

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

RICKY MENDES MIRANDA

Análise de performance de antenas de microfitas *patch* retangular com polarização circular

São João da Boa Vista

2023

Ricky Mendes Miranda

Análise de performance de antenas de microfita *patch* retangular com polarização circular

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Prof^o Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2023

M672a Miranda, Ricky Mendes
Análise de performance de antenas de microfita patch retangular com polarização circular / Ricky Mendes Miranda. -- São João da Boa Vista, 2023
54 p. : il., tabs., fotos

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista
Orientador: Rafael Abrantes Penchel

1. Antenas de microondas. 2. Ondas eletromagnéticas Polarização. 3. Ondas milimétricas. 4. Telecomunicações. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ANÁLISE DE PERFORMANCE DE ANTENAS DE MICROFITA *PATCH*
RETANGULAR COM POLARIZAÇÃO CIRCULAR**

Aluno: Ricky Mendes Miranda
Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Gabriel Fré (Examinador)
- Helton Silva Bernardo (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Processo nº 14/2023)

São João da Boa Vista, 13 de dezembro de 2023

DADOS CURRICULARES

RICKY MENDES MIRANDA

NASCIMENTO 01/03/1997

FILIAÇÃO Rute Mendes da Silva
Hailton Catarino de Miranda

2016 / 2023 Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações
UNESP-SJBV

AGRADECIMENTOS

Quero agradecer primeiramente a Deus, pois Ele foi o responsável por me guiar e me motivar durante todo o desenvolvimento deste trabalho de conclusão de curso e durante toda minha trajetória na graduação. Quero agradecer também a toda minha família, que sempre acreditaram em mim e me motivaram a nunca desistir dos meus objetivos. Agradeço ao meu orientador, Dr. Rafael Abrantes Penchel, por compartilhar comigo sua sabedoria e conhecimento, que foram necessários para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço à Universidade Estadual Paulista (UNESP) e a todos os docentes por todos os ensinamentos e aprendizados que obtive durante toda minha graduação, pois pude utilizar muitos desses aprendizados para a realização deste trabalho. Agradeço aos meus colegas e amigos que fizeram parte da trajetória da minha graduação, por me ajudarem, me motivarem e acreditarem em mim durante todos os desafios que enfrentei durante esse período e o apoio de todos foram fundamentais para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

RESUMO

A demanda por inovações tecnológicas na área de telecomunicações tem aumentado consideravelmente. À medida em que os sistemas de micro-ondas avançam, a utilização de múltiplas aplicações em um único aparelho e a expansão das redes de comunicação sem fio resultaram na necessidade de criar novas antenas, com custos reduzidos, dimensões compactas e características fundamentais que permitem atender todos os requisitos necessários. Nesse cenário, as antenas planares, também conhecidas como antenas de microfita *patch* são utilizadas em grande escala e oferecem uma solução eficaz em termos de desempenho para os sistemas de comunicação modernos. As antenas de microfita têm se destacado significativamente e podem ser empregadas em diversas aplicações, como em sistemas de radares, satélites e Wi-Fi. Dentre os tipos de polarização existente, a polarização circular tem sido muito empregada nesses modelos de antena. Isso ocorre porque esse tipo de polarização permite a redução de problemas de desempenho quando situadas em condições climáticas desfavoráveis e viabiliza a mobilidade tanto do transmissor quanto do receptor. A fim de analisar o desempenho de antenas e sua polarização, foram projetadas três antenas distintas de microfita *patch* retangulares, utilizando substrato de Rogers RT/Duroid 5580 com permissividade relativa de $\epsilon_r = 2.2$, com casamento de impedância e para operar na frequência de 5,8 GHz. Para o primeiro caso, foi utilizada uma única alimentação através de um conector SMA, pois a vantagem de utilizar esse método é devido a sua simplicidade, facilidade de fabricação e baixo custo. No segundo caso, foi utilizado novamente um conector SMA, porém com truncamento nas duas extremidades dos *patch*. Essa configuração permite a criação de campo elétrico em dois modos ortogonais com amplitude iguais e deslocamento de fase de 90 graus. Já o último caso utiliza uma alimentação dupla, por meio de linha de transmissão. Os braços da linha de transmissão são assimétricos justamente para permitir que o primeiro esteja atrasado em 45 graus, enquanto o segundo esteja adiantado em 45 graus, fazendo com que tenha um deslocamento de 90 graus. Foram realizadas simulações no software Ansys HFSS dos parâmetros de coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, impedância de entrada, ganho, diretividade e razão axial, sendo este um parâmetro importante para identificar o tipo de polarização. Em seguida, foram realizadas para cada caso, análises paramétricas, para otimização da antena com o objetivo de melhorar o desempenho e a qualidade da polarização circular. Foram confeccionados protótipos das antenas projetadas, e medidas em laboratório seu coeficiente de reflexão, para comparação de resultados simulados e experimentais.

PALAVRAS-CHAVE: ANTENAS DE MICROFITA, POLARIZAÇÃO CIRCULAR, RAZÃO AXIAL

ABSTRACT

The demand for technological innovations in the telecommunications field has increased significantly. As microwave systems advance, the use of multiple applications in a single device and the expansion of wireless communication networks have led to the need to create new antennas with reduced costs, compact dimensions, and essential features to meet all necessary requirements. In this scenario, planar antennas, also known as microstrip *patch* antennas, are widely used and offer an effective performance solution for modern communication systems. Microstrip antennas have gained significant prominence and can be employed in various applications, such as radar systems, satellites, and Wi-Fi. Among the existing polarization types, circular polarization has been widely used in these antenna models. This is because circular polarization helps reduce performance issues in unfavorable weather conditions and enables mobility for both the transmitter and receiver. To analyze the performance of antennas and their polarization, three distinct rectangular microstrip *patch* antennas were designed using Rogers RT/Duroid 5580 substrate with a relative permittivity of $\epsilon_r = 2.2$, impedance matching, and designed to operate at a frequency of 5.8 GHz. In the first case, a single feed through an SMA connector was used, as the advantage of this method lies in its simplicity, ease of fabrication, and low cost. In the second case, an SMA connector was again used, but with truncation at both ends of the *patch*. This configuration allows the creation of an electric field in two orthogonal modes with equal amplitude and a phase shift of 90 degrees. The last case uses a dual feed through a transmission line. The arms of the transmission line are asymmetrical to ensure that the first is delayed by 45 degrees, while the second is advanced by 45 degrees, resulting in a 90-degree phase shift. Simulations were carried out in the Ansys HFSS software for parameters such as reflection coefficient $|S_{11}|$, input impedance, gain, directivity, and axial ratio – an important parameter for identifying the type of polarization. Subsequently, parametric analyses were conducted for each case to optimize the antenna with the goal of improving performance and circular polarization quality. Prototypes of the designed antennas were fabricated, and their reflection coefficients were measured in the laboratory to compare simulated and experimental results.

KEYWORDS: MICROSTRIP ANTENNAS, CIRCULAR POLARIZATION, AXIAL RATIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Antena de <i>microfita patch</i> retangular.	21
Figura 2	Formas geométricas empregadas em antenas de microfita <i>patch</i>	22
Figura 3	Alimentação de uma antena de microfita <i>patch</i> pela técnica de cabo coaxial. . .	23
Figura 4	Alimentação de uma antena de microfita <i>patch</i> pelo método linha de microfita. .	23
Figura 5	Alimentação de uma antena de microfita <i>patch</i> pelo método acomplamento por abertura.	24
Figura 6	Alimentação de uma antena de microfita <i>patch</i> pelo método acomplamento por proximidade.	24
Figura 7	Linha de transmissão de microfita.	25
Figura 8	Efeito de borda em um <i>patch</i> retangular.	26
Figura 9	Constante dielétrica efetiva ϵ_{ref}	26
Figura 10	Técnica de casamento de impedância acoplada.	27
Figura 11	Distribuição da densidade de correntes e cargas no método da cavidade.	28
Figura 12	Polarização circular em um <i>patch</i> quadrado por meio de um divisor de potência e por um acoplador de quadratura.	31
Figura 13	Técnica de alimentação por linha de transmissão por braços assimétricos. . . .	32
Figura 14	Polarização circular a esquerda.	34
Figura 15	Polarização circular a direita.	34
Figura 16	<i>Patch</i> com as duas extremidades <i>truncadas</i>	35
Figura 17	<i>Patch</i> com fendas estreitas (<i>thin slots</i>).	35
Figura 18	Antena <i>patch</i> em forma de C.	36
Figura 19	Antena <i>patch</i> em forma de S.	37
Figura 20	Antena <i>patch</i> em forma de F.	37
Figura 21	Vista isométrica da antena 1.	39
Figura 22	Vista do topo da antena 1.	39
Figura 23	Coeficiente de reflexão da antena 1.	39
Figura 24	Impedância de entrada da antena 1.	40
Figura 25	Ganho da antena 1.	40
Figura 26	Diretividade da antena 1.	40
Figura 27	Razão axial da antena 1.	41
Figura 28	Vista isométrica da antena 2.	42
Figura 29	Vista do topo da antena 2.	42
Figura 30	Coeficiente de reflexão da antena 2.	42
Figura 31	Impedância de entrada da antena 2.	43
Figura 32	Ganho da antena 2.	43
Figura 33	Diretividade da antena 2.	43
Figura 34	Razão axial da antena 2.	44

Figura 35	Razão axial da antena 2 com parametrizações.	44
Figura 36	Vista isométrica da antena 3.	45
Figura 37	Vista do topo da antena 3.	45
Figura 38	Coeficiente de reflexão da antena 3.	46
Figura 39	Impedância de entrada da antena 3.	46
Figura 40	Ganho da antena 3.	47
Figura 41	Diretividade da antena 3.	47
Figura 42	Razão axial da antena 3.	47
Figura 43	Razão axial da antena 3 com parametrizações.	48
Figura 44	Vista do topo do protótipo 1.	49
Figura 45	Vista traseira do protótipo 1.	49
Figura 46	Coeficientes de reflexão simulado e medido da antena de microfitas <i>patch</i> quadrada alimentada por conector SMA.	49
Figura 47	Vista do topo do protótipo 2.	50
Figura 48	Vista traseira do protótipo 2.	50
Figura 49	Coeficientes de reflexão simulado e medido da antena de microfitas <i>patch</i> quadrada com truncamento nas extremidades do <i>patch</i>	51
Figura 50	Vista do topo do protótipo 3.	52
Figura 51	Vista traseira do protótipo 3.	52
Figura 52	Coeficientes de reflexão simulado e medido da antena de microfitas <i>patch</i> quadrada com linha de transmissão.	52

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros da antena do caso 1.	38
Tabela 2 – Parâmetros da antena do caso 2.	41
Tabela 3 – Parâmetros da antena do caso 3.	45
Tabela 4 – Comparação de resultados simulados e obtidos para a antena do estudo de caso 1.	50
Tabela 5 – Comparação de resultados simulados e obtidos para a antena do estudo de caso 2.	51
Tabela 6 – Comparação de resultados simulados e obtidos para a antena do estudo de caso 3.	53

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>HFSS</i>	High-Frequency Structure Simulator (Simulador de Estrutura de Alta Frequência)
<i>TM₀₁₀</i>	Transverse Magnetic of First Order (Transversal Magnético de Primeira Ordem)
<i>GHz</i>	Giga Hertz
<i>MHz</i>	Mega Hertz
<i>TM₀₂₀</i>	Transverse Magnetic of Second Order (Transversal Magnético de Segunda Ordem)
<i>TM₀₀₁</i>	Transverse Magnetic of First Order Along x (Transversal Magnético de Primeira Ordem em x)
<i>TM₀₀₂</i>	Transverse Magnetic of Second Order Along x (Transversal Magnético de Segunda Ordem em x)
<i>BW</i>	Bandwidth (Largura de banda)
<i>VSWR</i>	Voltage Standing Wave Ratio (Razão de Onda Estacionária de Tensão)
<i>CP</i>	Circular Polarized (Polarização Circular)
<i>mm</i>	Millimeter (Milímetro)
<i>3D</i>	Three Dimensions (Três Dimensões)
<i>2D</i>	Two Dimensions (Duas Dimensões)
<i>dB</i>	Decibels (Decibéis)
<i>AR</i>	Axial Ratio (Razão axial)
<i>CPMSA</i>	circularly polarized microfita <i>patch</i> antenna (Antena de microfita <i>patch</i> com polarização circular)
<i>SMA</i>	SubMiniature version A (SubMiniatura Versão A)
<i>WLAN</i>	Wireless Local Area Network (Rede Local sem Fio)
<i>IoT</i>	Internet of Things (Internet das Coisas)
<i>WiMax</i>	Worldwide Interoperability for Microwave Access (Acesso por Interoperabilidade Mundial de Micro-ondas)
<i>ISM</i>	Industrial, Scientific and Medical (Industrial, Científico e Médico)
<i>U – NII</i>	Unlicensed National Information Infrastructure (Infraestrutura Nacional de Informações Não Licenciadas)

<i>LAN</i>	Local Area Network (Rede Local)
<i>IEEE</i>	Institute of Electrical and Electronics Engineers (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing (Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal)
<i>Wi-Fi</i>	Wireless Fidelity

LISTA DE SÍMBOLOS

ε_{ref}	Permissividade efetiva
ε_r	Permissividade relativa
L	Comprimento do <i>patch</i>
h	Altura do substrato
Z_0	Impedância da linha de transmissão
ΔL	Acréscimo do comprimento do <i>patch</i>
L_{ef}	Comprimento efetivo
$fr_{(010)}$	Frequência de ressonância do modo fundamental
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
v_0	Velocidade da luz no vácuo
$fr_{c(010)}$	Frequência de ressonância final no modo fundamental
q	Fator de franjamento
Y	Admitância
G	Condutância
B	Susceptância
j	Unidade imaginária
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
k_0	Constante de onda no espaço livre
f	Frequência
P_{rad}	Potência radiada pela antena
V_0	Tensão dos terminais
I_1	Corrente elétrica
η_0	Impedância intrínseca no vácuo
S_i	Seção Transversal Efetiva

ϕ, θ	Ângulos em coordenadas esféricas
Y_{in}	Admitância de entrada
Z_{in}	Impedância de entrada
R_{in}	Resistência de entrada
J_0	Função de Bessel de Ordem 0
W_0	Largura da linha de microfita
y_0	Posição da fenda de casamento do patch em relação a borda W
J_b	Densidade de corrente superficial
J_t	Densidade de corrente total
δ_{ef}	Tangente de perdas efetivas
Q	Fator de qualidade
A_x	Vetor potencial magnético na direção do eixo x
∇	Operador rotacional
k	Número de onda
k_x	Número de onda na direção do eixo x
k_y	Número de onda na direção do eixo y
k_z	Número de onda na direção do eixo z
E_x	Vetor campo elétrico na direção do eixo x
E_y	Vetor campo elétrico na direção do eixo y
E_z	Vetor campo elétrico na direção do eixo z
H_x	Vetor campo magnético na direção do eixo x
H_y	Vetor campo magnético na direção do eixo y
H_z	Vetor campo magnético na direção do eixo z
A_1, B_1	Constantes na direção do eixo z
A_2, B_2	Constantes na direção do eixo y
ω	Frequência angular
μ	Permeabilidade magnética

ϵ	Permissividade elétrica
∂	Operador de derivadas parciais
k_r	Combinação dos números de onda
fr_m	Frequência ressonante na direção x
fr_n	Frequência ressonante na direção y
fr_p	Frequência ressonante na direção z
D_0	Diretividade
U	Intensidade de radiação
U_0	Intensidade de radiação da fonte isotrópica
U_{max}	Intensidade de radiação máxima
Q_{rad}	Fator de qualidade devido as perdas de radiação
Q_c	Fator de qualidade devido as perdas de condução
Q_d	Fator de qualidade devido as perdas dielétricas
Q_{sw}	Fator de qualidade devido as perdas de ondas de superfície
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas
σ	Condutividade
G_t/l	Condutância total por unidade de comprimento
f_1	Frequência menor
f_2	Frequência maior
f_0	Frequência central
Δf	Variação da frequência
c	Constante de proporcionalidade
$ S_{11} $	Coefficiente de reflexão
fed_p	Ponto de alimentação
chf_r	Corte das extremidades do <i>patch</i>
L_{50}	Comprimento da linha de transmissão
W_{50}	Largura da linha de transmissão

L_L	Comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão
L_R	Comprimento do braço direito da linha de transmissão
W_a	Largura dos braços da linha de transmissão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Motivação e Justificativa	19
1.2	Objetivos	19
1.3	Organização do trabalho	20
2	ANTENAS DE <i>MICROFITA PATCH</i> RETANGULAR	21
2.1	Técnicas de Alimentação	22
2.1.1	Alimentação por cabo coaxial (sonda coaxial)	22
2.1.2	Alimentação por linha de microfita	22
2.1.3	Alimentação por acoplamento de abertura	23
2.1.4	Alimentação por acoplamento por proximidade	24
3	PRINCIPAIS PARÂMETROS PARA CONSTRUÇÃO E PROJETO DE AN- TENAS <i>PATCHES</i> EM MICROFITA	25
3.1	Modelo da linha de transmissão	25
3.1.1	Efeito de franja	25
3.1.2	Comprimento efetivo, largura efetiva e frequência de ressonância	26
3.1.3	Casamento de impedância	27
3.2	Método da Cavidade	28
3.3	Diretividade	29
3.4	Largura de banda	30
4	POLARIZAÇÃO CIRCULAR DE ANTENAS DE MICROFITA <i>PATCH</i>	31
4.1	Alimentação dupla para obtenção de polarização circular	31
4.1.1	Técnica de alimentação dupla por linha de transmissão com braços assimétricos	31
4.2	Alimentação única para obtenção de polarização circular	32
4.2.1	Antena de microfita com truncamento nas extremidades do <i>patch</i>	34
4.2.2	Técnica de <i>patch</i> com fenda estreita interna	34
4.2.3	Antena de microfita <i>patch</i> com formato C	36
4.2.4	Antena de microfita <i>patch</i> com formato S	36
4.2.5	Antena de microfita <i>patch</i> com formato F	37
5	METODOLOGIA E RESULTADOS	38
5.1	Projetos de antenas de microfita <i>patch</i>	38
5.1.1	Estudo de caso 1 - Antena de microfita <i>patch</i> quadrado alimentado por conector SMA	38
5.1.2	Estudo de caso 2 - Antena de microfita <i>patch</i> quadrada com truncamento nas extremidades	41

5.1.3	Estudo de caso 3 - Antena de microfita <i>patch</i> quadrada alimentada por acoplamento	45
5.2	Resultados Experimentais	48
5.2.1	Estudo de caso 1 - Antena de microfita <i>patch</i> quadrado alimentado por conector SMA	48
5.2.2	Estudo de caso 2 - Antena de microfita <i>patch</i> quadrada com truncamento nas extremidades	50
5.2.3	Estudo de caso 3 - Antena de microfita <i>patch</i> quadrada alimentada por linha de transmissão	51
6	CONCLUSÃO	54
	REFERÊNCIAS	55

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda por dispositivos com a capacidade de operar em diversas faixas de frequência simultaneamente tem se tornado mais evidente, especialmente à medida que o número de usuários de serviços de internet aumenta e o tráfego de informações se intensifica. Isso está impulsionando o avanço dos sistemas de comunicação sem fio, o que requer um desenvolvimento constante de componentes como filtros e antenas. Esses dispositivos são projetados para atender às especificações necessárias para a transmissão de dados em diferentes faixas de radiofrequência e micro-ondas.

