIMO baseadas na antena proposta. Devido à operação em dupla polarização e ao bom isolamento entre portas, a topologia apresenta potencial para compor arranjos compactos com múltiplos elementos irradiantes, visando aumento de capacidade de canal, diversidade espacial e melhor desempenho em ambientes sujeitos a multipercurso.

Outra linha promissora envolve a adaptação da antena para aplicações em sistemas com *beam forming*. Nesse caso, a estrutura proposta poderia ser utilizada como elemento unitário de arranjos faseados, explorando simultaneamente o alto ganho, a dupla polarização e a largura de banda ampliada. Estudos futuros poderiam avaliar o espaçamento entre elementos, o acoplamento mútuo, a varredura angular do feixe e a estabilidade da polarização em diferentes direções de apontamento.

Por fim, recomenda-se a análise da antena em cenários de comunicação digital e MIMO, incluindo estudos de correlação entre portas, eficiência total, capacidade de canal e desempenho em ambientes realistas de propagação. Essas investigações permitiriam ampliar a aplicabilidade da estrutura proposta em sistemas modernos, como redes 5G/6G, enlaces ponto-a-ponto, estações rádio base compactas e plataformas de comunicação com diversidade de polarização.

REFERÊNCIAS

- [1] C. Lee, H. Cho, B. Ahn, W.-K. Lee, J.-W. Yu, and J.-W. Kim, “Design of dual-polarized fmcw radar system with coupler-integrated lens antenna for automotive sar application,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 74, no. 5, pp. 6991–7005, 2025.
- [2] H. Zhang, H. Shi, C. Gu, S. Gao, K. Zhang, and L. Xu, “A frequency-reconfigurable single-port handset antenna for geo and leo satellite communications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 24, no. 9, pp. 2839–2843, 2025.
- [3] B. Kim and J. Oh, “Dual-wideband low-profile three-notch patch antenna with indirect differential feeding for 5g millimeter-wave applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 24, no. 9, pp. 2734–2738, 2025.
- [4] Y. Li, Z. Zhao, Z. Tang, and Y. Yin, “Differentially fed, dual-band dual-polarized filtering antenna with high selectivity for 5g sub-6 ghz base station applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 4, pp. 3231–3236, 2020.
- [5] L. Y. Feng and C. Q. Zhang, “Compact magneto-electric dipole director-loaded high-gain dual-polarized magneto-electric dipole antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 23, no. 7, pp. 2130–2134, 2024.
- [6] R. Wu, C.-R. Li, and F.-C. Chen, “Tri-band dual-polarized shared-aperture antenna array for base station applications,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 24, no. 9, pp. 3213–3217, 2025.
- [7] Q. Ma, G. Xu, Y. Luo, W. Wang, H.-L. Peng, L. Yang, Z.-X. Huang, X.-L. Wu, and W.-Y. Yin, “A broadband dual-polarized meta-dielectric resonator antenna array,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 24, no. 7, pp. 1909–1913, 2025.
- [8] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston, MA, USA: Artech House, 2001.
- [9] C. Chen, “A single-layer single-patch dual-polarized high-gain cross-shaped microstrip patch antenna,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 22, no. 10, pp. 2417–2421, 2023.
- [10] Y. He, Y. Li, W. Sun, Z. Zhang, and P.-Y. Chen, “Dual linearly polarized microstrip antenna using a slot-loaded TM_{50} mode,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 17, no. 12, pp. 2344–2348, 2018.
- [11] X. Zhang, L. Zhu, and Q.-S. Wu, “Sidelobe-reduced and gain-enhanced square patch antennas with adjustable beamwidth under TM_{03} mode operation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 4, pp. 1704–1713, 2018.

