

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES
CAMPUS PATOS DE MINAS

PEDRO HENRIQUE AMARAL RODRIGUES

**ANTENA DE MICROFITA COM FENDA EM E DE BANDA
LARGA E POLARIZAÇÃO CIRCULAR PARA REDES DE
CELULARES 5G**

Patos de Minas - MG
2025

PEDRO HENRIQUE AMARAL RODRIGUES

**ANTENA DE MICROFITA COM FENDA EM E DE BANDA
LARGA E POLARIZAÇÃO CIRCULAR PARA REDES DE
CELULARES 5G**

Projeto Final de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como pré-requisito para a graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Renan Alves dos Santos

Aprovado em 09 de maio de 2025.

Membros da Banca:

Prof. Dr. Renan Alves dos Santos
(Orientador – FEELT – UFU)

Prof. Dr. André Antônio dos Anjos
(Membro – FEELT – UFU)

Prof. Dr. Guilherme Lopes de Figueiredo Brandão
(Membro – FEELT – UFU)

Dedico este trabalho a todos que me ajudaram ao longo desta caminhada.

AGRADECIMENTO

Agradeço primeiro a minha mãe, Elisa Maura Amaral, por ter me dado o dom da vida, por ter zelado de mim, da minha saúde, da paciência que teve comigo, de todo o esforço feito que por vezes não reconheci devidamente e por fim, por todo o amor e apoio que me deu.

Agradeço também as minhas tias, Celia Maria do Amaral, Zelia Aparecida do Amaral, assim como minha prima Samara Moniele Amaral Dias que juntamente da minha mãe e irmã, fizeram o papel de pai que eu nunca tive. Amo todas vocês.

Agradeço a minha irmã, Luisa Paula Amaral, por todo o apoio e companheirismo.

Agradeço à minha família, por todo o incentivo nessa jornada e ajuda.

E a todos os meus colegas que me ajudaram durante minha trajetória acadêmica. Meus sinceros agradecimentos a todos.

RESUMO

Este projeto final de curso apresenta uma antena de microfita de polarização circular e banda larga, projetada para operar em redes celulares de quinta geração (5G), na faixa de frequências em torno de 3,5 GHz. O projeto consiste em uma antena de microfita retangular com alimentação única que, a partir da inserção de fendas, possui um elemento ressonador no formato de “E” assimétrico. Essa geometria foi otimizada para operação em polarização circular de banda larga, combinando três modos ortogonais de polarização linear. A antena foi projetada no módulo Simulador de Estruturas de Alta Frequência (HFSS, do inglês *High-Frequency Structure Simulator*) do software Ansys Electronics Desktop. Os resultados de simulação indicam que a antena proposta apresenta um coeficiente de reflexão menor ou igual a -10 dB e uma razão axial menor ou igual a 3 dB, na faixa de $3,224$ a $3,826$ GHz, o que representa uma banda percentual de $17,1\%$ em relação à frequência central de operação. Além disso, o ganho realizável máximo na faixa de operação é de $7,6$ dBi. Com base nos resultados apresentados, acredita-se que a antena proposta seja uma alternativa promissora para aplicações em redes 5G.

Palavras-chave: Antena de microfita, Banda larga, Polarização circular, 5G.

ABSTRACT

This final paper presents a wideband circularly polarized microstrip antenna designed for operation in fifth-generation (5G) cellular networks, in the frequency range around 3.5 GHz. The design consists of a rectangular microstrip antenna with a single-feed configuration, in which the introduction of slots results in an asymmetric E-shaped resonator element. This geometry was optimized for wideband circular polarization operation by combining three orthogonal linearly polarized modes. The antenna was designed using the High-Frequency Structure Simulator (HFSS) module of the Ansys Electronics Desktop software. Simulation results indicate that the proposed antenna exhibits a bandwidth for the reflection coefficient of -10 dB or lower and an axial ratio of 3 dB or lower in the range of 3.224 to 3.826 GHz, representing a fractional bandwidth of 17.1% relative to the central operating frequency. Additionally, the maximum achievable gain within the operating band is 7.6 dBi. Based on the presented results, the proposed antenna is considered a promising geometry for 5G network applications.

Keywords: Microstrip patch antenna, Wideband, Circular polarization, 5G.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Geometria da MPA retangular convencional.	18
Figura 2.2 – Observação instantânea do campo elétrico de uma onda com polarização elíptica.	21
Figura 2.3 – Geometria da MPA retangular com fenda no formato de <i>E</i> assimétrico inserida no elemento ressonador para operação banda larga com polarização circular apresenta em [11].....	23
Figura 2.4 – Ilustração da operação faixa larga em polarização circular de modo triplo [11].	26
Figura 2.5 – Resposta em frequência de alguns parâmetros da MPA retangular apresentada em [11]	29
Figura 2.6 – Diagramas de irradiação da MPA retangular apresentada em [11].	29

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

4G	Quarta geração de telefonia móvel
5G	Quinta geração de telefonia móvel
AR	Razão axial
<i>b</i>	Comprimento da fenda maior
<i>c</i>	Distância entre as fendas
CMA	Análise de modo característico
<i>d</i>	Diferença entre os comprimentos das fendas
<i>E</i>	Distribuições de campo elétrico
<i>E_{máx}</i>	Amplitude inicial da distribuição de campo elétrico
<i>E_{x0}</i>	Componentes de campo na horizontal
<i>E_{y0}</i>	Componentes de campo na vertical
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais
<i>f_r</i>	Frequências de ressonância
<i>h</i>	Espessura do laminado dielétrico
HFSS	Simulador de estrutura de alta frequência
<i>J</i>	Distribuição de densidade de corrente superficial
<i>J_{máx}</i>	Amplitude inicial da densidade superficial de corrente
<i>l_g</i>	Comprimento do plano de terra
LHCP	Polarização circular à esquerda
<i>l_p</i>	Comprimento do elemento ressonador
<i>l_s</i>	Comprimento do laminado dielétrico
MPA	Antenas de Microfita
MS	Significância modal
RHCP	Polarização circular à direita
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas

TE	Campo transversal elétrico
TM	Campo transversal magnético
u	Larguras das fendas
w_g	Largura do plano de terra
w_p	Largura do elemento ressonador
w_s	Largura do laminado dielétrico
x_f	Coordenada x da sonda de alimentação
y_f	Coordenada y da sonda de alimentação
Z_{en}	Impedância de entrada da antena
Z₀	Impedância característica
a_k	Ângulo característico
Δ_φ	Diferença de fase entre as componentes de campo
ε_r	Permissividade dielétrica relativa
ε_{ref}	Permissividade dielétrica relativa efetiva
λ_k	Autovalores

SUMÁRIO

AGRADECIMENTO	IV
RESUMO	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE FIGURAS	VII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	VIII
CONCEITOS INTRODUTÓRIOS	12
1.1 Introdução	12
1.2 Problematização	13
1.3 Tema do projeto	13
1.4 Objetivos	15
1.5 Metodologia e organização do trabalho	15
REFERENCIAL TEÓRICO	17
2.1 Considerações iniciais.....	17
2.2 Conceitos básicos de antenas de microfita retangulares	17
2.2.1 Distribuição de modos e frequências de ressonância.....	18
2.2.2 Polarização.....	20
2.3 Antena de microfita faixa larga com e polarização circular	23
2.3.1 Princípio de funcionamento	24
2.3.2 Validação numérica	27
2.4 Considerações finais	30
RESULTADOS E DISCUSSÕES	31
3.1 Considerações iniciais.....	31
3.2 Reprojeto da MPA proposta para a frequência de 3,5 GHz.....	31
3.2.1 Parametrização da geometria.....	31
3.2.2 Validação numérica	32
3.3 Otimização do modelo reprojetado para a frequência de 3,5 GHz.....	33
3.3.1 Estudo da variável c	33
3.3.2 Modelo final	35

3.4 Considerações finais	36
CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	38
4.1 Conclusões	38
4.2 Propostas para a continuação do trabalho	39
REFERÊNCIAS.....	40

Capítulo 1

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

Neste capítulo são apresentados os conceitos introdutórios do trabalho. Assim, tem-se a problematização, os objetivos, a metodologia e organização do trabalho.

1.1 Introdução

Na era da convergência tecnológica acelerada e do surgimento de inovações que transformam os padrões da sociedade, tornou-se essencial que as organizações avaliem as novas tecnologias disponíveis para garantir sua sobrevivência e prosperidade no mercado [1]. Como resultado, espera-se que o setor de comunicações móveis passe por avanços significativos com a transição da quarta geração (4G) para a quinta geração (5G). O 5G é considerado uma tecnologia disruptiva, pois permitirá melhorias substanciais nas áreas de Mobile Broadband (eMBB), Ultra-Reliable Low Latency Communications (URLLC), Massive Machine Type Communications (mMTC), podendo acomodar diversos serviços inovadores que demandam altas taxas de transmissão de dados e elevada confiabilidade.

A implementação do 5G apresenta grandes desafios. Entre eles, destaca-se a necessidade de que os componentes físicos das redes possuam as características adequadas para suportar a demanda exigida. Por esse motivo, há um grande interesse no desenvolvimento de dispositivos compatíveis com essa tecnologia [2]. Entre esses dispositivos, há uma atenção especial para aqueles que compõem os sistemas de transmissão e recepção sem fio. Dentre eles, as antenas desempenham um papel de destaque, pois atuam como elos de transição entre o meio guiado e o espaço livre. Por esse motivo, suas características são cruciais para o funcionamento esperado de uma rede 5G [3].

As antenas são dispositivos eletromagnéticos caracterizados por diversas propriedades. Dentre elas, a polarização é um dos fatores a serem determinados para garantir o funcionamento esperado em uma rede 5G. Em especial, a polarização circular é amplamente aplicada, pois essa característica contribui para a redução dos efeitos de desvanecimento por multipercorso

[4], por exemplo, quando a polarização do sinal é alterada devido as reflexões sofridas até chegar na antena que em outra situação se traduziria em atenuação por rejeição de polarização ao utilizar a antena proposta não causaria efeito pois a polarização circular seria capaz de captá-la independente de sua polarização. Existem diversas configurações de antenas propostas para as redes 5G. Entretanto, uma das mais abordadas é a antena de microfita (MPA do inglês *Microstrip Patch Antenna*). Isso se deve ao fato de que as MPAs são compactas, de baixo custo, facilmente adaptáveis a diversas geometrias e podem operar em faixa estreita ou larga, além de suportar polarização linear, dupla ou circular [5]. Dessa forma, o projeto de uma MPA pode ser desenvolvido para atender a demandas específicas de uma rede 5G.

1.2 Problematização

As MPAs possuem algumas variações geométricas. Um dos modelos mais clássicos, simples e amplamente utilizados é aquele com elemento ressonador retangular. No entanto, na configuração convencional das MPAs retangulares, a polarização é linear. Ainda assim, é possível alterar a polarização para circular por meio da modificação do método de alimentação e/ou de partes da geometria que compõem a antena [6].

Na literatura, encontram-se importantes estudos sobre MPAs retangulares com polarização circular [6][7][8]. No entanto, a maioria desses trabalhos apresenta a desvantagem de possuir uma largura de faixa estreita, especialmente na resposta em frequência da polarização circular, com valores em torno de 1% a 2% da frequência central de operação. Isso ocorre porque, geralmente, a polarização circular é obtida pela excitação de dois modos ortogonais (com frequências de ressonância próximas) que possuem amplitudes iguais (ou quase iguais) e uma diferença de fase de 90° (ou aproximadamente 90°) [9].

Uma configuração de MPAs retangulares com polarização circular que apresenta a vantagem de operar em faixa larga é aquela que inclui a inserção de fendas no elemento ressonador, fazendo com que essa parte da geometria se assemelhe a um "E" assimétrico [10][11]. Nesse caso, são excitados três modos ortogonais (com frequências de ressonância próximas), que possuem amplitudes iguais (ou quase iguais) e uma diferença de fase de 90° (ou aproximadamente 90°). O modo central se combina com os dois externos, criando duas bandas de polarização circular. Se o projeto for corretamente executado, essas duas bandas podem se unir, resultando em uma largura de banda única que pode ser superior a 15% da frequência central de operação.