Constantemente, aplicações sem fio estão migrando para frequências superiores, pois devido a limitações e congestionamento nas faixas de 2,4 GHz, são buscadas alternativas em frequências iguais ou superiores a 5 GHz. Essa faixa permite uma gama de aplicações, como WLAN, IoT, WiMax, smartphones 5G e aplicações na faixa ISM (GOCEN; DULLUC; AKDAG, 2022).

A faixa de 5,8 GHz é utilizada por dispositivos sem fio que operam em três diferentes bandas U-NII (Infraestrutura Nacional de Informações Não Licenciadas), cada uma com uma largura de 100 MHz, destinadas a suportar comunicações de dados sem fio de alta velocidade. Estas três bandas, com suas respectivas faixas de frequência, são as seguintes: De 5,15 a 5,25 GHz, de 5,25 a 5,35 GHz e de 5,725 a 5,825 GHz, sendo esta última frequentemente escolhida para implementações de acesso sem fio de banda larga devido ao seu desempenho superior em relação ao custo (C&T RF Antennas Inc, 2021). A faixa de 5725 a 5850 MHz é empregada como faixa de frequências para estações de rádio, sistemas de comunicação ponto a ponto ou ponto a multiponto por espectro espalhado, LANs sem fio de alta velocidade, sistemas de acesso sem fio de banda larga, dispositivos Bluetooth e sistemas sem fio de identificação automática de veículos (C&T RF Antennas Inc, 2021).

Para a frequência de 5,8 GHz, o protocolo utilizado é o padrão IEEE 802.11a, um padrão lançado no ano de 1999 que opera exclusivamente na faixa de frequência de 5 GHz, proporcionando velocidades que podem atingir até 54 Mb/s (Braga, Lucas and Marques, Ana, 2023). Esse padrão utiliza a técnica de OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation), que proporciona alta eficiência espectral, proteção contra interferência de radio frequência e mitigação de distorções causadas por multipercursos presentes no ambiente de operação.(BARIZON, 2004).

Além do padrão 802.11a, a frequência de 5,8 GHz também está inserida nos padrões 802.11ac (Wi-Fi 5) e 802.11ax (Wi-Fi 6) (Braga, Lucas and Marques, Ana, 2023).

Nesse cenário, os sistemas de micro-ondas têm evoluído constantemente e como parte desse feito, as antenas planares também conhecidas como antenas de *microfita* representaram uma inovação no estudo e desenvolvimento de antenas (SILVEIRA; SILVA, 2016).

As primeiras publicações a respeito de antenas de microfita surgiram na década de 50, especificamente no ano de 1953, através de G. Deschamps (KUMAR; RAY, 2002) nos Estados Unidos, e dois anos depois, por Gutton e Baissinot, na França (SILVEIRA; SILVA, 2016). No entanto, foi somente na década de 70 que Munson e Howell iniciariam as pesquisas e investigações científicas sobre esse tipo de antena (KUMAR; RAY, 2002), desenvolvendo novas formas de análise.

Esses tipos de antenas possuem dimensões compactas e desempenham um papel importante em

aparelhos móveis de radiofrequência e sistemas de comunicações sem fio. Além disso, são utilizadas em grande escala em diversas aplicações, incluindo aeronaves de alto desempenho, espaçonaves, satélites, mísseis (BALANIS, 2005) e placas solares (JAMLOS et al., 2020). Devido ao seu perfil baixo, as antenas de microfita podem ser facilmente adaptadas a superfícies planas e irregulares, enquanto sua construção é simples e econômica. Além disso, essas antenas exibem notável versatilidade em termos de frequência ressonante, polarização e impedância (BALANIS, 2005).

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

As antenas de microfita *patch* quando são polarizadas linearmente apresentam uma certa limitação quando operadas em faixas de alta frequência e também na questão de alta potência (NASCIMENTO; FABIANI; LACAVA, 2018). Por outro lado, a utilização de antenas de microfita *patch* retangular com polarização circular tem se destacado como uma importante área de pesquisa e desenvolvimento no contexto de sistemas de comunicação (NASCIMENTO; FABIANI; LACAVA, 2018), pois ao contrário da polarização linear, a polarização circular oferece uma maior robustez contra os efeitos de multi-percurso, permitindo a recepção de sinais de polarização linear em qualquer ângulo e demonstrando facilidade de penetração através de obstáculo (TORRES-GARCÍA et al., 2016).

Projetos de antenas de microfita *patch* apresentam uma determinada complexidade, pois é necessário definir de forma correta como será realizada a excitação na antena, podendo ser alimentada de forma única ou dupla (BALANIS, 2005). Outro fator importante para garantir que ocorra a polarização circular é que o valor da razão esteja entre 0 a $3dB$, pois acima desse valor, a polarização perde a característica de polarização circular (JAMLOS et al., 2020). Existem diversas formas para obter esse tipo de polarização, como por exemplo, utilizando alimentação através de conector SMA (NASCIMENTO; FABIANI; LACAVA, 2018), alimentação por meio de linha de transmissão com modificações (TORRES-GARCÍA et al., 2016) ou até mesmo fazendo adaptações no *patch*, como os métodos de truncamento das extremidades (NASCIMENTO; FABIANI; LACAVA, 2018) ou com slots (JAMLOS et al., 2020). Portanto, para suprir todas essas necessidades, diferentes procedimentos podem ser aplicados às antenas *patches* com polarização circular.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é analisar o desempenho de antenas de microfita *patch* retangular com substrato de Rogers RT/Duroid 5880, com casamento de impedância e operando na frequência de 5,8 GHz, com polarização linear e circular. O projeto visa realizar três projetos de antenas, sendo dois deles adaptações de dois artigos. São realizadas medições em laboratório utilizando protótipos dessas antenas projetadas, a fim de comparar as mesmas com resultados simulados, bem como verificar qual antena possui a melhor performance, faixa de aplicação, largura de banda, coeficiente de reflexão, ganho, diretividade e razão axial.

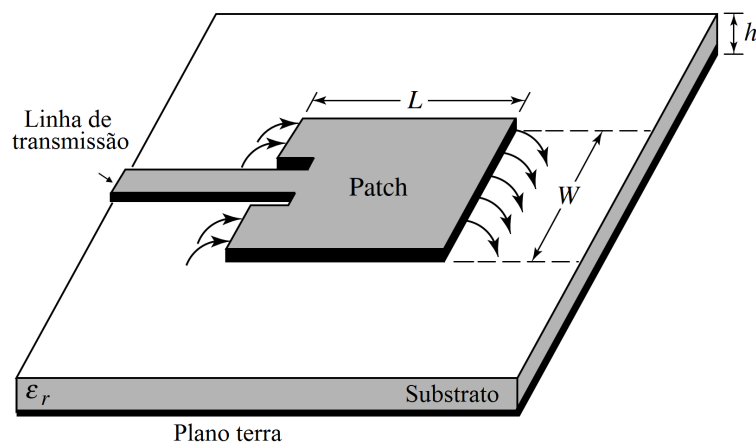
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado em seis capítulos. No Capítulo 1 é feita uma introdução sobre antenas de microfita *patch*, explicando as desvantagens da utilização de polarização linear e as vantagens de utilizar polarização circular, trazendo exemplos de como pode ser obtida esse tipo de polarização. O Capítulo 2 abrange uma revisão bibliográfica sobre antenas de microfita *patch*, definindo os conceitos, tipos de aplicações, tipos de geometria, técnicas de alimentação e equações matemáticas que descrevem o funcionamento dessas antenas. No Capítulo 3 são discutidos os métodos de análise de antenas, como o método da linha de transmissão e método da cavidade, e também os parâmetros e propriedades das antenas, tais como a diretividade, fator de qualidade e largura de banda. O Capítulo 4 aborda o que é a polarização circular, suas vantagens e diferentes formas de se obter esse tipo de polarização. O Capítulo 5 é referente aos projetos de três antenas de *microfita patch* retangulares com polarização circular, contendo as simulações dos parâmetros da antena, sendo elas o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, impedância de entrada $|Z_{11}|$, ganho, diretividade e razão axial, e posteriormente a discussão e comparação dos resultados simulados, a fim de identificar qual das antenas possui o melhor desempenho em termos de polarização circular. Por fim, o Capítulo 6 aborda as conclusões obtidas deste trabalho e possíveis trabalhos futuros a respeito deste tema.

2 ANTENAS DE MICROFITA PATCH RETANGULAR

As antenas de *microfita patch* são um tipo de antena que são constituídas basicamente por duas placas condutoras paralelas separadas por uma camada dielétrica chamada de substrato localizada entre elas. A placa superior chamada de *patch* será o elemento irradiador da antena e essa possui uma espessura muito inferior ao comprimento de onda no espaço livre conforme (BALANIS, 2005), enquanto a outra placa é o plano terra, localizada na parte inferior do substrato. A Figura 1 representa uma antena de *microfita patch* com geometria retangular.

Figura 1 – Antena de *microfita patch* retangular.

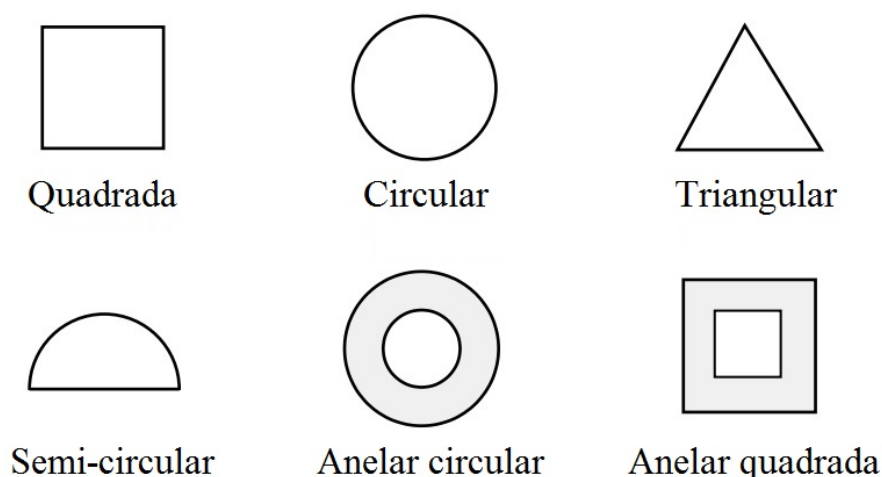


Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

Sendo ϵ_r a permissividade relativa do substrato, h a altura do substrato, L o comprimento do *patch* e W a largura do *patch*. O substrato dielétrico pode ser feito de vários materiais, tanto isotrópicos quanto anisotrópicos (BALANIS, 2005) e por ser de vários tipos, geralmente sua permissividade relativa ϵ_r está empregada na faixa de $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$. A permissividade relativa ϵ_r do substrato desempenha um papel importante na influência da ressonância da antena, largura de banda e suas dimensões físicas. Os substratos que possuem um valor baixo de permissividade relativa e uma maior espessura proporcionam uma maior potência e largura de banda, mas podem resultar em ondas de superfície e radiações indesejáveis. Por outro lado, os substratos com valor alto de permissividade relativa têm sua eficiência reduzida, resultando em uma largura de banda mais estreita.

O *patch* de uma antena de *microfita* pode ser de várias geometrias, e cada geometria influencia de modo diferente no comportamento e nas características eletromagnéticas da antena. Os formatos mais empregados são os quadrados, retangulares e dipolos, devido a facilidade de análise e fabricação dos mesmos (BALANIS, 2005). Dentre as outras geometrias existentes, estão as triangulares, circulares, semicirculares e anelares, conforme ilustra a Figura 2 (KUMAR; RAY, 2002).

Figura 2 – Formas geométricas empregadas em antenas de microfita *patch*.



Fonte: Adaptado de (KUMAR; RAY, 2002).

2.1 TÉCNICAS DE ALIMENTAÇÃO

Para realizar a alimentação da antena de microfita *patch*, vários métodos de alimentação podem ser utilizados, considerando o projeto da antena e onde ela será aplicada (WONG, 2004), levando também em consideração as vantagens e desvantagens do método escolhido para cada situação. Dentre as várias técnicas de alimentação utilizada, tem-se a técnica de alimentação por linha de *microfita*, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade (BALANIS, 2005).

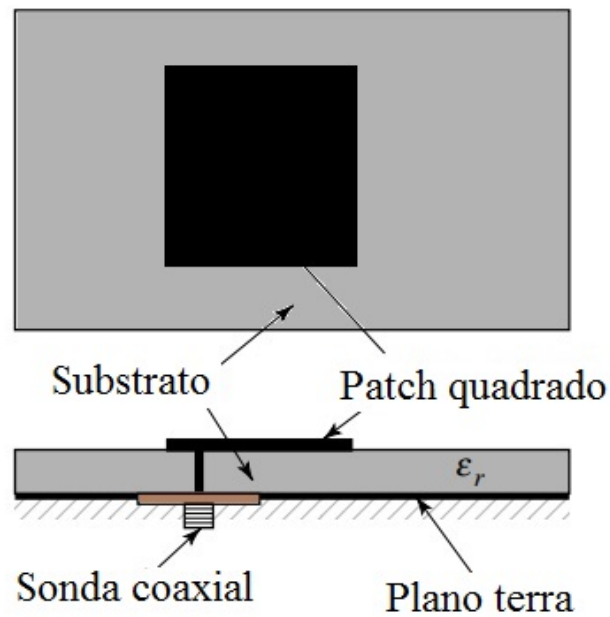
2.1.1 Alimentação por cabo coaxial (sonda coaxial)

A técnica de alimentação por cabo coaxial consiste em um condutor interno se conectando no *patch* da antena, enquanto um condutor externo se conecta ao plano terra. Para obter um melhor desempenho da alimentação e impedância da antena (GARG, 2001), é necessário que o ponto de alimentação esteja bem posicionado. A vantagem de utilizar essa técnica é sua fácil construção, porém possui largura de banda baixa e não é tão viável para antenas que possuem substratos muito espessos (BALANIS, 2005).

2.1.2 Alimentação por linha de microfita

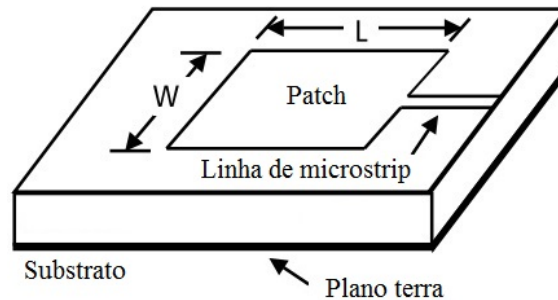
A alimentação da antena pelo método de linha de *microfita* utiliza uma fita condutora com largura menor do que a largura do *patch* e está conectada ao *patch*, onde ambos estão localizados no mesmo plano, acima do substrato como mostra a Figura 4. Essa técnica de alimentação é considerada a mais simples comparada com as demais, devido a facilidade na construção. A desvantagem em utilizar esse método é pelo fato de que conforme a espessura do substrato da antena aumenta, surge limitações na largura de banda devido à presença de radiação espúria (BALANIS, 2005), limitando o desempenho da antena.

Figura 3 – Alimentação de uma antena de microfita *patch* pela técnica de cabo coaxial.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

Figura 4 – Alimentação de uma antena de microfita *patch* pelo método linha de microfita.