- [12] Z. Ahmed and M. M. Ahmed, “Sidelobe reduction and gain enhancement in higher-order TM_{30} and TM_{70} mode rectangular patch antennas via partial notch loading,” *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 13, no. 12, pp. 1955–1962, 2019.
- [13] H. Xu, Z. Liang, Y. Li, K. Wang, Q. Cao, and Y. Long, “A high-gain microstrip magnetic dipole antenna utilizing slot-loaded high-order mode for wlan applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, no. 10, pp. 9130–9138, 2022.
- [14] R. A. Santos, H. S. Bernardo, D. H. Spadoti, G. S. da Rosa, and R. A. Penchel, “Gain enhancement and sidelobe level reduction of microstrip patch antenna under operation of TM_{50} -like mode,” *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 4, pp. 983–993, 2024.
- [15] J.-H. Ou, J. Ying Zhong, J. Lan, X. Zheng, S. F. Bo, and X. Yin Zhang, “Low sidelobe level, high-gain patch antennas operating at higher-order modes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 72, no. 11, pp. 8199–8206, 2024.
- [16] J. Anguera, A. Andújar, and J. Jayasinghe, “High-directivity microstrip patch antennas based on TM_{odd-0} modes,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 19, no. 1, pp. 39–43, 2020.
- [17] X. Zhang and L. Zhu, “Gain-enhanced patch antennas with loading of shorting pins,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 8, pp. 3310–3318, 2016.
- [18] ———, “High-gain circularly polarized microstrip patch antenna with loading of shorting pins,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 6, pp. 2172–2178, 2016.
- [19] J. Wen, D. Xie, and L. Zhu, “Bandwidth-enhanced high-gain microstrip patch antenna under TM_{30} and TM_{50} dual-mode resonances,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 1976–1980, 2019.
- [20] Y. Luo, Z. N. Chen, and K. Ma, “A single-layer dual-polarized differentially fed patch antenna with enhanced gain and bandwidth operating at dual compressed high-order modes using characteristic mode analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 5, pp. 4082–4087, 2020.
- [21] N.-W. Liu, L. Zhu, and W.-W. Choi, “A differential-fed microstrip patch antenna with bandwidth enhancement under operation of TM_{10} and TM_{30} modes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 4, pp. 1607–1614, 2017.
- [22] J.-D. Zhang, L. Zhu, Q.-S. Wu, N.-W. Liu, and W. Wu, “A compact microstrip-fed patch antenna with enhanced bandwidth and harmonic suppression,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 12, pp. 5030–5037, 2016.

- [23] Q.-S. Wu, L. Zhu, and X. Zhang, “Filtering patch antenna on $\lambda/4$ -resonator filtering topology: Synthesis design and implementation,” *IET Microw., Antennas Propag.*, vol. 11, no. 15, pp. 2241–2246, 2017.
- [24] W. Huang, X.-X. Yang, and J. Du, “A miniaturized dual-polarized antenna with high isolation and low cross polarization,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 24, no. 5, pp. 1075–1079, May 2025.
- [25] R. W. Dearnley and A. R. F. Barel, “A comparison of models to determine the resonant frequencies of a rectangular microstrip antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 1, pp. 114–118, Jan. 1989.
- [26] Y. He, Y. Li, W. Sun, and Z. Zhang, “Dual-polarized, high-gain, and low-profile magnetic current array antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 2, pp. 1312–1317, Feb. 2019.



ANEXO I - Declaração sobre o Uso de Inteligência Artificial

Aluno (a): Natanael Magalhães Lima de Sousa
Matrícula: 41911ETE001
Título PFCII: ANTENA DE MICROFITA DE DUPLA POLARIZAÇÃO DE ALTO GANHO E BANDA LARGA BASEADA EM PERTURBAÇÃO MODAL E RESSONADORES DE $\lambda/4$

Eu, aluno(a) com nome e matrícula supracitados, e com o respectivo trabalho de PFC II, 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): Gemini-PRO e Cloude.iA-Plano Gratuito

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: 03/07/2026

Documento assinado digitalmente
gov.br NATANAEL MAGALHAES LIMA DE SOUSA
Data: 03/07/2026 06:05:25-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Assinatura do(a) Discente