1.3 Tema do projeto

Dada a importância do uso de MPAs com polarização circular em redes celulares 5G, este trabalho tem como tema o projeto de uma antena com essa característica para o 5G brasileiro. Para isso, seguindo a regulamentação da Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) [12], definiu-se que o desenvolvimento será realizado nas subfaixas de frequência entre 3,3 GHz e 3,8 GHz, conforme apresentado na Tabela 1.1. Assim, estabeleceu-se como métrica de projeto que a antena proposta seja capaz de operar em polarização circular em todos os blocos licenciados dentro da faixa de 3,5 GHz do 5G brasileiro.

Tabela 1.1: Subfaixas para o 5G do espectro situado entre 3,3 GHz e 3,8 GHz.

Bloco	Subfaixa (MHz)	Bloco	Subfaixa (MHz)
1	3300 a 3310	26	3550 a 3560
2	3310 a 3320	27	3560 a 3570
3	3320 a 3330	28	3570 a 3580
4	3330 a 3340	29	3580 a 3590
5	3340 a 3350	30	3590 a 3600
6	3350 a 3360	31	3600 a 3610
7	3360 a 3370	32	3610 a 3620
8	3370 a 3380	33	3620 a 3630
9	3380 a 3390	34	3630 a 3640
10	3390 a 3400	35	3640 a 3650
11	3400 a 3410	36	3650 a 3660
12	3410 a 3420	37	3660 a 3670
13	3420 a 3430	38	3670 a 3680
14	3430 a 3440	39	3680 a 3690
15	3440 a 3450	40	3690 a 3700
16	3450 a 3460	41	3700 a 3710
17	3460 a 3470	42	3710 a 3720
18	3470 a 3480	43	3720 a 3730
19	3480 a 3490	44	3730 a 3740
20	3490 a 3500	45	3740 a 3750
21	3500 a 3510	46	3750 a 3760
22	3510 a 3520	47	3760 a 3770
23	3520 a 3530	48	3770 a 3780
24	3530 a 3540	49	3780 a 3790
25	3540 a 3550	50	3790 a 3800

Para que a métrica estipulada seja atendida, é essencial que a geometria da MPA seja corretamente escolhida, uma vez que a faixa de 3,3 GHz a 3,8 GHz corresponde a 14,08% da frequência central de operação. Por esse motivo, definiu-se que o desenvolvimento deste projeto final de curso será baseado na antena apresentada em [11]. Como essa MPA opera em torno de 5,5 GHz, propõe-se o reprojeto dessa geometria para a faixa de frequências centrada em 3,55 GHz.

1.4 Objetivos

O objetivo geral deste projeto de final de curso é reprojetar, por meio de simulação, a antena apresentada em [11] para a faixa de frequências de 3,3 GHz a 3,8 GHz. Dessa forma, os objetivos específicos a serem alcançados no projeto estão relacionados aos parâmetros gerais de antenas (impedância de entrada e irradiação), garantindo que estejam em conformidade com o artigo de referência. Assim, esses objetivos podem ser divididos em:

- (a) Resposta em frequência do coeficiente de reflexão (casamento de impedâncias): busca-se uma largura de faixa em que o coeficiente de reflexão seja menor ou igual a -10 dB em pelo menos 14,08% da frequência central de operação (3,55 GHz), de modo a atender à padronização do 5G no Brasil.
- (b) Resposta em frequência da razão axial (polarização circular): busca-se uma largura de faixa em que a razão axial seja menor ou igual a 3 dB em pelo menos 14,08% da frequência central de operação (3,55 GHz), garantindo conformidade com a padronização do 5G no Brasil.
- (c) Ganho realizável na direção de máxima irradiação: objetiva-se que a antena apresente um valor de pico do ganho realizável de pelo menos 7 dBi, assegurando conformidade com o artigo de referência.
- (d) Diagramas de irradiação: pretende-se obter diagramas de irradiação com baixos valores de lóbulos laterais e alta rejeição de polarização, garantindo conformidade com o artigo de referência.

1.5 Metodologia e organização do trabalho

O desenvolvimento deste projeto final de curso consiste no estudo, reprodução e reprojeto da MPA apresentada em [11] para a faixa de frequências de 3,3 GHz a 3,8 GHz. Para isso, utilizou-se o módulo Simulador de Estrutura de Alta Frequência (HFSS, do inglês *High-Frequency Structure Simulator*) do programa Ansys Electronics Desktop. As simulações foram realizadas no Laboratório de Robótica, Comunicação e Controle do Campus Patos de Minas da Universidade Federal de Uberlândia. Assim, expressa-se o agradecimento ao coordenador do laboratório, Prof. Dr. Daniel Costa Ramos, por gentilmente garantir o acesso ao laboratório, e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), que contribuiu para a estruturação do laboratório por meio do Projeto RoboPatos APQ-02616-22.

Para a organização dos conceitos discutidos, este projeto final de curso está dividido em quatro capítulos. No Capítulo 1, já apresentado, foram expostos os conceitos introdutórios do trabalho. No Capítulo 2, é apresentado o referencial teórico sobre o tema. No Capítulo 3, serão

discutidos os resultados do projeto desenvolvido. Por fim, no Capítulo 4, são apresentadas as conclusões e possíveis trabalhos futuros a serem realizados.

Capítulo 2

REFERENCIAL TEÓRICO

– Neste capítulo, apresenta-se o referencial teórico necessário para o projeto da antena de microfita de faixa larga com polarização circular proposta neste trabalho de conclusão de curso.

2.1 Considerações iniciais

Com o objetivo de apresentar o referencial teórico de forma simples e didática, o referencial teórico desse projeto final de curso é descrito a partir da reprodução numérica da MPA apresentada em [11]. Por esse motivo, as seções a seguir são fundamentadas em conceitos matemáticos, simulações no Ansys Electronics Desktop e análises dos resultados obtidos.