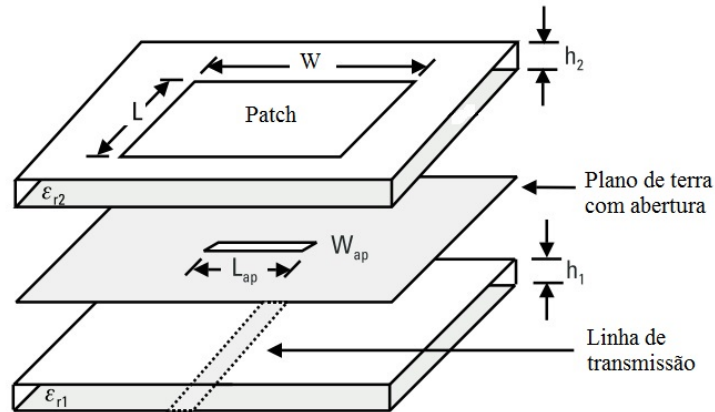


Fonte: Adaptado de (KUMAR; RAY, 2002).

2.1.3 Alimentação por acoplamento de abertura

O método de alimentação por acoplamento de abertura consiste na utilização de dois substratos que são separados por um plano terra, com uma linha de microfita posicionada abaixo do substrato inferior, responsável pela transferência de energia para o *patch*, como mostra a figura a seguir. Como nesse modelo são usados dois substratos, o substrato inferior possui uma constante dielétrica alta ϵ_{r1} , enquanto no substrato superior o valor da constante dielétrica ϵ_{r2} é baixa (BALANIS, 2005). Essa técnica permite a diminuição da radiação espúria quando comparado com as demais técnicas de alimentação. Porém, nesse modelo, a largura de banda também é estreita e sua fabricação é mais complexa.

Figura 5 – Alimentação de uma antena de microfita *patch* pelo método acoplamento por abertura.

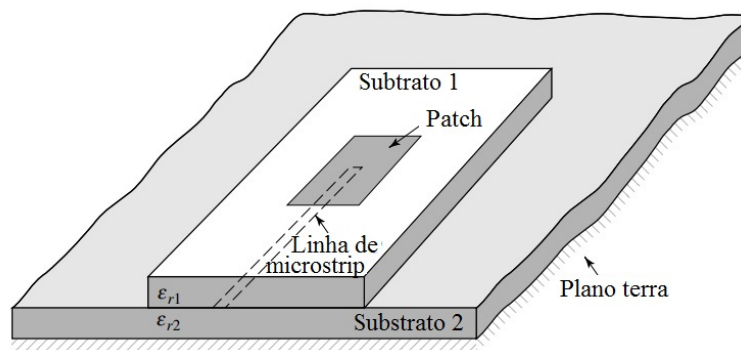


Fonte: Adaptado de (KUMAR; RAY, 2002).

2.1.4 Alimentação por acoplamento por proximidade

O acoplamento por proximidade é um método de alimentação de antenas que apresenta uma maior largura de banda, menor radiação espúria e modelagem mais simples quando comparada com as outras técnicas de alimentação de antenas (BALANIS, 2005). Nesse modelo, a linha de microfita é inserida entre dois substratos, e para obter o casamento de impedâncias, é possível ajustar as dimensões da linha de microfita e do *patch*. A Figura 6 ilustra uma representação da antena utilizando esse método de alimentação, parecida com a técnica de alimentação por acoplamento por abertura, porém, com ausência de um plano terra entre os substratos.

Figura 6 – Alimentação de uma antena de microfita *patch* pelo método acoplamento por proximidade.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

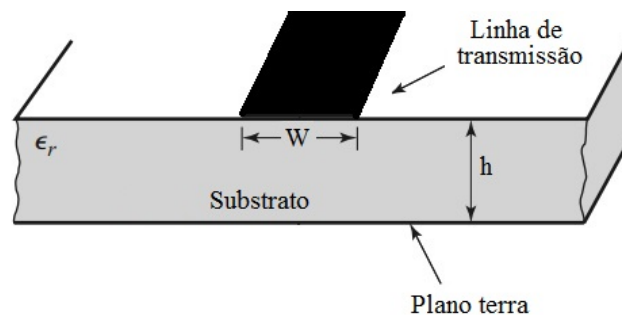
3 PRINCIPAIS PARÂMETROS PARA CONSTRUÇÃO E PROJETO DE ANTENAS *PATCHES* EM MICROFITA

Existem várias abordagens para analisar antenas de *microfita patch*. Os métodos mais utilizados são os modelos de linha de transmissão e o de cavidade. O modelo de linha de transmissão é o mais simples entre eles e oferece uma aproximação aceitável do ponto de vista físico, embora seja menos preciso devido às dificuldades na modelagem do acoplamento. Por outro lado, o modelo de cavidade, proporciona maior precisão, mas também com uma maior complexidade, quando comparado ao modelo de linha de transmissão.

3.1 MODELO DA LINHA DE TRANSMISSÃO

O método de linha de transmissão é uma técnica simples e que produz resultados satisfatórios, sendo adequado para antenas de microfita com *patch* quadrado ou retangular, como no caso deste trabalho. Nesse método, o *patch* é representado como duas aberturas paralelas, simulando dipolos magnéticos. Basicamente, a técnica de linha de transmissão representa a antena de microfita por meio de duas aberturas, separadas por uma linha de transmissão de baixa impedância Z_c com comprimento L . A Figura 7 mostra um exemplo de linha de transmissão *microfita*.

Figura 7 – Linha de transmissão de microfita.



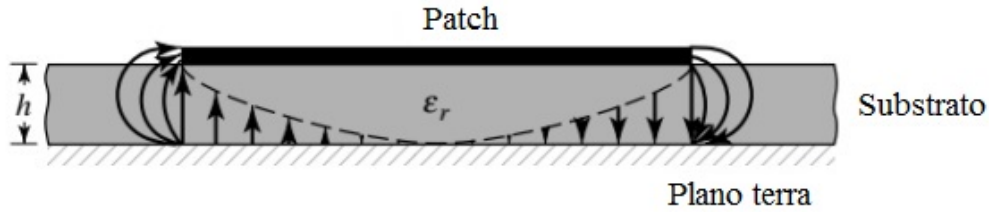
Fonte: Adaptado de (POZAR, 2011).

3.1.1 Efeito de franja

O *patch* da antena possui valores finitos de comprimento e largura, e devido a isso, permite que ocorra um fenômeno chamado de efeito de borda, que faz com que o campo saia do *patch* em direção ao plano de terra. A quantidade desse efeito se deve a espessura do substrato h , da dimensão do *patch* da antena e da constante dielétrica do substrato ϵ_r (BALANIS, 2005).

Devido ao efeito de borda, as dimensões elétricas da antena são maiores que as dimensões físicas, desse modo, surge uma constante dielétrica efetiva. A equação a seguir demonstra como é encontrado o valor da permissividade efetiva do dielétrico:

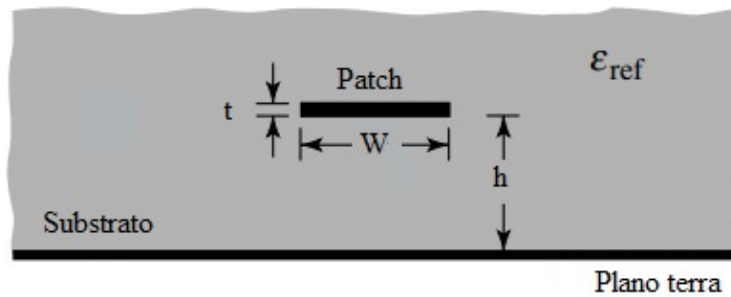
Figura 8 – Efeito de borda em um *patch* retangular.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \left(\frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (3.1)$$

Figura 9 – Constante dielétrica efetiva ϵ_{ref} .



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

3.1.2 Comprimento efetivo, largura efetiva e frequência de ressonância

Por causa dos efeitos nas bordas, o *patch* parece ser eletricamente maior do que suas dimensões físicas. Portanto, as dimensões do patch são ampliadas nas extremidades por uma quantidade ΔL , expresso da seguinte forma:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \left(\frac{\epsilon_{ref} + 0.3}{\epsilon_{ref} - 0.258} \right) \left(\frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right) \quad (3.2)$$

Devido ao aumento do tamanho do ΔL do *patch*, o comprimento efetivo L_{ef} é dado por:

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (3.3)$$

Para o modo TM_{010} dominante, a frequência de ressonância da antena de microfita depende do seu comprimento, que é dada pela seguinte equação:

$$(f_r)_{(010)} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.4)$$

Sendo v_0 a velocidade da luz no vácuo. Considerando os efeitos de borda existentes do *patch*, a frequência de ressonância final será dada por:

$$(f_{rc})_{(010)} = \frac{1}{2L_{ef}\sqrt{\epsilon_{ef}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = \frac{1}{2(L + \Delta L)\sqrt{\epsilon_{ef}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

A partir da manipulação das equações descritas em (3.4) e (3.5), é possível obter o fator de franjamento q :

$$q = \frac{f_{rc(010)}}{f_{r(010)}} \quad (3.6)$$

Conforme (BALANIS, 2005), para que seja possível uma radiação eficiente, a largura W e comprimento L do *patch* são dados pelas equações a seguir:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (3.7)$$

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\epsilon_{ef}}\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.8)$$

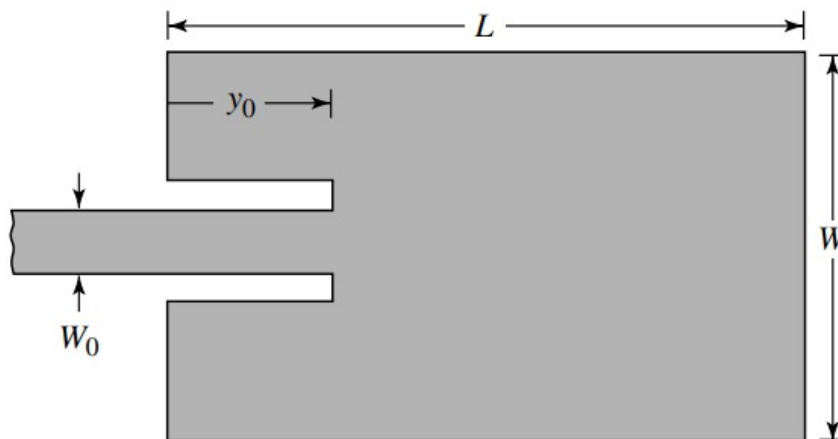
3.1.3 Casamento de impedância

A fim de obter o valor da profundidade do *gap*, é necessário obter os valores de resistência de entrada dos *gaps* do *patch*. Essa técnica é importante, pois através desta é possível conseguir o casamento de impedância (Z_c) da antena:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln\left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h}\right], \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (3.9)$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}}\left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667\ln\left(\frac{W_0}{h} + 1.44\right)\right]}, \frac{W_0}{h} > 1 \quad (3.10)$$

Figura 10 – Técnica de casamento de impedância acoplada.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

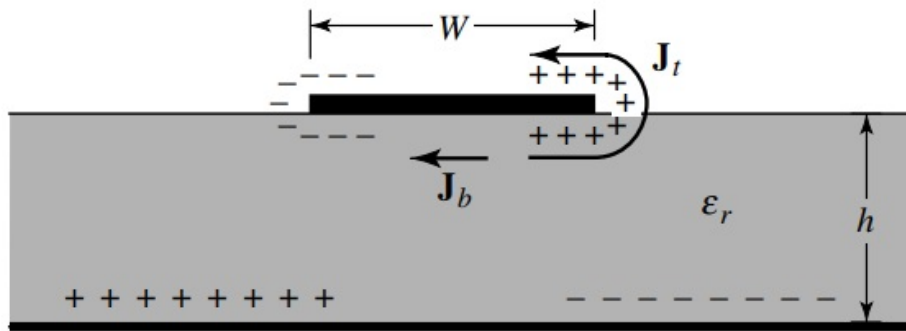
Sendo W_0 a largura da linha do *microfita*. Portanto, a resistência de entrada é dada pela equação (3.26):

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (3.11)$$

3.2 MÉTODO DA CAVIDADE

O modelo da cavidade pode ser utilizado para estudos e análise de antenas de microfita *patch* de qualquer geometria, porém para geometria retangulares a modelagem matemática é mais simples comparada com as demais. Nesse modelo, a antena é considerada como uma cavidade eletromagnética, com paredes elétricas no topo e na base e paredes magnéticas nas laterais (BALANIS, 2005). O *patch* é modelado como uma abertura na parede elétrica superior, e o plano de terra é modelado como uma parede magnética, conforme ilustra a Figura 11:

Figura 11 – Distribuição da densidade de correntes e cargas no método da cavidade.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

Quando a antena é energizada, ocorre uma distribuição de cargas no *patch*, no plano de terra e também no espaço acima do mesmo. Essa distribuição é causada pelos mecanismos de atração e repulsão. O mecanismo de atração ocorre entre as cargas opostas no plano de terra e abaixo do *patch*. Essas cargas tendem a se aproximar, concentrando-se abaixo do *patch*. Por outro lado, no mecanismo de repulsão, as cargas opostas abaixo do *patch* empurram as cargas para as bordas e para cima do mesmo. Esse movimento de repulsão cria duas densidades de corrente: A densidade de corrente superficial J_b , na face interna do *patch* e a densidade de corrente total J_t , na face externa do *patch*.

Para este modelo, as paredes laterais são consideradas como condutoras magnéticas perfeitas, visto que na prática, esses valores são muito pequenos. As faces superior e inferior do *patch* são consideradas como condutores elétricos perfeitos, enquanto as paredes laterais são consideradas como condutores magnéticos perfeitos, fazendo com que ambos os campos se anulem (BALANIS, 2005).

Por possuir uma espessura muito menor que o comprimento de onda de operação, as forças de atração existentes entre o *patch* e o plano terra se tornam maiores que as forças de repulsão. Como resultado, a maior parte da densidade de corrente fica concentrada sob o *patch*. Quanto menor a espessura do substrato e da antena, mais próximo do ideal é o modelo da mesma.

Devido a espessura da microfita ser muito pequena, as ondas que surgem entre o *patch* e o plano de terra sofrem reflexões nas bordas do *patch*, irradiando somente uma pequena parcela da energia, fazendo com que a antena possua um desempenho baixo. Os campos estáticos sob o *patch* são como ondas senoidais e podem ser representadas através de funções cossenoidais.

Para poder representar a antena através do método das cavidades, é necessário considerar a radiação da mesma, através da tangente de perdas efetivas δ_{ef} , representando as perdas da cavidade de modo a deixar o fator de qualidade Q recíproco, ou seja, $\delta_{ef} = 1/Q$ (BALANIS, 2005)

O tamanho reduzido da antena faz com que os efeitos de borda também sejam baixos e os campos sejam constantes, permitindo somente a análise de configuração de campo TM^x no interior da cavidade da antena.

A frequência de ressonância para um modo de propagação específico é dado por:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (3.12)$$

As equações dos campos elétricos e magnéticos são descritas por:

$$E_x = -j \frac{(k^2 - k_x^2)}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z') \quad (3.13)$$

$$E_y = -j \frac{k_x k_y}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \quad (3.14)$$

$$E_z = -j \frac{k_x k_z}{\omega\mu\epsilon} A_{mnp} \sin(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \quad (3.15)$$

$$H_x = 0 \quad (3.16)$$

$$H_y = -\frac{k_z}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \sin(k_z z') \quad (3.17)$$

$$H_z = \frac{k_y}{\mu} A_{mnp} \cos(k_x x') \sin(k_y y') \cos(k_z z') \quad (3.18)$$

3.3 DIRETIVIDADE

A diretividade consiste na capacidade da antena se concentrar na emissão de sinais em uma direção específica, ou de recepção de sinais que vêm de uma direção específica. Ela pode ser calculada pela razão da intensidade de radiação pela intensidade média da radiação de todas as direções (BALANIS, 2005). Logo, a equação matemática para encontrar o valor da diretividade D_0 é dada por:

$$D_0 = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (3.19)$$

Sendo U a intensidade de radiação, U_0 a intensidade da radiação da fonte isotrópica e P_{rad} a potência total radiada. Em casos em que a direção de radiação não é especificada, a diretividade é dada

como diretividade máxima D_0 que é definido por:

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (3.20)$$

3.4 LARGURA DE BANDA

A largura de banda se refere ao intervalo de frequências em que a antena possui um bom desempenho em relação ao padrão especificado. No caso de antenas de microfita *patch*, o parâmetro de variação de impedância impõe um limite no padrão de desempenho, por ser um dispositivo ressonante. Para largura de banda estreita BW , a equação pode ser definida através de:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{\Delta_f}{f_0} \quad (3.21)$$

Sendo f_2 a maior frequência do sinal, f_1 a menor frequência do sinal, Δ_f a variação de frequência entre a maior e a menor e f_0 a frequência central. Conforme (BALANIS, 2005), a largura de banda é inversamente proporcional ao fator de qualidade Q_t da antena, expressado por:

$$\frac{\Delta_f}{f_0} = \frac{1}{Q_t} \quad (3.22)$$

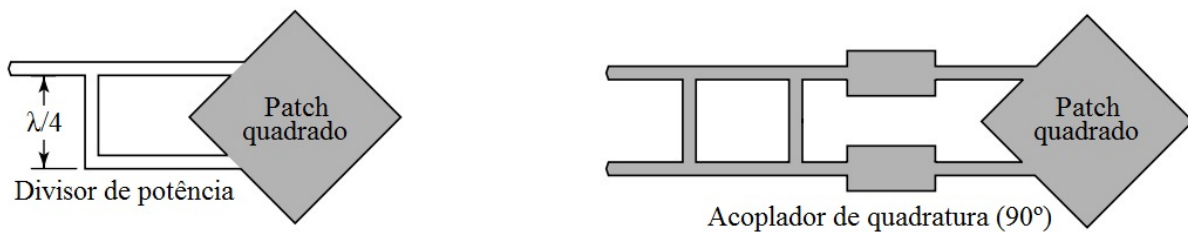
4 POLARIZAÇÃO CIRCULAR DE ANTENAS DE MICROFITA *PATCH*

As antenas de microfita *patch* com polarização circular, também chamada pela sigla CPMSA (Circular Polarized *Microstrip* Antenna), possui uma gama de aplicações em sistemas de comunicação sem fio, como radares, sistemas de navegação e também em painéis solares (JAMLOS et al., 2020). Para que seja gerada uma onda de polarização circular na antena, existe a necessidade da mesma ser excitada com dois modos de propagação com uma diferença de 90 graus entre suas fases. Esses tipos de antenas podem ser alimentadas de várias formas diferentes, podendo ser alimentação simples, dupla e até mesmo múltiplas (BALANIS, 2005).