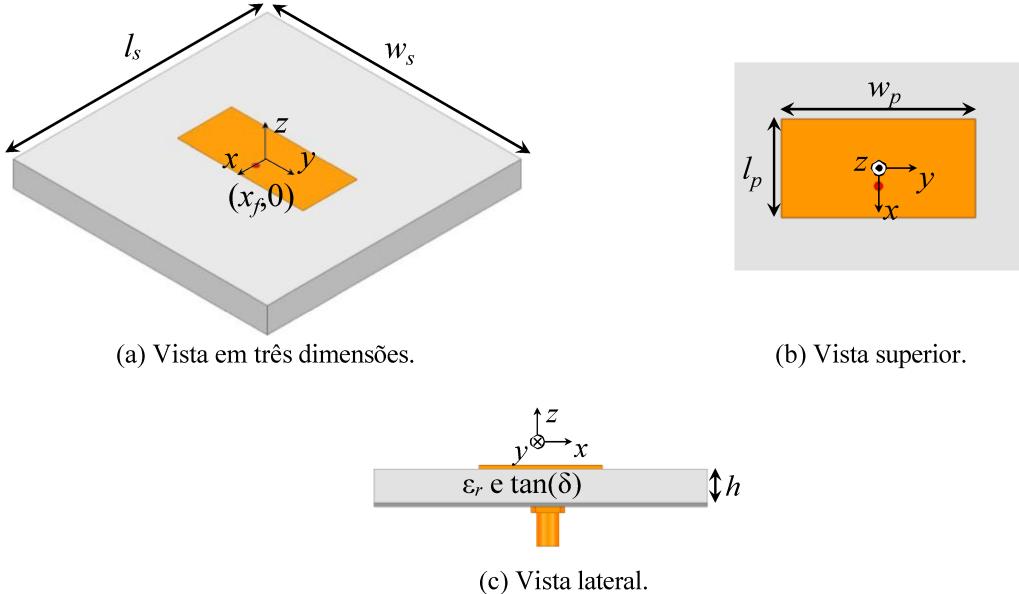
2.2 Conceitos básicos de antenas de microfita retangulares

O modelo convencional de MPA retangular é apresentado na Figura 2.1. Destaca-se que a antena é composta, basicamente, por três partes: um elemento ressonador metálico (em laranja), um laminado dielétrico (em cinza claro) e um plano de terra metálico (em cinza escuro). O elemento ressonador, geralmente feito de cobre, possui largura w_p e comprimento l_p . O laminado dielétrico possui largura w_s , comprimento l_s e espessura h , além de apresentar como principais características eletromagnéticas a permissividade dielétrica relativa ϵ_r e a tangente de perdas $\tan(\delta)$. O plano de terra, geralmente também feito de cobre, possui as mesmas dimensões do laminado dielétrico.

As MPAs podem ser alimentadas de diversas formas. Entretanto, uma das maneiras mais simples e usuais é por meio de uma sonda coaxial, como um conector SMA, exemplificado na Figura 2.1. Geralmente, a impedância característica da sonda é $Z_0 = 50\Omega$, e seu posicionamento (no caso da Figura 2.1, ao longo do eixo x) é definido para proporcionar o casamento de impedâncias entre a antena e a linha de alimentação.

Para facilitar a análise, a MPA retangular pode ser modelada e estudada por meio de aproximações para uma cavidade ressonante retangular (CRR) [5]. Dessa forma, é possível determinar diversos aspectos da antena, como os modos de operação e diagramas de irradiação.

Figura 2.1 – Geometria da MPA retangular convencional.



Fonte: o Autor

2.2.1 Distribuição de modos e frequências de ressonância

As MPAs retangulares possuem modos de operação, ou seja, estabilizam campos no laminado dielétrico em frequências específicas, denominadas frequências de ressonância (f_r). Esses modos correspondem a um determinado formato do campo, definido pelos índices m , n e p , que representam o número de ciclos (ou semiciclos, dependendo da nomenclatura) ao longo de l_p , w_p e h , respectivamente. Esses modos podem ser do tipo transversal elétrico (TE) ou transversal magnético (TM), dependendo da orientação vetorial do campo que se propaga no dielétrico.

Nas MPAs retangulares convencionais, principalmente devido ao fato de o laminado dielétrico possuir pequena espessura em relação ao comprimento de onda, a operação ocorre predominantemente nos modos TM, que são representados como TM_{mnp} . Entretanto, na faixa de micro-ondas (onde as principais tecnologias de comunicação sem fio são implementadas), os valores de h dos laminados dielétricos comerciais são significativamente menores que os de l_p e w_p . Dessa forma, o índice p afeta apenas modos de ordem mais alta, podendo simplificar a nomenclatura dos modos das MPAs para TM_{mn} .

Nos modos TM_{mn} de uma MPA retangular convencional, as distribuições do campo elétrico (E) no laminado dielétrico ocorrem em frequências de ressonância específicas, dadas por [5][13]:

$$E \cong E_{máx} \cos\left(\frac{m\pi x}{l_p}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{w_p}\right) \hat{z} \text{ e} \quad (a)$$

$$(f_r)_{mn} = \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\epsilon_{ref}}} \sqrt{\left(\frac{m}{l_p + 2\Delta l}\right)^2 + \left(\frac{n}{w_p + 2\Delta w}\right)^2}. \quad (b) \quad (2.1)$$

onde $E_{máx}$ é a amplitude inicial da distribuição de campo elétrico, ϵ_{ref} é a permissividade dielétrica relativa efetiva, dada por:

$$\epsilon_{ref} = \epsilon_{ref}(l_p) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{l_p}}}, \quad \text{se } m = 0$$

$$\epsilon_{ref} = \epsilon_{ref}(w_p) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{w_p}}}, \quad \text{se } n = 0 \quad (2.2)$$

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_{ref}(l_p)\epsilon_{ref}(w_p)}{\epsilon_r} \quad \text{se } m \neq 0 \text{ e } n \neq 0$$

e Δl e Δw são fatores de correção do comprimento e da largura do elemento ressonador, calculados como:

$$\Delta w = \frac{0,412(\epsilon_{ref}(l_p) + 0,3)\left(0,264 + \frac{l_p}{h}\right)}{(\epsilon_{ref}(l_p) - 0,258)\left(0,8 + \frac{l_p}{h}\right)} e \quad (a)$$

$$\Delta l = \frac{0,412(\epsilon_{ref}(w_p) + 0,3)\left(0,264 + \frac{w_p}{h}\right)}{(\epsilon_{ref}(w_p) - 0,258)\left(0,8 + \frac{w_p}{h}\right)}. \quad (b) \quad (2.3)$$

É importante mencionar que os valores de ϵ_{ref} , Δl e Δw são necessários no modelo matemático para corrigir o efeito de franjeamento que ocorre nas bordas no elemento ressonador, fato esse que não é previsto em uma CRR. Esses conceitos são obtidos a partir de outro método aproximado, o modelo da linha de transmissão [5].

Os modos TM_{mn} em uma MPA retangular convencional também podem ser analisados por meio das distribuições de densidade de corrente superficial no elemento ressonador (J). Assim, nas frequências de ressonância, tem-se o seguinte comportamento [5]:

$$J \cong J_{\max} \left[\left(-\frac{m\pi}{l_p} \right) \sin \left(\frac{m\pi x}{l_p} \right) \cos \left(\frac{n\pi y}{w_p} \right) \hat{x} - \left(\frac{n\pi}{w_p} \right) \cos \left(\frac{m\pi x}{l_p} \right) \sin \left(\frac{n\pi y}{w_p} \right) \hat{y} \right] \quad (2.4)$$

onde J_{\max} é a amplitude inicial da densidade superficial de corrente.

Conforme as equações (2.1) a (2.4), as MPAs retangulares podem apresentar diversas frequências de ressonância, cada uma com distribuições de campo no laminado dielétrico e densidade de corrente no ressonador, dependendo das combinações de m e n . Define-se como modo dominante ou fundamental aquele que apresenta o menor valor de f_r , sendo os demais classificados como modos de alta ordem. Dependendo da relação entre os valores das variáveis l_p e w_p , o modo fundamental pode ser o TM_{10} ou o TM_{01} .

As MPAs, quando vistas como uma CRR, podem ter modos de alta ordem operando de forma conjunta em uma mesma frequência. Um modo pode influenciar outro próximo, mesmo que não esteja exatamente em sua frequência de ressonância. Por esse motivo, normalmente é difícil operar de maneira isolada dos modos de alta ordem, podendo haver até mesmo distorções entre os modos.

2.2.2 Polarização

Define-se a polarização de uma antena como a orientação espacial do campo elétrico da onda eletromagnética irradiada [5]. Assim, a polarização pode ser classificada como linear, circular ou elíptica, sendo a diferenciação feita com base na amplitude e/ou fase das componentes do campo, conforme descrito a seguir:

(a) Se, em um determinado ponto no espaço, o vetor do campo elétrico traçar uma linha reta em função do tempo, a polarização é classificada como perfeitamente linear. Para isso, deve haver apenas uma componente de campo ou, no caso de duas componentes, a diferença de fase entre elas deve ser um múltiplo de π (ou seja, se as duas componentes estiverem defasadas por um múltiplo de meio comprimento de onda). Entretanto, é importante destacar que esse múltiplo pode ser nulo, condição na qual as componentes estão em fase.

(b) Se, em um determinado ponto do espaço, o vetor do campo elétrico traçar um círculo em função do tempo, a polarização é classificada como perfeitamente circular. Para isso, devem existir duas componentes de campo, ortogonais entre si, com magnitudes iguais e diferença de fase entre elas sendo um múltiplo ímpar de $\pi/2$ (ou seja, se as duas componentes estiverem defasadas por um múltiplo ímpar de um quarto de comprimento de onda).

(c) Se, em um determinado ponto do espaço, o vetor do campo elétrico traçar uma elipse em função do tempo, a polarização é classificada como elíptica. Para isso, deve-se ter uma

condição em que nem a polarização perfeitamente linear nem a polarização perfeitamente circular sejam atendidas. Assim, pode-se afirmar que a polarização elíptica é o caso geral das polarizações, sendo particularizada em condições específicas para linear e circular.

Para quantificar a polarização da onda irradiada, geralmente utiliza-se o conceito de razão axial (AR). A Figura 2.2 ilustra a observação instantânea do campo elétrico de uma onda com polarização elíptica (condição geral), onde OA e OB representam, respectivamente, os eixos maior e menor da elipse. Assim, a razão axial é definida a partir da relação entre OA e OB , sendo expressa como [5]:

$$AR = \frac{OA}{OB}. \quad (2.5)$$

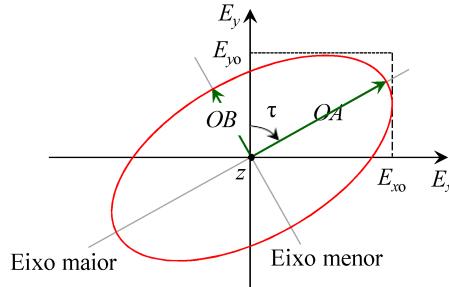
onde, por meio de análises trigonométricas, tem-se:

$$OA = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E_{xo}^2 + E_{yo}^2 + \sqrt{E_{xo}^4 + E_{yo}^4 + 2E_{xo}^2 E_{yo}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right)} \text{ e} \quad (a)$$

$$OB = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E_{xo}^2 + E_{yo}^2 - \sqrt{E_{xo}^4 + E_{yo}^4 + 2E_{xo}^2 E_{yo}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right)}. \quad (b)$$

em que E_{xo} e E_{yo} são, respectivamente, as componentes de campo na horizontal e na vertical e $\Delta\phi$ é a diferença de fase entre as componentes de campo.

Figura 2.2 – Observação instantânea do campo elétrico de uma onda com polarização elíptica.



Fonte: adaptado de (5).

Aplicando as condições de polarizações linear, circular e elíptica nas equações (2.5) e (2.6), tem-se, em escala linear, $1 \leq AR \leq \infty$ e, em escala logarítmica, $0 \text{ dB} \leq AR \leq \infty \text{ dB}$. Assim, a partir dos valores de AR, é possível definir a polarização de uma antena. Esse comportamento é apresentado na Tabela 2.1, onde são demonstradas as condições de E_{xo} , E_{yo} e $\Delta\phi$ que levam a AR e a classificação das polarizações.