4.1 ALIMENTAÇÃO DUPLA PARA OBTENÇÃO DE POLARIZAÇÃO CIRCULAR

Em relação a antenas de microfita *patch* de geometrias quadradas e retangulares, uma maneira eficaz de gerar polarização circular ideal é alimentar a antena nas duas bordas adjacentes, fazendo com que a mesma seja excitada pelos dois modos ortogonais: TM_{010}^x e TM_{001}^x , onde cada borda gera esses modos de propagação. Ao utilizar um divisor de potência de 90° graus ou acoplador híbrido de quadratura na linha de *microfita* conforme Figura 12, é obtida a diferença de fases de forma correta entre os modos.

Figura 12 – Polarização circular em um *patch* quadrado por meio de um divisor de potência e por um acoplador de quadratura.



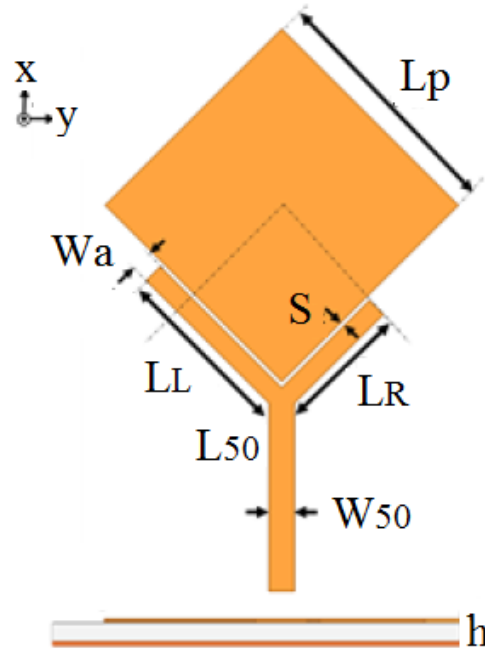
Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

4.1.1 Técnica de alimentação dupla por linha de transmissão com braços assimétricos

Essa técnica de alimentação dupla é capacitivamente acoplada e consiste na excitação da linha de transmissão utilizando braços assimétricos (TORRES-GARCÍA et al., 2016). Nesse método, a polarização circular é obtida ajustando as dimensões dos braços da linha de transmissão sem realizar nenhuma modificação no *patch*. A vantagem da utilização dessa técnica é que ela pode ser aplicada a um *patch* de qualquer geometria e possibilita obter uma alta largura de banda, ao mesmo tempo que preserva as restrições de design simples e facilidade de fabricação em uma única camada e sua fabricação por meio de um processo de Placa de Circuito Impresso (PCB) de baixo custo (TORRES et al., 2015). Os projetos de antenas que empregam esse método de alimentação permite que essas

antenas sejam um solução interessante para aplicações na faixa ISM. A assimetria existente entre os braços da linha de transmissão é de forma proposital, justamente para que seja possível o atraso em 45 graus, e o adiantamento em 45 graus, para a obtenção da polarização circular (TORRES-GARCÍA et al., 2016). Essa técnica foi utilizada no estudo de caso 3 no Capítulo 5 deste trabalho.

Figura 13 – Técnica de alimentação por linha de transmissão por braços assimétricos.



Fonte: Adaptado de (TORRES-GARCÍA et al., 2016).

Conforme a Figura 13, as configurações utilizadas para o desenvolvimento desse projeto são: L_p é o comprimento e largura do *patch*, S é a distância do espaço entre o *patch* e o braço da linha de transmissão, L_L é o comprimento do braço esquerdo, L_R é o comprimento do braço direito, W_a é a largura dos braços, L_{50} é o comprimento da linha de transmissão e W_{50} é a largura da linha de transmissão.

4.2 ALIMENTAÇÃO ÚNICA PARA OBTENÇÃO DE POLARIZAÇÃO CIRCULAR

Quando se trata de alimentação dupla de uma antena microfita *patch* para polarização circular, é exigido um certo nível de complexidade para a implementação de duas linhas de transmissão de alimentação. Uma das alternativas de manter a polarização circular e de modo que não exija tanta complexidade, é utilizar apenas uma única alimentação. A fim de que a antena seja alimentada por um único ponto, é necessário encontrar uma localização no *patch* que permite a geração de dois modos ortogonais e com campos elétricos de mesma amplitude (BALANIS, 2005).

Devido à leve diferença existente entre as frequências dos modos, é necessário projetar os campos para obter a ortogonalidade entre os mesmos, ou seja, o primeiro modo terá sua fase adiantada em 45° graus, enquanto o segundo é atrasado em 45° graus, garantindo a polarização circular. Portanto, é necessário considerar que as dimensões de comprimento L e largura W do *patch* sejam aproximadamente iguais, de modo que as frequências de ressonância dos modos TM_{010}^x e TM_{001}^x se sobreponham.

Na direção lateral ao *patch*, o modo TM_{010}^x gera um campo elétrico E_y polarizado linearmente na direção y , enquanto o modo TM_{001}^x gera um campo elétrico E_z polarizado linearmente na direção z . As equações matemáticas que descrevem os campos elétricos E_y e E_z são dados por:

$$E_y = c \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{L}y'\right)}{k^2(1 - j/Q_t) - (k_y)^2} \quad (4.1)$$

$$E_z = c \frac{\text{sen}\left(\frac{\pi}{W}z'\right)}{k^2(1 - j/Q_t) - (k_z)^2} \quad (4.2)$$

$$k_y = \frac{\pi}{L} \quad (4.3)$$

$$k_z = \frac{\pi}{W} \quad (4.4)$$

$$Q_t = \frac{1}{\tan\delta_{ef}} \quad (4.5)$$

Onde c é a constante de proporcionalidade. Como os campos elétricos E_y e E_z se propagam na direção lateral da antena, é possível determinar a razão axial deles através de:

$$\frac{E_y}{E_z} \simeq \frac{k(1 - j/2Q_t) - k_y}{k(1 - j/2Q_t) - k_z} \quad (4.6)$$

É necessário que o valor da razão axial seja igual a um e que a fase esteja em $\pm 90^\circ$ graus para obter a polarização circular. Isso ocorre quando os dois fasores possuem valores iguais de amplitude e estão defasados em 90° graus. A equação a seguir permite satisfazer essa condição:

$$k_y - k_z = \frac{k}{Q_t} \quad (4.7)$$

A frequência de operação é escolhida no ponto central entre as frequências ressonantes dos modos TM_{010}^x e TM_{001}^x . A condição descrita em (4.7) é satisfeita quando:

$$L = W \left(1 + \frac{1}{Q_t}\right) \quad (4.8)$$

Tomando como base a equação (3.64) do capítulo anterior, é possível determinar as frequências de corte f_1 e f_2 quando associadas ao comprimento L e largura W da antena de microfita *patch* retangular, através das seguintes equações:

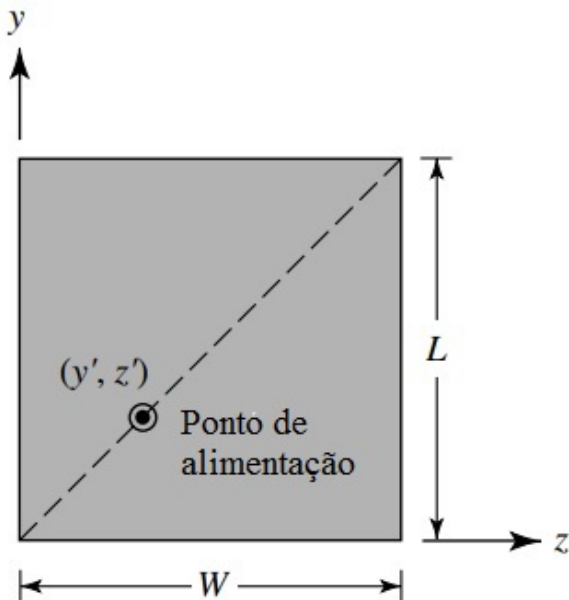
$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + 1/Q_t}} \quad (4.9)$$

$$f_2 = f_0 \sqrt{1 + 1/Q_t} \quad (4.10)$$

Quando a alimentação do *patch* de geometria quadrada ou aproximadamente quadrada é realizada pela diagonal, é possível obter uma polarização circular. Quando o ponto de alimentação é inserido

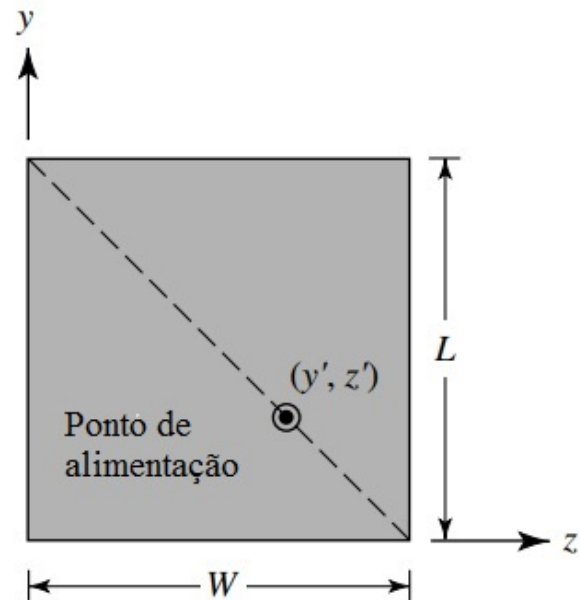
na diagonal do canto esquerdo inferior para o canto direito superior, como ilustra a Figura 14, a polarização circular será a esquerda (*Left Hand Circular Polarization - LHCP*). Ao utilizar a diagonal oposta, que parte do canto inferior direito em direção ao canto superior esquerdo, conforme mostra a Figura 15, a polarização circular será a direita (*Right Hand Circular Polarization - RHCP*).

Figura 14 – Polarização circular a esquerda.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

Figura 15 – Polarização circular a direita.



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

4.2.1 Antena de microfita com truncamento nas extremidades do *patch*

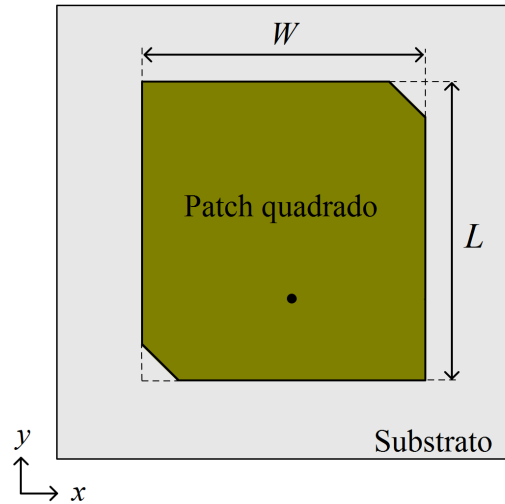
A técnica de truncamento no *patch* de antena de microfita envolve a criação de um ou mais cortes nas extremidades do *patch*. O *patch* é cortado ortogonalmente para que ele irradie energia tanto nos planos horizontal e vertical quanto em todos os planos intermediários (CHEN; WU; WONG, 2001). A alimentação pode ser por meio de cabo coaxial ou de conector SMA, localizado em um ponto no *patch* que permita um bom coeficiente de reflexão. A vantagem da utilização desse método é devido a sua facilidade e possibilita a geração de polarização circular em uma gama de frequências. A Figura 16 ilustra o *patch* com suas extremidades cortadas.

Essa técnica foi utilizada no estudo de caso 2 no Capítulo 5 deste trabalho, onde será descrito com mais detalhes a configuração e os parâmetros adotados para o projeto dessa antena.

4.2.2 Técnica de *patch* com fenda estreita interna

Essa técnica consiste em uma antena com *patch* quadrado alimentado por uma linha de transmissão de microfita com uma impedância característica de 50Ω . Pode ser aplicada a várias geometrias, no entanto, a geometria quadrada não requer uma complexidade tão grande em termos de projeto (JAMLOS et al., 2020). Ao introduzir uma abertura interna ao *patch*, a dimensão da antena será reduzida, deixando-a mais compacta. Isso se deve ao fato de que, ao aumentar o comprimento da

Figura 16 – *Patch* com as duas extremidades *truncadas*.

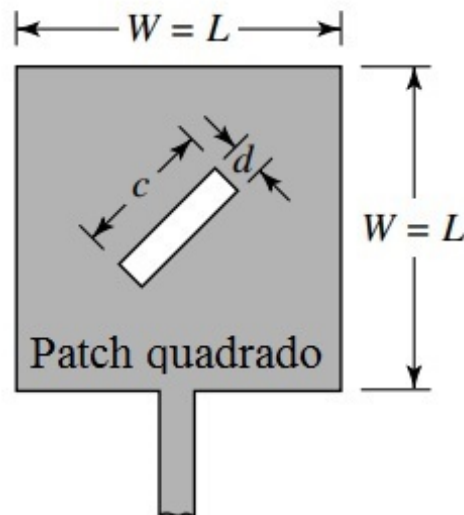


Fonte: Adaptado de (NASCIMENTO; FABIANI; LACAVA, 2018).

fenda, a frequência ressonante também será reduzida (JAMLOS et al., 2020). Além disso, essa técnica é empregada para aprimorar o valor da perda de retorno.

A Figura 17 ilustra o método de obtenção de polarização circular através de criação de fendas estreitas (*thin slots*) no interior do *patch* quadrado.

Figura 17 – *Patch* com fendas estreitas (*thin slots*).



Fonte: Adaptado de (BALANIS, 2005).

As equações para determinar o comprimento c e largura d do *slot* é dada pelas equações:

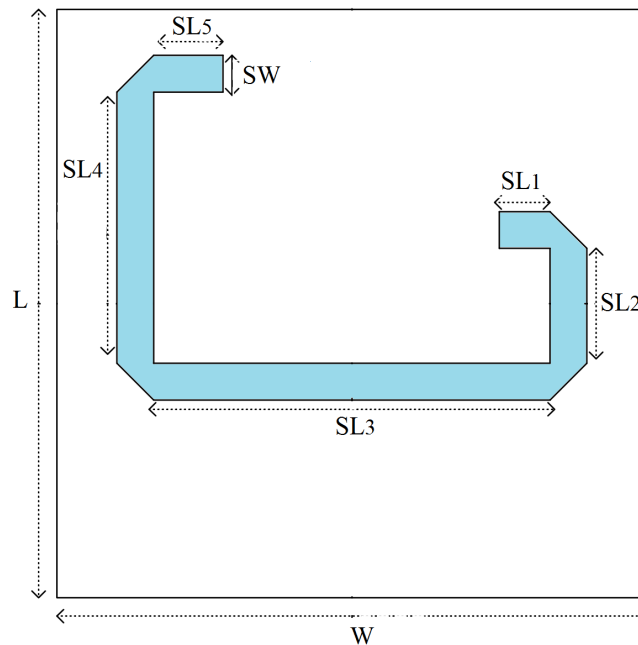
$$c = \frac{L}{2.72} = \frac{w}{2.72} \quad (4.11)$$

$$d = \frac{c}{10} = \frac{L}{27.2} = \frac{W}{27.2} \quad (4.12)$$

4.2.3 Antena de microfita *patch* com formato C

A utilização dessa técnica é dada por um *patch* desenhado em um formato da letra C, conforme ilustrado na Figura 18, é possível obter uma polarização circular eficiente. A alimentação da estrutura da antena é realizada através do método de acoplamento de abertura (CHEN; QING et al., 2008). As dimensões específicas da fenda são empregadas para otimizar o design da antena, priorizando a razão axial e a correspondência de impedância. Os parâmetros SL indica o comprimento do *patch* enquanto SW indica a largura do mesmo.

Figura 18 – Antena *patch* em forma de C.

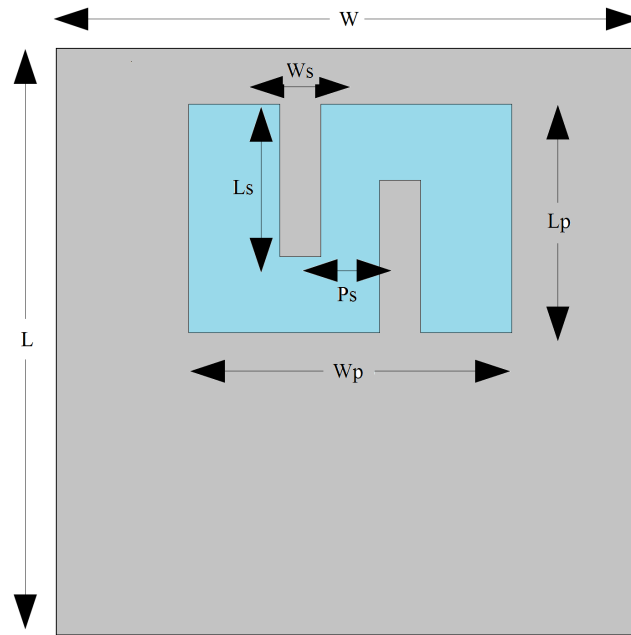


Fonte: Adaptado de (CHEN; QING et al., 2008).