Tabela 2.1: Comparativo de polarizações de antenas.

Características do campo			AR [dB]	Polarização
E_{xo}	E_{yo}	$\Delta\phi$		
0	$\neq 0$	$q\pi, q = 0,1,2,3\dots$	$\rightarrow \infty$	Linear na direção y
$\neq 0$	0	$q\pi, q = 0,1,2,3\dots$	$\rightarrow \infty$	Linear na direção x
$\neq 0$	$\neq 0$	$q\pi, q = 0,1,2,3\dots$	$\rightarrow \infty$	Linear inclinada
E_{yo}	E_{xo}	$q\pi/2, q = 1,3,5\dots$	0	Circular
$\neq E_{yo}$	$\neq E_{xo}$	$q\pi/2, q = 1,3,5\dots$	$> 0 \text{ e } < \infty$	Elíptica
E_{yo}	E_{xo}	$\neq q\pi/2, q = 1,3,5\dots \text{ e } \neq q\pi, q = 0,1,2,3\dots$	$> 0 \text{ e } < \infty$	Elíptica

As polarizações perfeitamente linear e perfeitamente circular, por serem obtidas a partir de situações extremas, são muito difíceis de serem alcançadas na prática. Por isso, definem-se situações aceitáveis da polarização elíptica em que se pode classificá-la como linear ou circular. Uma classificação amplamente utilizada considera que, quando AR é muito grande (na ordem de dezenas de decibéis), a polarização é linear, e quando $AR \leq 3$ dB, a polarização é considerada circular [5].

A polarização das MPAs tem relação direta com as distribuições de modos, sendo que a orientação vetorial da densidade superficial de corrente no elemento irradiador é na maioria dos casos usada para analisar essa característica. Considerando uma MPA retangular convencional em que $l_p > w_p$, tem-se o modo fundamental como sendo o TM₁₀. Nesse caso, seguindo a orientação dos eixos de coordenadas na Figura 2.1, a partir da equação (2.4), tem-se que as MPAs retangulares convencionais operando no modo fundamental possuem polarização linear na direção x . Considerando uma MPA retangular convencional em que $w_p > l_p$, tem-se o modo fundamental como sendo o TM₀₁. Nesse caso, seguindo a orientação dos eixos de coordenadas na Figura 2.1, a partir da equação (2.4), tem-se que as MPAs retangulares convencionais operando no modo fundamental possuem polarização linear na direção y .

A polarização das MPAs tem relação direta com a distribuição dos modos, sendo que a orientação vetorial da densidade superficial de corrente no elemento irradiador é, na maioria dos casos, utilizada para analisar essa característica. Considerando uma MPA retangular convencional em que $l_p > w_p$, o modo fundamental é o TM₁₀. Nesse caso, seguindo a orientação dos eixos de coordenadas na Figura 2.1 e com base na equação (2.4), verifica-se que as MPAs retangulares convencionais operando no modo fundamental possuem polarização linear na direção x . Por outro lado, considerando uma MPA retangular convencional em que $w_p > l_p$, o modo fundamental é o TM₀₁. Nesse caso, seguindo a orientação dos eixos de coordenadas na Figura 2.1 e com base na equação (2.4), verifica-se que as MPAs retangulares convencionais operando no modo fundamental possuem polarização linear na direção y .

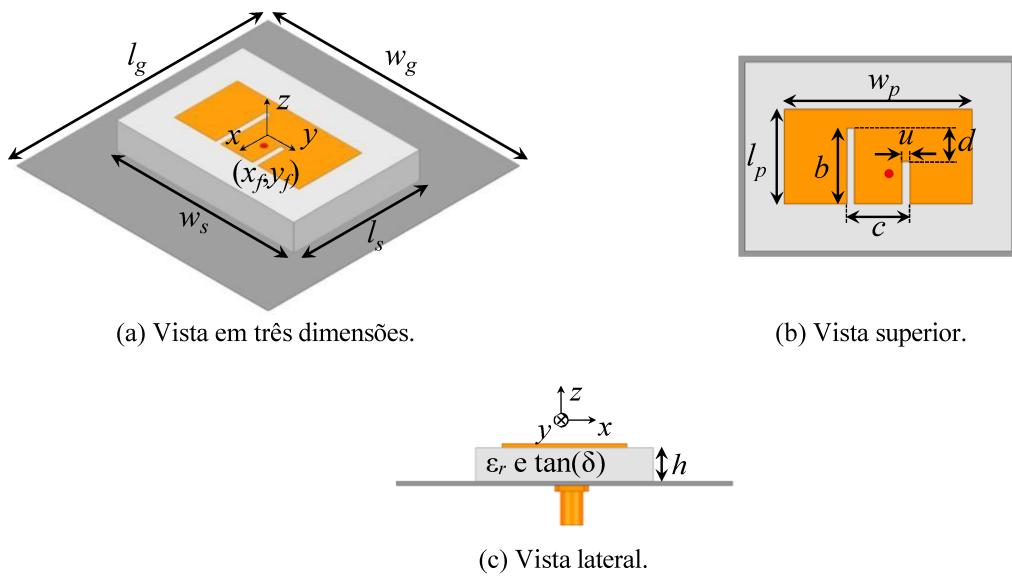
Como mencionado no Capítulo 1, é possível alterar a polarização de uma MPA para circular modificando a forma de alimentação e/ou partes da geometria que compõem essa antena. Isso ocorre quando há a excitação de dois ou três modos ortogonais (com frequências de ressonância próximas) que possuem amplitudes iguais (ou quase iguais) e diferença de fase temporal de 90° (ou aproximadamente 90°).