4.2.4 Antena de microfita *patch* com formato S

Utilizando basicamente o mesmo princípio da antena *patch* em formato C, essa antena possui um *patch* desenhado no formato de uma letra S, conforme ilustrado em Figura 19. Esse tipo de antena pode ser alimentado através de acoplamento de abertura (IWASAKI, 1996), quanto por linha de microfita (ZULKIFLI; NARPATI; RAHARDJO, 2007). Neste último, essa técnica foi capaz de cobrir toda a subfaixa de sistemas de redes de computadores sem fio, na faixa de frequência de 5 a 6 GHz (ZULKIFLI; NARPATI; RAHARDJO, 2007).

Figura 19 – Antena *patch* em forma de S.

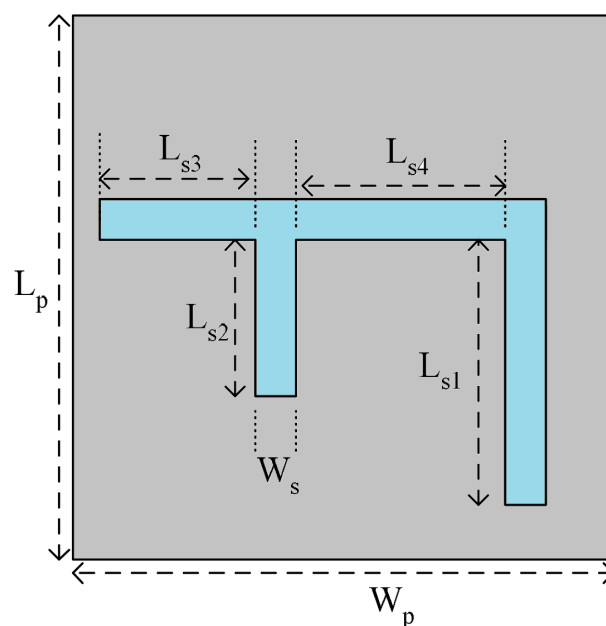


Fonte: Adaptado de (ZULKIFLI; NARPATI; RAHARDJO, 2007).

4.2.5 Antena de microfita *patch* com formato F

Essa configuração de antena consiste em *patch* desenhado no formato da letra F. Podem ser alimentadas por acomplamento de abertura (YONG et al., 2009) ou por linha de microfita (CHANDAR et al., 2023), como ilustra a Figura 20. Como objetivo, a utilização dessa configuração de antena é proporcionar uma elevada largura de banda e um valor de razão axial que seja inferior a 3 dB, sendo adequada para aplicações em WLAN e WiMAX (CHANDAR et al., 2023).

Figura 20 – Antena *patch* em forma de F.



Fonte: Adaptado de (YONG et al., 2009).

5 METODOLOGIA E RESULTADOS

A abordagem utilizada nesta seção se divide em duas etapas: A primeira consiste no desenvolvimento de projetos e simulação de antenas de microfita *patch* com geometria retangular, projetadas para operarem na frequência de 5.8 GHz. Serão abordados três estudos de casos, com projetos de antenas distintos, com o objetivo de fazer comparações e análises entre as mesmas, considerando os resultados simulados de coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, impedância de entrada, ganho, diretividade e razão axial da antena. Para realização dos projetos, simulações e plotagem dos gráficos, foi utilizado o *Ansys Electronics* com módulo eletromagnético *High Frequency Structure Simulator (HFSS)*, com Método dos Elementos Finitos (*Finite Elements, FEM*) uma ferramenta de simulação eletromagnética usada para analisar o comportamento de dispositivos eletromagnéticos em altas frequências. Ele é amplamente utilizado na indústria de *design* de antenas, circuitos integrados, guias de onda e outros componentes eletrônicos que operam em frequências de rádio, micro-ondas e além. O HFSS permite modelar, simular e otimizar estruturas complexas, fornecendo *insights* valiosos sobre o desempenho eletromagnético antes da prototipagem física.

A segunda parte dessa seção abrange a medição dos resultados dos protótipos das antenas projetadas, com o intuito de realizar comparações com os resultados simulados e verificar se os valores estão próximos e se há concordância entre o projeto simulado e o prático.

5.1 PROJETOS DE ANTENAS DE MICROFITA *PATCH*

5.1.1 Estudo de caso 1 - Antena de microfita *patch* quadrado alimentado por conector SMA

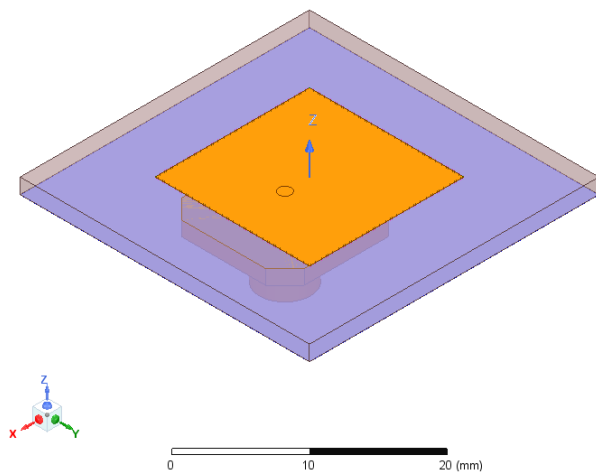
Como parte do primeiro estudo de caso, foi projetada uma antena de microfita *patch* com geometria quadrada, que permite obter uma polarização linear. Foi utilizado um substrato de Rogers RT/Duroid 5880, operando na frequência de 5.8 GHz e alimentada por um conector SMA. A Figura 21 e a Figura 22 mostram a vista isométrica e do topo da antena projetada, respectivamente. Na Tabela 1 são apresentados todos os parâmetros e configurações utilizadas.

Tabela 1 – Parâmetros da antena do caso 1.

Parâmetros	Valores
Frequência (GHz)	5,8
Material do substrato	Rogers RT/Duroid 5880
Permissividade relativa	2,2
Comprimento do substrato (L_d)	30mm
Largura do substrato (W_d)	30mm
Altura do substrato (h)	1,575mm
Comprimento do <i>patch</i> (L)	16mm
Largura do <i>patch</i> (W)	16mm
Impedância do conector SMA (Z_0)	50 Ω
Ponto de alimentação (fed_p)	5,45mm

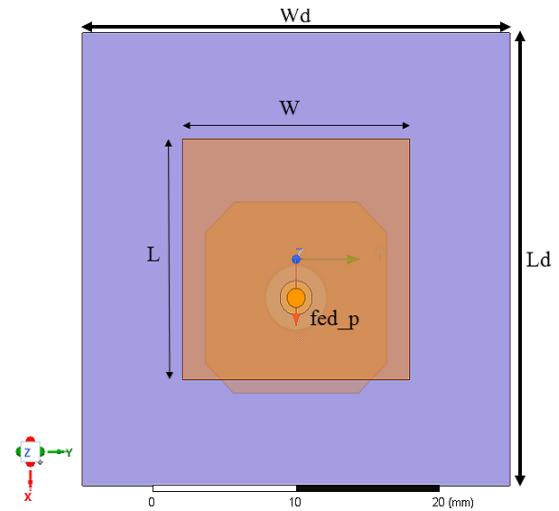
Fonte: Autoria própria.

Figura 21 – Vista isométrica da antena 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

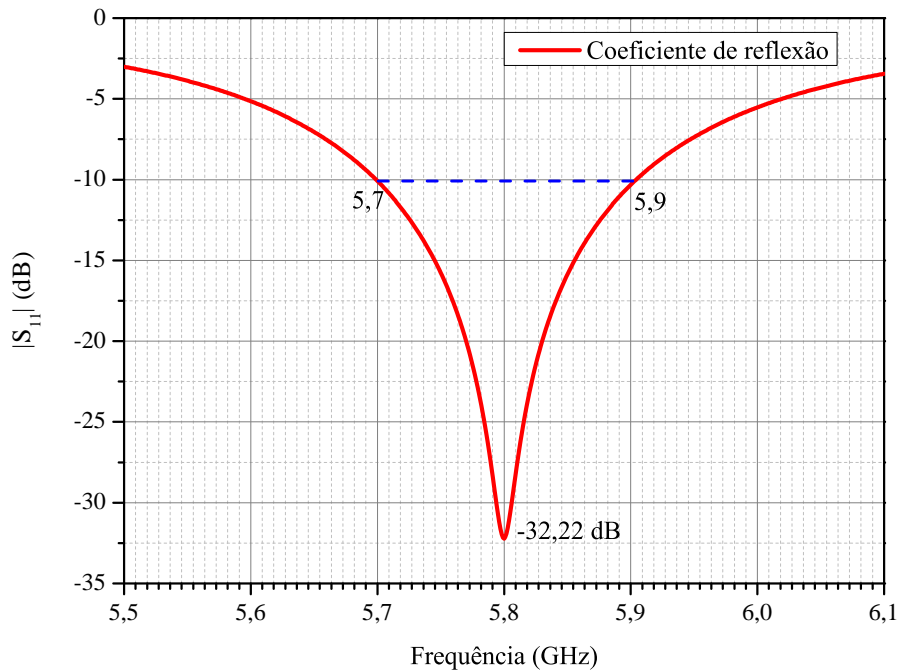
Figura 22 – Vista do topo da antena 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O primeiro parâmetro simulado foi o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, conforme a Figura 23. Esse parâmetro é de extrema importância em simulações de antenas, pois nela é possível identificar a quantidade de sinal refletido de uma antena em relação ao sinal incidente, e também através do gráfico é possível verificar qual a banda de transmissão. Pode-se observar também que o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ está com -32,22 dB na frequência de 5,8 GHz, e a largura de banda em -10 dB está na faixa de 5,7 a 5,9, correspondendo a uma largura de banda fracionária de 3,44%. O valor para $|S_{11}|$ é considerado bom pois ele é superior a -10dB na frequência desejada, nesse caso, de 5,8 GHz.

Figura 23 – Coeficiente de reflexão da antena 1.

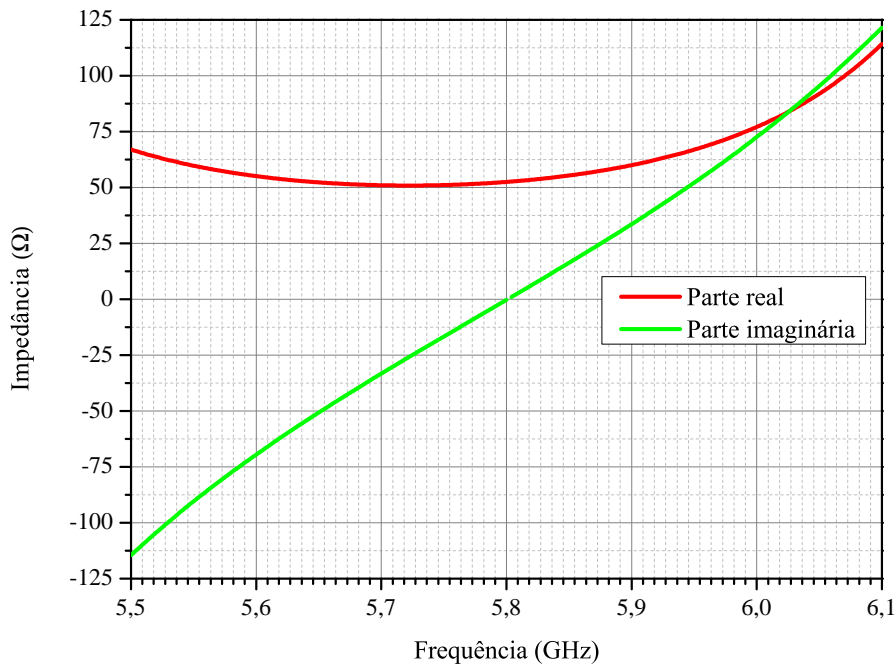


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 24 ilustra o gráfico de impedância de entrada da antena, considerando o conector SMA.

Como se pode observar, a parte real está em torno de $52,49 \Omega$ e a parte imaginária em torno de $-0,28 \Omega$. Esse resultado indica que a antena está operando normalmente, pois está com impedância casada.

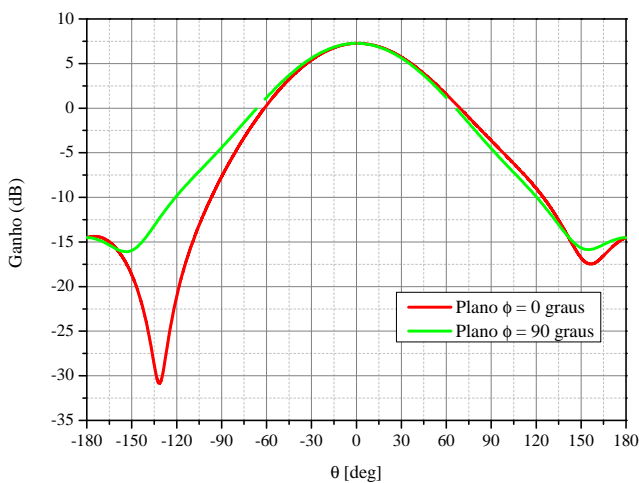
Figura 24 – Impedância de entrada da antena 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

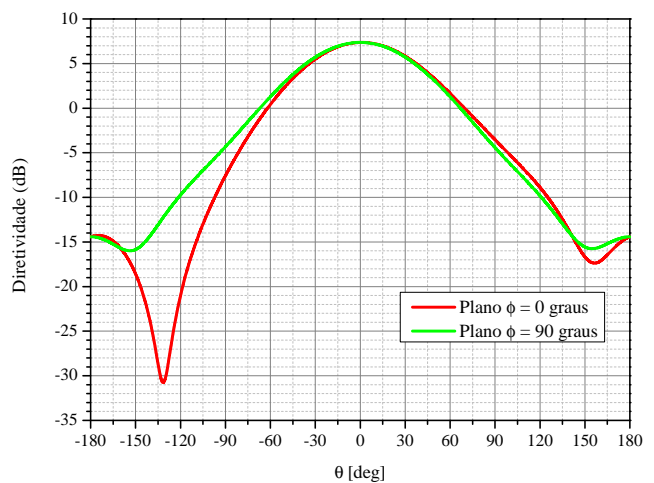
De acordo com Figura 25, foi plotado o gráfico do ganho total de ϕ igual a 0 e 90 graus, que resultou em torno de 7,27 dB, indicando um valor de ganho convencional. Visualizando a Figura 26, pode-se notar que a diretividade total está em torno de 7,37 dB, um pouco maior que o ganho. Apesar de serem valores próximos, o ganho considera as perdas existentes na antena e o tipo de substrato utilizado influencia no valor devido a tangente de perdas.

Figura 25 – Ganho da antena 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 26 – Diretividade da antena 1.

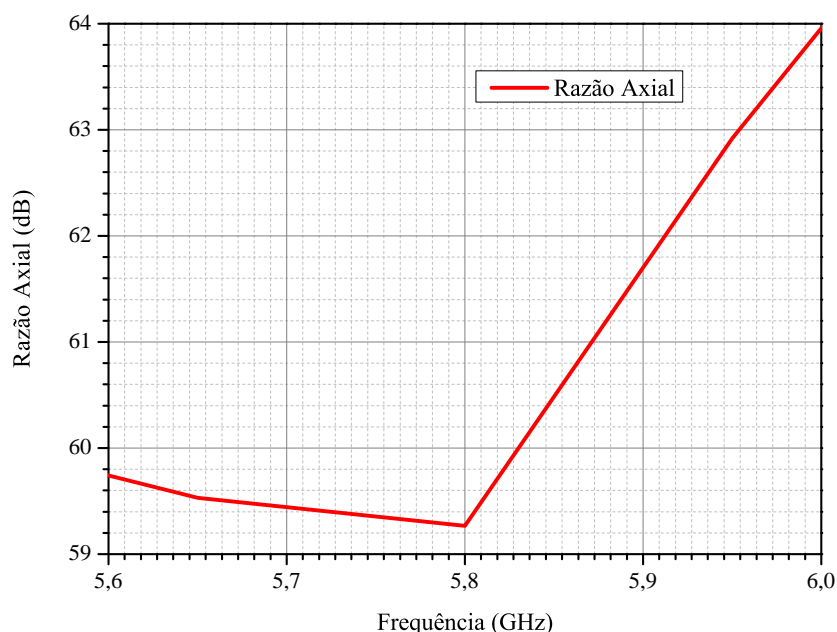


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 27 ilustra o gráfico da razão axial da antena. Foi obtido um valor de 59,27 dB na frequência de 5,8 GHz, indicando que o tipo de polarização é linear. A configuração e os parâmetros utilizados

foram bons, pois permitiram obter bons valores de coeficiente de reflexão, de ganho, diretividade, razão axial e casamento de impedância.