2.3 Antena de microfita faixa larga com e-polarização circular

A geometria apresentada em [11] é uma MPA retangular modificada, cujas variáveis de projeto são ilustradas na Figura 2.3. Dessa forma, tem-se a seguinte descrição das partes que compõem o modelo:

- (a) Elemento ressonador metálico retangular com largura w_p e comprimento l_p , no qual foi inserida uma fenda em formato de E assimétrico, controlada pelas variáveis b , c , d e u .
- (b) Laminado dielétrico com largura w_s , comprimento l_s e espessura h , cujas principais características eletromagnéticas são ϵ_r e $\tan(\delta)$.
- (c) Plano de terra metálico com largura w_g e comprimento l_g .
- (d) Sonda coaxial de alimentação do tipo SMA, com impedância característica $Z_0 = 50\Omega$, posicionada em relação ao centro do sistema de coordenadas pelas variáveis x_f e y_f .

Figura 2.3 – Geometria da MPA retangular com fenda no formato de E assimétrico inserida no elemento ressonador para operação banda larga com polarização circular apresentada em [11].



Fonte: o Autor

2.3.1 Princípio de funcionamento

A MPA apresentada em [11] foi projetada para operar em modo triplo, com o objetivo de obter uma maior largura de faixa em polarização circular. Conforme descrito anteriormente, a operação em múltiplos modos torna a análise da antena mais complexa. Por esse motivo, utiliza-se o conceito de análise de modos característicos (CMA, do inglês *Characteristic Mode Analysis*) para compreender a física que permite tal comportamento. A CMA é uma análise matemática que calcula um conjunto de modos de densidades de corrente superficial em uma estrutura condutora no espaço livre, sem a necessidade de considerar a porta de alimentação [14]. Essa análise fornece resultados em termos de autovalores (λ_k), ângulo característico (α_k), corrente de superfície (J) e significância modal (MS), os quais permitem identificar os modos ressonantes que contribuem para a operação da antena em determinada frequência. Ressalta-se que k representa o índice do modo analisado.

Pela análise de CMA, a corrente total J que circula na superfície condutora pode ser expressa como uma superposição linear das correntes características, sendo dada por [15]:

$$J = \sum_{k=1}^N J_k \alpha_k , \quad (2.7)$$

onde J_k é a corrente característica do modo k e o ângulo característico α_k pode ser calculado como:

$$\alpha_k = \pi - \tan^{-1}(\lambda_k) , \quad (2.8)$$

Sabendo que um modo pode ser entendido como uma estilização dos campos em uma frequência de ressonância, ao se analisar a CMA é importante compreender o conceito de ressonância. De forma simplificada, a ressonância em uma antena ocorre quando há maximização da potência irradiada e minimização (ou idealmente anulação) da potência armazenada. Dessa forma, a CMA pode ser utilizada para analisar, em um contexto com múltiplos modos operando simultaneamente, quais modos contribuem de forma mais significativa para a irradiação da antena [14]. Nesse cenário multimodal, os autovalores dos modos de ordem mais baixa desempenham papel predominante na irradiação, enquanto os modos de ordem superior (ou seja, com maiores valores de k) tendem a ter pouca ou nenhuma contribuição relevante. Assim, para calcular os autovalores dos modos característicos de uma superfície condutora, utiliza-se:

$$X(J_n) = \lambda_n R(J_n) , \quad (2.9)$$

onde R e X são, respectivamente, as partes real e imaginária da impedância observada (no caso, a impedância de entrada da antena).

Em contextos multimodo, na análise do gráfico de autovalores em função da frequência, normalmente observam-se valores muito altos de λ_k , o que dificulta a identificação do modo dominante de irradiação da antena [14]. Para contornar essa limitação, é possível avaliar a capacidade de irradiação de modos individuais a partir de MS_k e α_k , sendo que a significância modal de um modo k pode ser calculada como:

$$MS_k = \frac{1}{|1 + j\lambda_k|}. \quad (2.10)$$

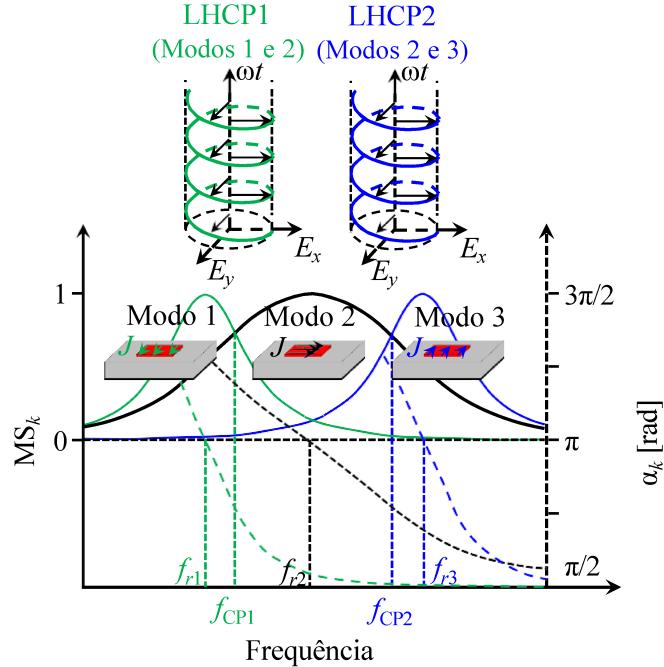
Destaca-se que a MS_k indica a contribuição potencial de um modo individual para a irradiação total quando uma excitação é aplicada, enquanto α_k representa o ângulo de fase entre a corrente característica e o campo distante característico correspondente. Dessa forma, em resumo, um modo k está em ressonância quando $MS_k = 1$ ou quando $\alpha_k = \pi$ [11].

Pode-se utilizar a análise de CMA para quantificar a operação em polarização circular de uma MPA. Para isso, é necessário que a antena opere com ao menos dois modos excitados, cujos valores de MS_k sejam iguais (ou muito próximos) e cuja diferença entre os ângulos α_k seja de $\pi/2$ (ou muito próxima disso). Dessa forma, os conceitos de CMA servem como base fundamental para a compreensão da operação da MPA retangular apresentada em [11]. Nesse caso, é importante relembrar que foi utilizada a excitação de três modos com o objetivo de proporcionar uma operação em faixa larga com polarização circular.