Figura 27 – Razão axial da antena 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1.2 Estudo de caso 2 - Antena de microfita *patch* quadrada com truncamento nas extremidades

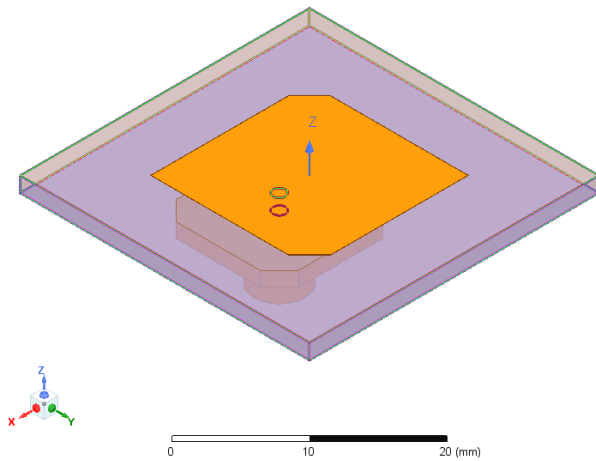
Para este segundo caso, foi projetada uma antena de microfita *patch* com geometria quadrada com truncamento em suas extremidades, utilizando um substrato de Rogers RT/Duroid 5880, operando na frequência de 5.8 GHz, alimentada por um conector SMA para obter polarização circular. Esse projeto foi adaptado do artigo de (NASCIMENTO; FABIANI; LACAVA, 2018). A Figura 28 e a Figura 29 ilustram a vista isométrica e do topo da antena, enquanto a Tabela 2 apresenta todos os parâmetros utilizados na configuração desse projeto.

Tabela 2 – Parâmetros da antena do caso 2.

Parâmetros	Valores
Frequência (GHz)	5,8
Material do substrato	Rogers RT/Duroid 5880
Permissividade relativa	2,2
Comprimento do substrato (L_d)	30mm
Largura do substrato (W_d)	30mm
Altura do substrato (h)	1,575mm
Comprimento do <i>patch</i> (L)	16,45mm
Largura do <i>patch</i> (W)	16,45mm
Impedância do conector SMA (Z_0)	50 Ω
Ponto de alimentação (f_{ed_p})	5,10mm
Corte nas extremidades do <i>patch</i> (chf_r)	2,20mm

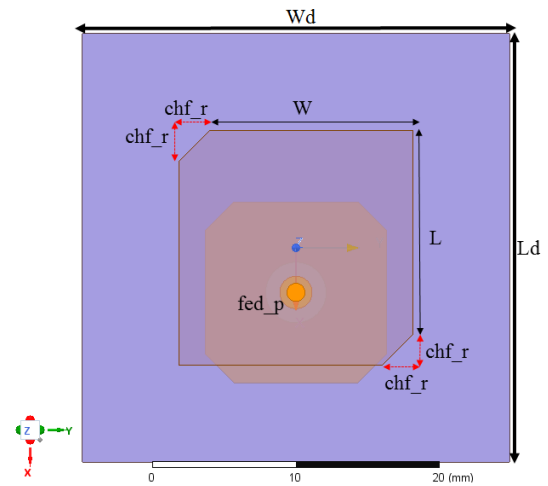
Fonte: Autoria própria.

Figura 28 – Vista isométrica da antena 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

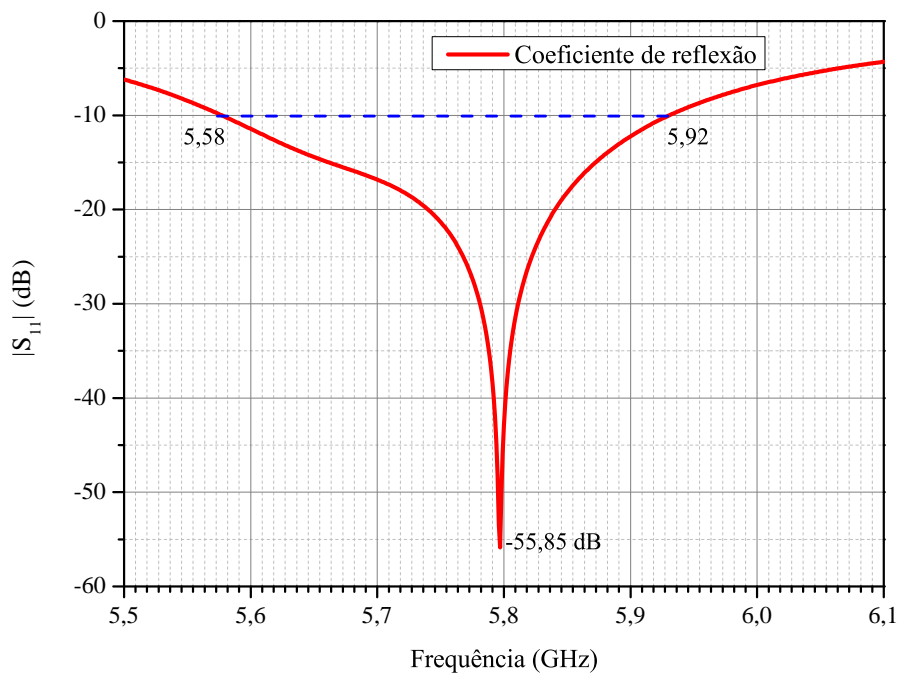
Figura 29 – Vista do topo da antena 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se observar que na Figura 30 o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ se encontra em -55,85 dB na frequência de 5.8 GHz, e a largura de banda em -10dB está entre 5,58 a 5,92 GHz, que corresponde a uma largura de banda fracionária de 5,86%, sendo um valor muito adequado.

Figura 30 – Coeficiente de reflexão da antena 2.

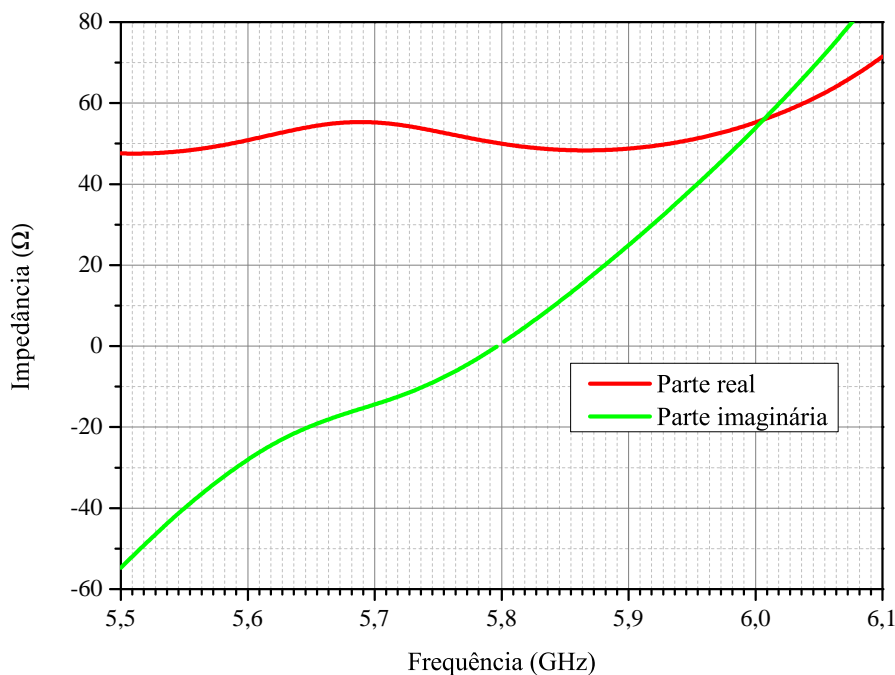


Fonte: Elaborado pelo autor.

O gráfico de impedância de entrada da antena considerando o conector SMA, dado pela Figura 31, indica que parte real está em torno de 49,93 Ω e a parte imaginária em torno de 0,92 Ω , indicando que a antena esta com casamento de impedância.

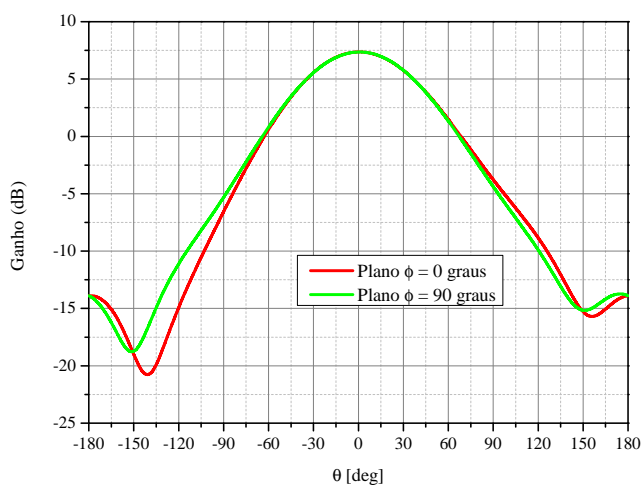
Conforme a Figura 32, o gráfico do ganho total resultou em um valor em torno de 7,36 dB, indicando um bom resultado. A partir do gráfico da Figura 33, nota-se que o valor da diretividade total se encontra por volta de 7,41 dB, um pouco maior que o ganho.

Figura 31 – Impedância de entrada da antena 2.



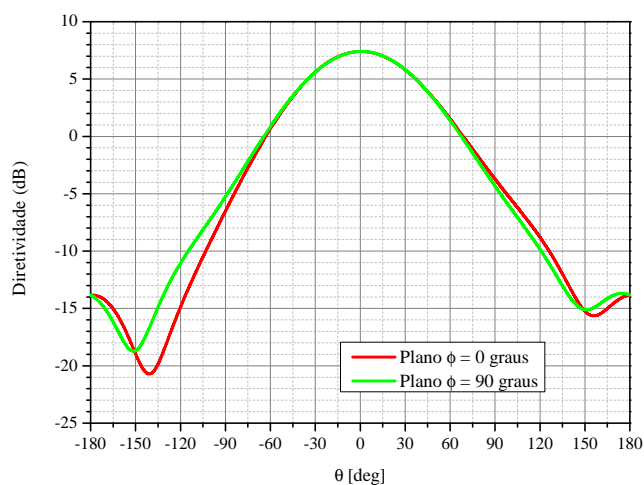
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 32 – Ganho da antena 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 33 – Diretividade da antena 2.

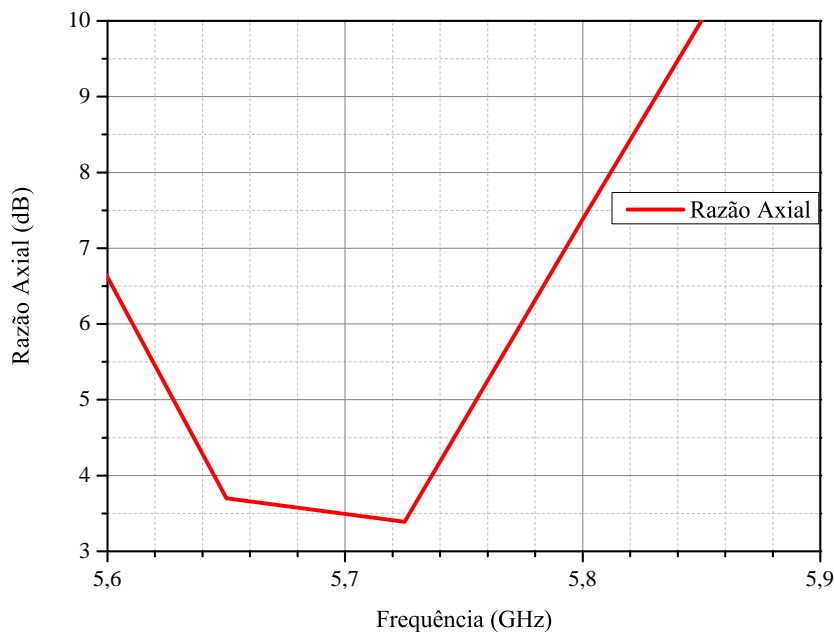


Fonte: Elaborado pelo autor.

Para que ocorra polarização circular, a razão axial deve estar em torno de 0 dB até 3 dB. O valor da razão axial da antena plotada na Figura 34 está indicando por volta de 3,30 dB na frequência de 5,72 GHz e na frequência de ressonância de 5,8 GHz está indicando uma razão axial de 7,38 dB. Embora a antena esteja gerando polarização circular, ela apresenta imperfeições, visto que seu valor está acima de 3dB e na frequência ressonante.

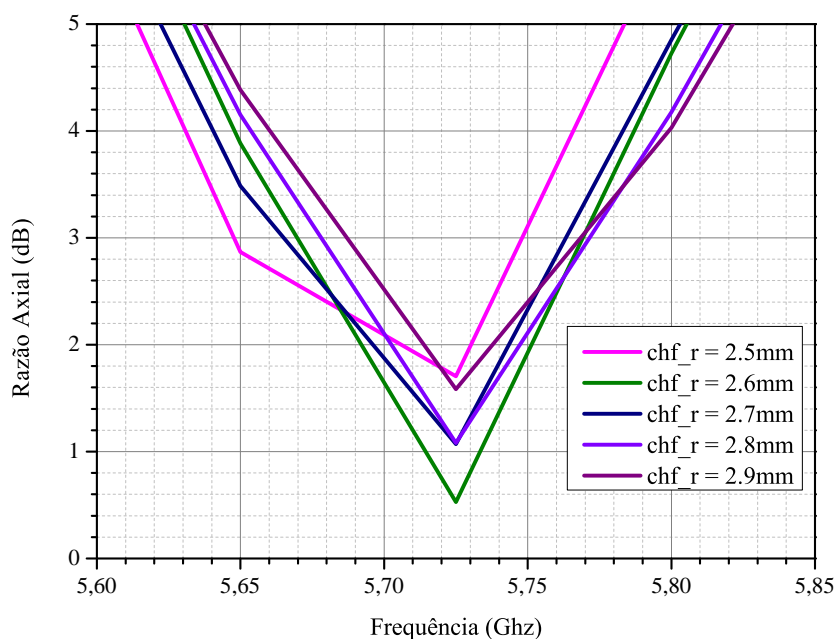
Para que se obtenha um valor que indica uma polarização circular mais limpa, é necessário realizar análises paramétricas. Neste estudo de caso, a análise paramétrica foi realizada na variável $ch.f_r$, que determina o tamanho do corte das extremidades do *patch*. Foram realizadas cinco variações, de 2.5mm até 2.9mm. O gráfico da razão axial é mostrada na Figura 35.

Figura 34 – Razão axial da antena 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 35 – Razão axial da antena 2 com parametrizações.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se observar que no gráfico da Figura 35, a análise paramétrica foi fundamental, pois utilizando um corte nas extremidades do *patch* de 2,6mm, obteve-se uma polarização circular de 0,52 dB na frequência de 5,72 GHz, enquanto na frequência de ressonância de 5,8 GHz obteve-se uma razão axial de 4 dB utilizando um corte na extremidade do *patch* de 2,9mm, apresentando uma melhora significativa na qualidade da polarização, comparada ao parâmetro anterior, quando o truncamento estava em 2,2mm. Desse modo, é possível utilizar esse projeto em aplicações na faixa ISM de 5,75 GHz a 5,85 GHz.

5.1.3 Estudo de caso 3 - Antena de microfita *patch* quadrada alimentada por acoplamento

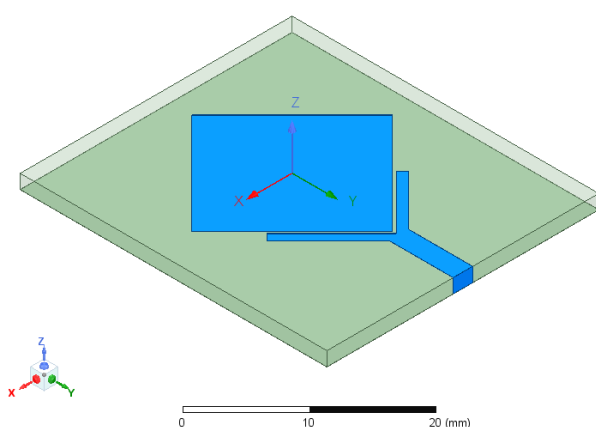
Neste caso foi projetada uma antena de microfita *patch* com geometria quadrada, utilizando um substrato de Rogers RT/Duroid 5880, operando na frequência de 5.8 GHz e alimentada por uma linha de transmissão com dois braços de comprimentos diferentes. Cada braço é conectado próximo as bordas do *patch*. Esse projeto foi adaptado do artigo de (TORRES-GARCÍA et al., 2016) e essa técnica é utilizada para obter uma polarização circular. A vista isométrica e do topo da antena estão ilustradas em Figura 36 e Figura 37, e os parâmetros estão na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros da antena do caso 3.

Parâmetros	Valores
Frequência (GHz)	5,8
Material do substrato	Rogers RT/Duroid 5880
Permissividade relativa	2,2
Comprimento do substrato (L_d)	34,55mm
Largura do substrato (w_d)	30,62mm
Altura do substrato (h)	1,575mm
Comprimento do <i>patch</i> (L)	16mm
Largura do <i>patch</i> (W)	16mm
Impedância de entrada da linha de transmissão (Z_0)	50 Ω
Comprimento da linha de transmissão (L_{50})	7,35mm
Largura da linha de transmissão (W_{50})	2,20mm
Comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão (L_L)	10,00mm
Comprimento do braço direito da linha de transmissão (L_R)	8,30mm
Largura dos braços da linha de transmissão (W_a)	1,00mm

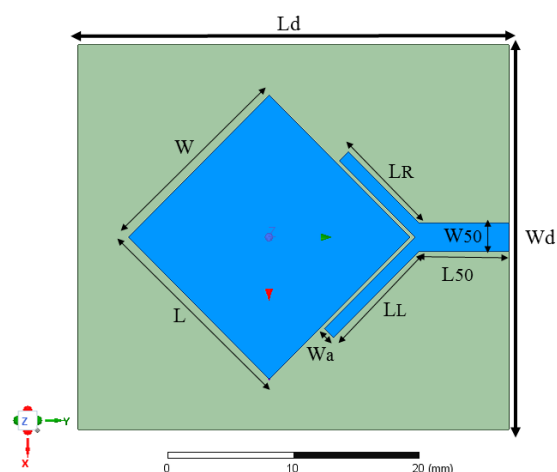
Fonte: Autoria própria.

Figura 36 – Vista isométrica da antena 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

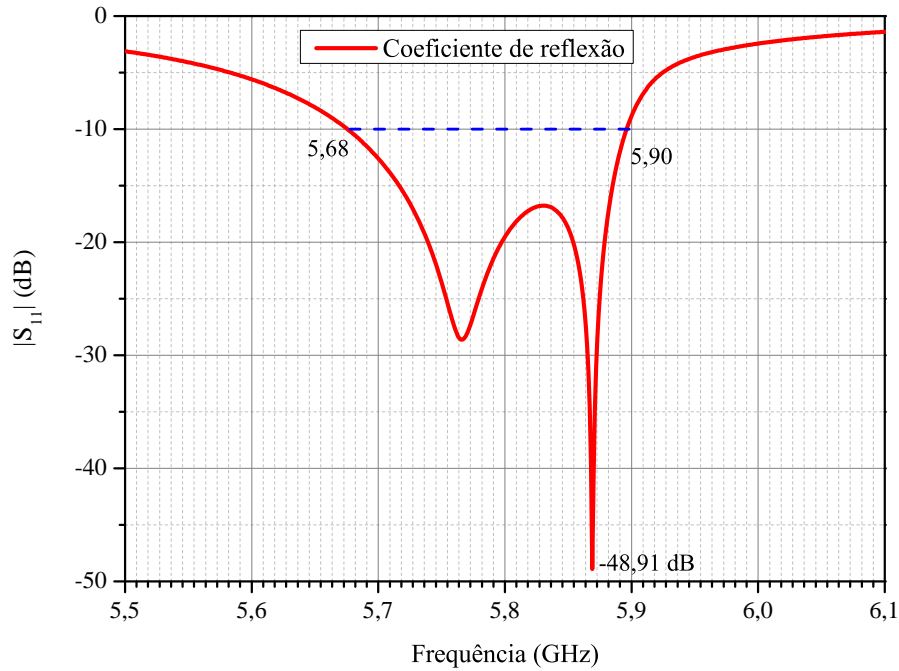
Figura 37 – Vista do topo da antena 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 38, o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ está em -48,91 dB na frequência de 5,87 GHz, apresentando uma largura de banda entre 5,68 GHz até 5,90 GHz, com banda fracionária de 3,74%. O valor de coeficiente de reflexão é considerado bom, pois é inferior a -10 dB.

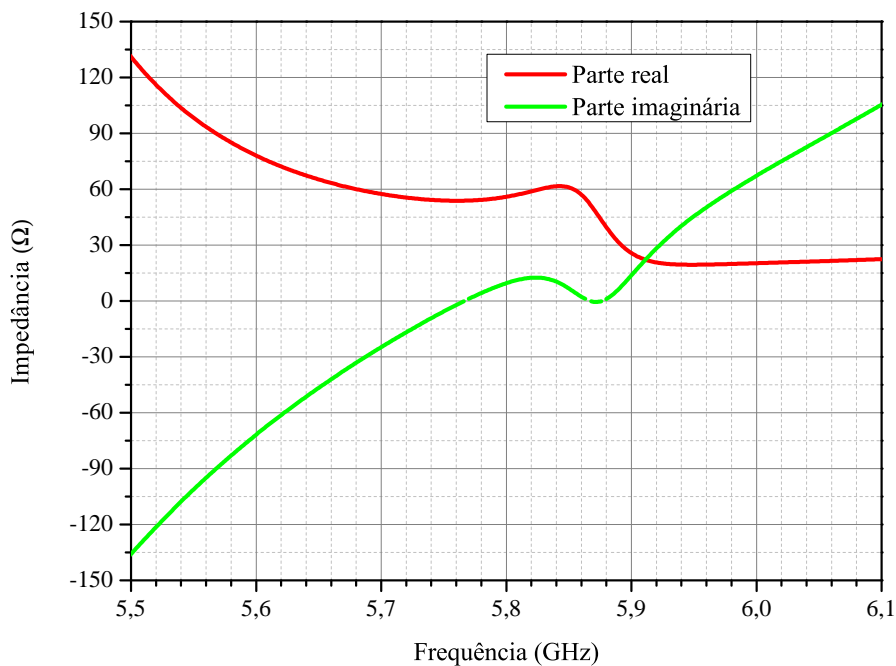
Figura 38 – Coeficiente de reflexão da antena 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme Figura 39, o gráfico de impedância de entrada da antena, mostra que parte real está em torno de $56,29 \Omega$ e a parte imaginária em torno de $10,38 \Omega$. Esse valor é considerado um valor bom para uma impedância de entrada da antena com esse tipo de alimentação, pois leva em consideração os efeitos capacitivos da linha de transmissão.

Figura 39 – Impedância de entrada da antena 3.

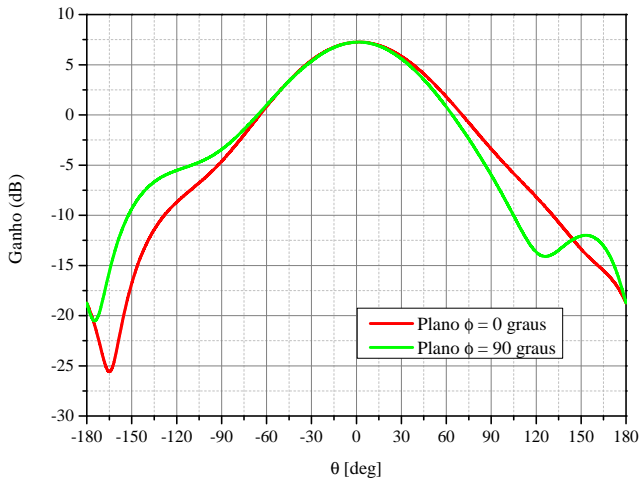


Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 40, foi plotado o gráfico do ganho total, dando um valor em torno de 7,26 dB, um valor

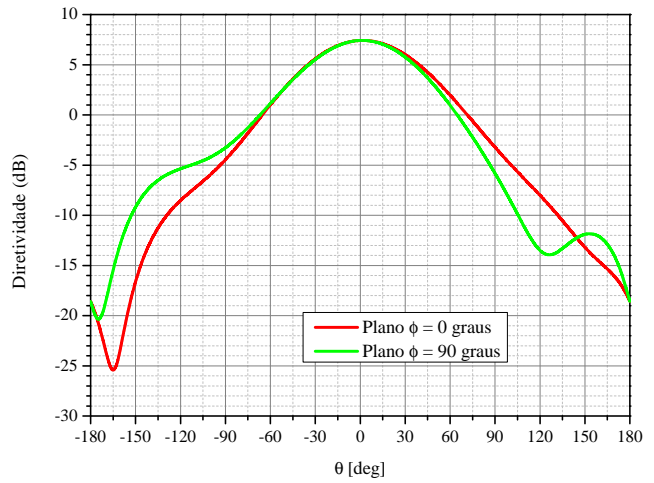
considerado adequado. Conforme mostrado na Figura 41, a diretividade total da antena se encontra em torno de 7,43 dB, um valor adequado de diretividade e também maior que o ganho.

Figura 40 – Ganho da antena 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

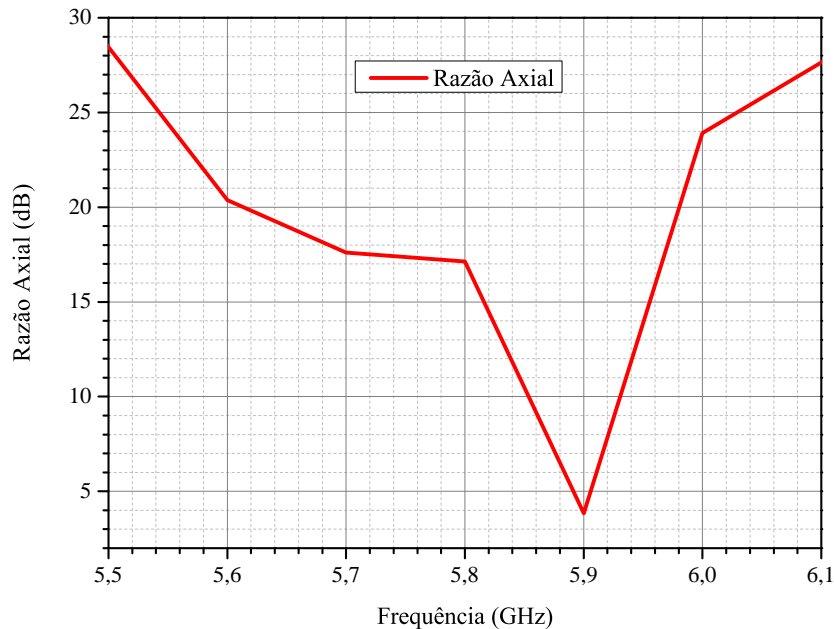
Figura 41 – Diretividade da antena 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A razão axial foi o último parâmetro simulado, que de acordo com Figura 42, o valor está em torno de 4 dB na frequência de 5,9 GHz e para 5,8 GHz está com uma razão axial de 17,20 dB, um valor considerado muito alto para ser uma polarização circular. Da mesma forma que foi realizado para o estudo de caso 2, foi feita a análise paramétrica no comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão, representada pela variável L_L , para obter uma melhor polarização circular.

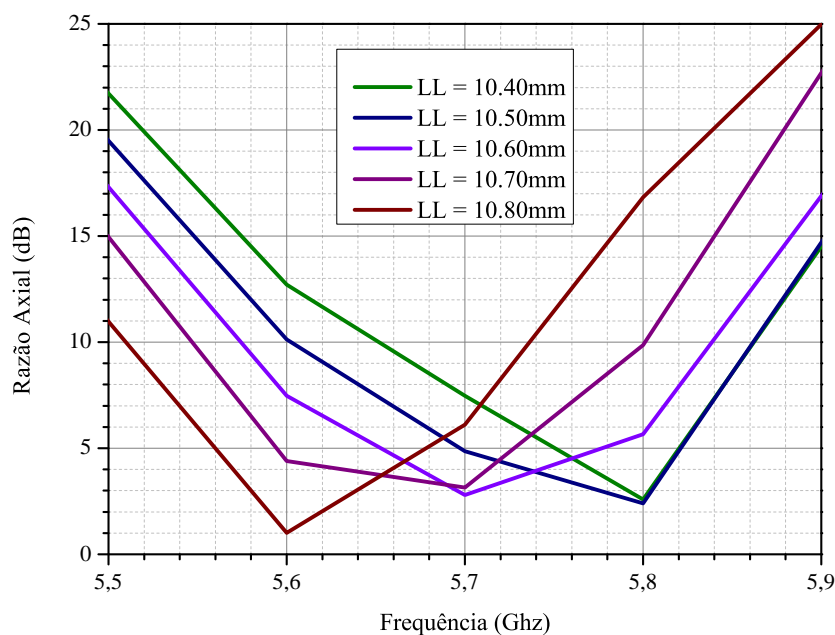
Figura 42 – Razão axial da antena 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Foram realizadas cinco variações para o comprimento do braço esquerdo L_L da linha de transmissão, de 10,40 até 10,80 mm. A partir disso, foi plotado o gráfico da razão axial com os diferentes valores de L_L , como ilustra a Figura 43.

Figura 43 – Razão axial da antena 3 com parametrizações.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pode-se observar na Figura 43, que dentre as variações realizadas, a razão axial que apresenta um melhor resultado é de 1,01 dB na frequência de 5,60 GHz, um resultado que indica uma polarização circular quando o comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão L_L igual a 10,80 mm. Na frequência de ressonância de 5,8 GHz, apresentou uma razão axial em torno de 2,40 dB, um valor que indica que a polarização é circular, quando o comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão L_L é de 10,50 mm. Portanto, a utilização de análise paramétrica modificando o comprimento do braço da linha de transmissão melhorou o desempenho da antena, tornando-se possível obter a polarização circular.

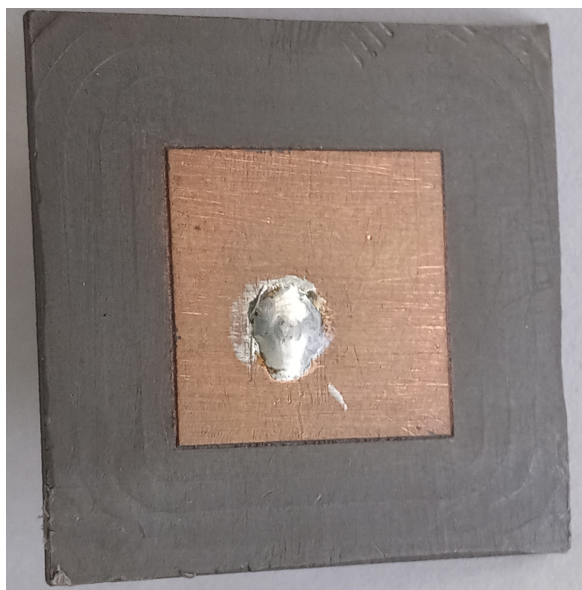
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta seção, foram mostrados os resultados medidos em laboratório do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ dos protótipos dos três projetos das antenas, e em seguida, foram comparadas com os resultados simulados no Ansys.

5.2.1 Estudo de caso 1 - Antena de microfita *patch* quadrado alimentado por conector SMA

Conforme a Figura 46 da antena do primeiro estudo de caso, o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ simulado está em -32,22 dB na frequência de 5,8 GHz, com largura de banda na faixa de 5,70 GHz a 5,90 GHz, representando uma largura da banda fracionária de 3,45%, enquanto o coeficiente de reflexão prático é em -13,98 dB na frequência de 5,85 GHz com largura de banda entre 5,78 GHz a 5,93 GHz, e largura de banda fracionária de 2,56%. O coeficiente de reflexão medido apresenta um valor aceitável mesmo sendo maior que o simulado, com uma diferença de -18,24 dB, enquanto a largura de banda fracionária medida é inferior ao simulado, porém essa faixa de frequências medidas permite aplicações na faixa ISM. Uma das possíveis causas que fez com o que o coeficiente de reflexão medido tenha sido maior

Figura 44 – Vista do topo do protótipo 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

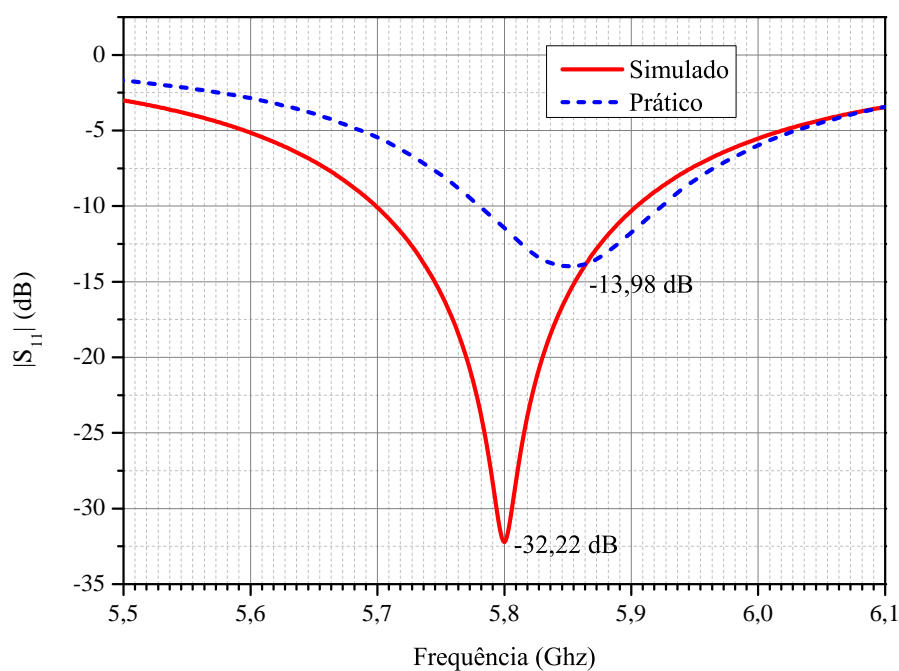
Figura 45 – Vista traseira do protótipo 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

do que o simulado é devido a forma com que o conector SMA tenha sido soldado na antena, ocorrendo pequenas alterações na impedância de entrada, causando um desajuste no casamento de impedância, o que influencia no resultado final do coeficiente de reflexão. A calibração do equipamento e o cabo utilizado para medir a antena influenciaram nos valores finais. A Tabela 4 traz todas as informações dos resultados simulados e medidos para esse estudo de caso.

Figura 46 – Coeficientes de reflexão simulado e medido da antena de microfitas *patch* quadrada alimentada por conector SMA.



Fonte: Elaborado pelo autor.

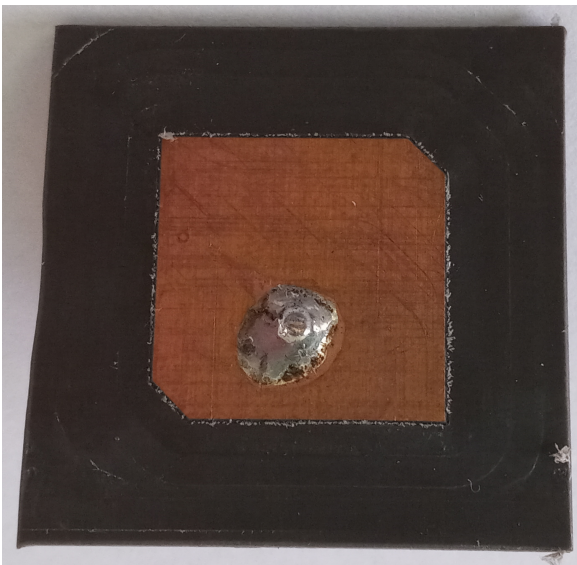
Tabela 4 – Comparação de resultados simulados e obtidos para a antena do estudo de caso 1.

Antena 1	Simulado	Medido
Frequência de ressonância (GHz)	5,8	5,85
Coefficiente de reflexão $ S_{11} $ (dB)	-32,22	-13,98
Frequência inferior (GHz)	5,70	5,78
Frequência superior (GHz)	5,90	5,83
Largura de banda fracionária (%)	3,45	2,56

Fonte: Autoria própria.

5.2.2 Estudo de caso 2 - Antena de microfita *patch* quadrada com truncamento nas extremidades

Figura 47 – Vista do topo do protótipo 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

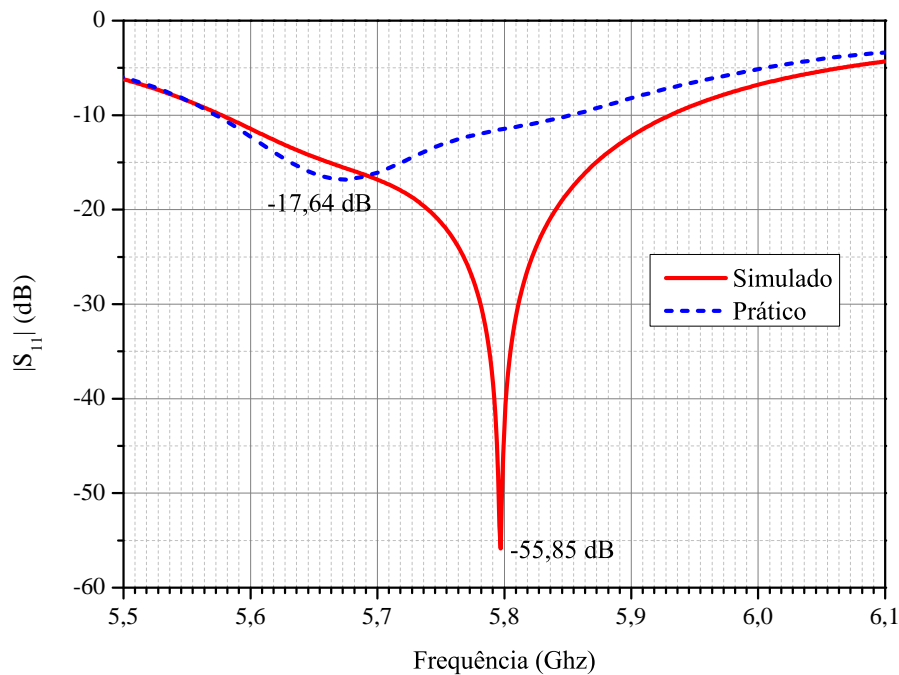
Figura 48 – Vista traseira do protótipo 2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para a antena de microfita *patch* do segundo caso, é possível ver na Figura 49 que o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ simulado se encontra em -55,85 dB na frequência de 5,8 GHz, com largura de banda na faixa de 5,58 GHz a 5,92 GHz, representando uma largura da banda fracionária de 5,86%, enquanto o coeficiente de reflexão prático está em -17,64 dB na frequência de 5,67 GHz com largura de banda entre 5,57 GHz a 5,86 GHz, e largura de banda fracionária de 5,11%. O coeficiente de reflexão medido é maior que o simulado, com uma diferença de 41,21 dB. A largura de banda fracionária medida é inferior ao simulado, porém com um valor adequado, permitindo que a antena seja empregada em aplicações na faixa ISM entre 5,75 a 5,85 GHz. Assim como o caso anterior, a diferença entre os valores simulados e medidos do coeficiente de reflexão é devido a erros de fabricação e outras condições que afetam as propriedades elétricas do conector, causando alterações na impedância de entrada. A 5 contém os resultados para esse estudo de caso.

Figura 49 – Coeficientes de reflexão simulado e medido da antena de microfita *patch* quadrada com truncamento nas extremidades do *patch*



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5 – Comparação de resultados simulados e obtidos para a antena do estudo de caso 2.

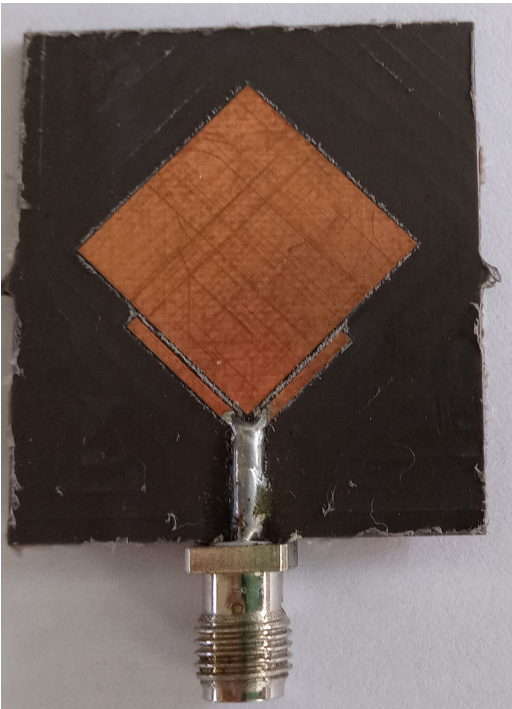
Antena 2	Simulado	Medido
Frequência de ressonância (GHz)	5,8	5,67
Coeficiente de reflexão $ S_{11} $ (dB)	-55,85	-17,64
Frequência inferior (GHz)	5,58	5,57
Frequência superior (GHz)	5,92	5,86
Largura de banda fracionária (%)	5,86	5,11

Fonte: Autoria própria.

5.2.3 Estudo de caso 3 - Antena de microfita *patch* quadrada alimentada por linha de transmissão

Comparando os resultados simulados e medidos para a antena de microfita *patch* com linha de transmissão com braços assimétricos, a Tabela Figura 52 mostra que o valor do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ simulado é de -48,91 dB na frequência de 5,87 GHz, com largura de banda na faixa de 5,68 GHz a 5,90 GHz, representando uma largura da banda fracionária de 3,75%, enquanto o coeficiente de reflexão prático se encontra em -16,33 dB na frequência de 5,88 GHz com largura de banda entre 5,80 GHz a 5,97 GHz, e largura de banda fracionária de 2,89%. Os resultados de coeficiente de reflexão e a largura de banda fracionária são melhores comparado com os resultados medidos, pois há uma diferença de coeficiente de reflexão de 32,58 dB e de 0,86% de largura de banda fracionária. Os fatores que possivelmente influenciam nessa divergência é o descasamento de impedância devido ao efeito capacitivo dos braços da linha de transmissão próximas ao *patch* e também por imperfeições no processo de fabricação.

Figura 50 – Vista do topo do protótipo 3.



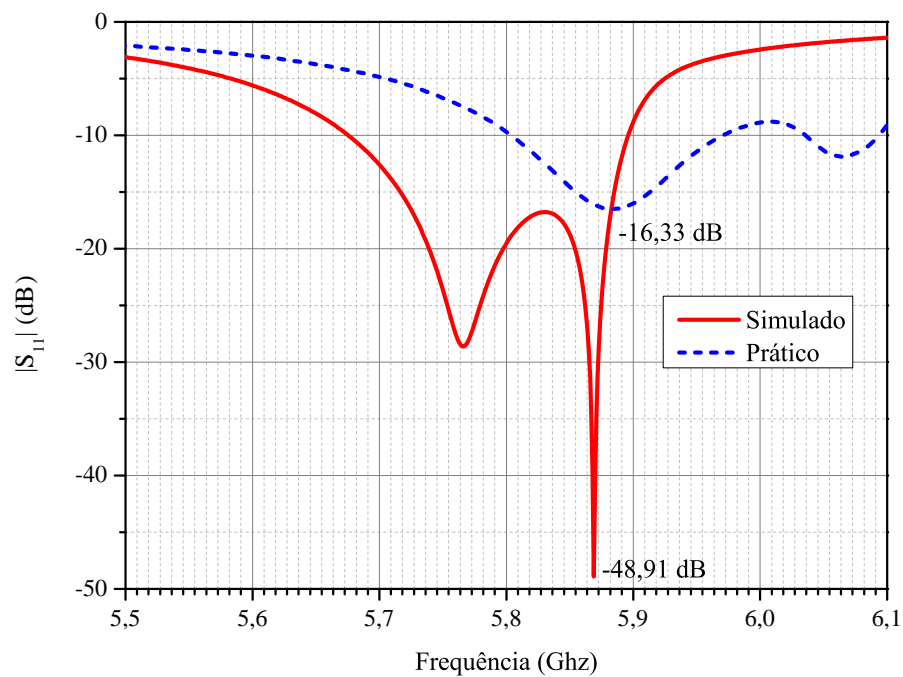
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 51 – Vista traseira do protótipo 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 52 – Coeficientes de reflexão simulado e medido da antena de microfita *patch* quadrada com linha de transmissão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 6 – Comparação de resultados simulados e obtidos para a antena do estudo de caso 3.

Antena 3	Simulado	Medido
Frequência de ressonância (GHz)	5,87	5,88
Coeficiente de reflexão $ S_{11} $ (dB)	-48,91	-16,33
Frequência inferior (GHz)	5,68	5,80
Frequência superior (GHz)	5,90	5,97
Largura de banda fracionária (%)	3,75	2,89

Fonte: Autoria própria.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho consiste na análise de performance de antenas de microfita *patch* com polarização circular. De acordo com os resultados simulados para o primeiro estudo de caso, o projeto da antena proporciona uma boa eficiência em termos de potência transmitida, desempenho e casamento de impedância. Para esse caso, o tipo de polarização foi linear, apresentando um coeficiente de reflexão de -32,22 dB, razão axial de 59,27 dB, ganho de 7,27 dB e diretividade de 7,37 dB, indicando que esse projeto apresentou um bom desempenho e ao mesmo tempo podendo ser empregado em aplicações na faixa ISM de 5,8 GHz, com uma largura de banda de 5,70 a 5,90 GHz. Para o segundo estudo de caso, a antena apresentou valores adequados de todos os parâmetros, porém a razão axial está em torno de 7,38 dB, um valor considerado alto para uma polarização circular. O coeficiente de reflexão está em torno de -55,85 dB, ganho em 7,36 dB e diretividade em 7,41 dB. Foram realizadas análises paramétricas nos cortes das extremidades do *patch*, que permitiu uma melhora significativa, indicando uma polarização circular mais limpa, com um valor de 4 dB na frequência ressonante. Como no primeiro caso, esse projeto pode ser empregado em aplicações na faixa ISM de 5,8 GHz, pois a largura de banda varia de 5,58 a 5,90 GHz. Para o terceiro e último caso, o coeficiente de reflexão é de -48,91 dB, ganho em 7,26 dB e diretividade em 7,36 dB. Todos os parâmetros apresentaram valores adequados, mas por existir efeitos capacitivos da linha de transmissão, o coeficiente de reflexão não se deu na frequência de 5,8 GHz, mas sim em 5,87 GHz. Devido a razão axial apresentar um valor em torno de 17,20 dB, foram feitas análises paramétricas no comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão, que no melhor caso, apresentou uma razão axial de 2,40 dB, indicando uma melhora bastante significativa na polarização circular. Assim como no caso anterior, esse projeto também pode ser empregado em aplicações na faixa ISM de 5,8 GHz, pois sua largura de banda é de 5,68 a 5,90 GHz.

Comparando os resultados simulados e medidos dos três casos, o coeficiente de reflexão simulado apresentou resultados melhores comparado aos medidos, onde estes últimos indicou um coeficiente de reflexão de -13,98 dB para a antena 1, -17,64 dB para a antena 2 e -16,33 dB para a antena 3.

O projeto que apresentou uma melhor performance foi do segundo estudo de caso, que indicou um melhor coeficiente de reflexão simulado, porém todos os três projetos podem ser utilizados para aplicações na faixa ISM de 5,8 GHz. O maior desafio na realização dos projetos foi definir qual parâmetro da antena seria analisada, afim de obter um melhor coeficiente de reflexão e consequentemente o melhor desempenho. No segundo caso, foi realizada a análise paramétrica nas extremidades do *patch* enquanto no terceiro caso foi feita no comprimento do braço esquerdo da linha de transmissão. Ambos os casos permitiram uma melhora significativa na qualidade da polarização circular.

Para trabalhos futuros, poderá ser utilizado nesses projetos o substrato de FR4, a fim de comparar o desempenho com esse material. Outra alternativa que poderá ser implementada para comparação e melhora de desempenho desses projetos, é realizar na antena 2 o truncamento somente em uma borda. Para o terceiro caso, poderá ser realizado a análise paramétrica na largura de um dos braços da alimentação, para verificar se existe alguma influencia no tipo de polarização.

REFERÊNCIAS

- BALANIS, C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. John Wiley & Sons, 2005. (Jeff borrow list). ISBN 9780471667827. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=agWwQgAACAAJ>>.
- BARIZON, B. **Medidas de Propagação em 2.4 Ghz para o Planejamento de Redes Locais de Acesso sem fio**. Tese (Doutorado) — Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio De Janeiro . . . , 2004.
- Braga, Lucas and Marques, Ana. **802.11 a/b/g/n/ac, Wi-Fi 6, 6E e 7: quais as diferenças entre os padrões e qual usar?** 2023. Acesso em: 16/12/2023. Disponível em: <<https://tecnoblog.net/responde/wifi-802-11-a-b-g-n-ac-ax-be-diferencas-entre-padroes-de-rede-sem-fio/>>.
- CHANDAR, A. G. et al. Performance analysis of an f-shaped antenna for wireless applications. **International Journal of Antennas and Propagation**, Hindawi, v. 2023, 2023.
- CHEN, W.-S.; WU, C.-K.; WONG, K.-L. Novel compact circularly polarized square microstrip antenna. **IEEE Transactions on Antennas and propagation**, IEEE, v. 49, n. 3, p. 340–342, 2001.
- CHEN, Z.; QING, X. et al. Single fed circularly polarized microstrip antenna with c-slot. In: **IEEE. 2008 Asia-Pacific Microwave Conference**. [S.l.], 2008. p. 1–4.
- C&T RF Antennas Inc. **What Is 5.8GHz Wireless?** 2021. Acesso em: 15/12/2023. Disponível em: <[https://ctrfantennasinc.com/5-8ghz-wireless/#:~:text=5725%20%E2%80%93%205850%20MHz%20\(5.8GHz,and%20vehicle%20wireless%20automatic%20identification\)](https://ctrfantennasinc.com/5-8ghz-wireless/#:~:text=5725%20%E2%80%93%205850%20MHz%20(5.8GHz,and%20vehicle%20wireless%20automatic%20identification))>.
- GARG, R. **Microstrip antenna design handbook**. [S.l.]: Artech house, 2001.
- GOCEN, C.; DULLUC, S.; AKDAG, I. 5.8 ghz band wi-fi and iot applications antenna design. **ICONTECH INTERNATIONAL JOURNAL**, v. 6, n. 1, p. 42–47, 2022.
- IWASAKI, H. A circularly polarized small-size microstrip antenna with a cross slot. **IEEE transactions on antennas and propagation**, IEEE, v. 44, n. 10, p. 1399–1401, 1996.
- JAMLOS, M. A. et al. 5.8 ghz circular polarized microstrip feeding antenna for solar panel application. In: IOP PUBLISHING. **IOP Conference Series: Materials Science and Engineering**. [S.l.], 2020. v. 932, n. 1, p. 012077.
- KUMAR, G.; RAY, K. P. **Broadband microstrip antennas**. [S.l.]: Artech house, 2002.
- NASCIMENTO, D.; FABIANI, B. M.; LACAVA, J. Performance analysis of probe-fed circularly-polarized moderately-thick microstrip antennas designed under the null reactance condition. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, SciELO Brasil, v. 17, p. 1–9, 2018.
- POZAR, D. M. **Microwave engineering**. [S.l.]: John wiley & sons, 2011.
- SILVEIRA, R. V. L. D.; SILVA, S. D. Um estudo teórico sobre o uso das antenas de microfita. In: **III CONEDU-Congresso Nacional de Educação**. [S.l.: s.n.], 2016.
- TORRES, A. E. et al. New microstrip radiator feeding by electromagnetic coupling for circular polarization. **AEU-International Journal of Electronics and Communications**, Elsevier, v. 69, n. 12, p. 1880–1884, 2015.

TORRES-GARCÍA, A. et al. Broadband circular polarized field generation in single layer microstrip patch antennas. In: IEEE. **2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**. [S.l.], 2016. p. 1–4.

WONG, K.-L. **Compact and broadband microstrip antennas**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2004.

YONG, Y. et al. Circularly polarized f-shaped slot microstrip antenna with wide beamwidth. In: IEEE. **2009 European Microwave Conference (EuMC)**. [S.l.], 2009. p. 1531–1534.

ZULKIFLI, F. Y.; NARPATI, F.; RAHARDJO, E. T. S-shaped patch antenna fed by dual offset electromagnetically coupled for 5-6 ghz high speed network. **Piers Online**, PIERS Online, v. 3, n. 2, p. 163–166, 2007.