A Figura 2.4 ilustra o conceito de operação em faixa larga com polarização circular por meio da excitação de modo triplo, com base em MS_k e α_k . Consideram-se três modos, operando respectivamente nas frequências de ressonância f_{r1} , f_{r2} e f_{r3} . As correntes características J_1 , J_2 e J_3 representam as densidades superficiais de corrente individuais de cada modo, destacando-se a ortogonalidade entre os pares J_1 , J_2 e J_2 , J_3 . Para garantir a operação em polarização circular, é necessário que $\alpha_k = \pi/2$ para os pares de modos (1 e 2) e (2 e 3), o que indica que cada par de modos está polarizado ortogonalmente. A combinação dos modos 1 e 2 ($J_1 + J_2$) gera um modo com polarização circular na frequência f_{cp1} , enquanto a combinação dos modos 2 e 3 ($J_2 + J_3$) produz outro modo com polarização circular na frequência f_{cp2} . A operação em faixa larga com polarização circular ocorre quando as bandas associadas a f_{cp1} e f_{cp2} se sobrepõem, formando uma única banda. No entanto, é fundamental destacar que isso só acontece se a fase do modo 1 estiver atrasada em relação à do modo 2, e a fase do modo 3 estiver adiantada em relação à do modo 2. Dessa forma, os dois modos com polarização circular terão o mesmo

sentido de giro, que, nesse caso, corresponde à polarização circular à esquerda (LHCP do inglês *Left-Hand Circular Polarization*).

Figura 2.4 – Ilustração da operação faixa larga em polarização circular de modo triplo [11].



Fonte: adaptado de [11].

Na MPA retangular apresentada em [11], a operação em faixa larga com polarização circular é obtida a partir da inserção de uma fenda assimétrica em formato de “E” no elemento ressonador. Nesse caso, os três modos de operação são denominados TM₁₀-like (modo 1), TM₀₁-like (modo 2) e TM₁₁-like (modo 3). Destaca-se que o termo TM_{mm}-like é utilizado porque, devido à modificação da geometria da MPA (ver diferenças entre as Figuras 2.1 e 2.3), não ocorre a excitação dos modos convencionais, mas sim de modos análogos aos tradicionais. Como consequência, as frequências de ressonância apresentadas na Seção 2.2 são alteradas, sendo, neste caso, determinadas por:

$$f_{\text{TM}_{10}\text{-like}} = \frac{3 \times 10^8}{2l_{\text{eff}}^{\text{TM}_{10}\text{-like}} \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}, \quad (\text{a})$$

$$f_{\text{TM}_{01}\text{-like}} = \frac{3 \times 10^8}{2l_{\text{eff}}^{\text{TM}_{01}\text{-like}} \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}} \text{ e} \quad (\text{b}) \quad (2.11)$$

$$f_{\text{TM}_{11}\text{-like}} = \frac{3 \times 10^8}{2l_{\text{eff}}^{\text{TM}_{11}\text{-like}} \sqrt{\epsilon_{\text{ref}}}}, \quad (\text{c})$$

onde

$$l_{\text{eff}}^{\text{TM}_{10}\text{-like}} = w_p + c/2 - u + 2\Delta w, \quad (\text{a})$$

$$l_{\text{eff}}^{\text{TM}_{01}\text{-like}} = l_p + 2\Delta l \text{ e} \quad (\text{b}) \quad (2.12)$$

$$l_{eff}^{\text{TM}_{11}\text{-like}} = \frac{1}{\sqrt{\left(w_p + 2\Delta w\right)^2 + \left(l_p + 2\Delta l\right)^2}}, \quad (c)$$

2.3.2 Validação numérica

A MPA retangular apresentada em [11] segue a geometria ilustrada na Figura 2.3. Os autores desenvolveram o projeto utilizando o substrato dielétrico Rogers AD250C, com $\epsilon_r = 2,5$, $\tan(\delta) = 0,0013$ e espessura $h = 6,3$ mm. Vale destacar que esse valor de h não é comercial, sendo obtido a partir da sobreposição de dois laminados com aproximadamente 3,15 mm cada. As variáveis geométricas da antena são: $w_g = l_g = 60$ mm, $w_s = 42,2$ mm, $l_s = 24,2$ mm, $w_p = 29,7$ mm, $l_p = 12,8$ mm, $b = 12$ mm, $c = 10$ mm, $d = 5,3$ mm, $u = 1,2$ mm, $x_f = 1,7$ mm e $y_f = -2,7$ mm.

A partir da equação (2.11), obtém-se as seguintes frequências de ressonância: $f_{\text{TM}10\text{-like}} \cong 4,22$ GHz, $f_{\text{TM}01\text{-like}} \cong 5,39$ GHz e $f_{\text{TM}01} \cong 6,62$ GHz. Com base nas análises de simulação apresentadas no trabalho, ao se observar os valores mínimos da razão axial, identificam-se as frequências de operação com polarização circular como sendo: $f_{cp1} \cong 5,06$ GHz e $f_{cp2} \cong 5,78$ GHz.

A partir das informações coletadas em [11], o modelo foi construído no Ansys Electronics Desktop e analisado por meio do método dos elementos finitos utilizando o HFSS. Como resultados, foram quantificadas: as larguras de faixa em termos de casamento de impedâncias (observada pelo coeficiente de reflexão) e polarização circular (analisada por meio da razão axial), o ganho realizável em função da frequência e os diagramas de irradiação nas componentes de polarização direta e cruzada.

Tipicamente, utiliza-se a resposta em frequência do módulo de S_{11} para definir a largura de faixa em termos de casamento de impedâncias. O módulo de S_{11} , em escala logarítmica (decibéis), pode ser calculado como [5]:

$$|S_{11}|[\text{dB}] = 20 \log \left(\left| \frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right| \right), \quad (2.13)$$

em que Z_{en} é a impedância de entrada da antena. Em aplicações práticas, a largura de faixa de uma antena (Bw) com relação ao casamento de impedâncias é definida como a faixa de frequências em que $|S_{11}| [\text{dB}] \leq -10$ dB [17]. Essa condição garante que ao menos 90% da

potência proveniente da linha de alimentação seja entregue à antena. Assim, a partir da Figura 2.5, observa-se que a MPA apresentada em [11] opera de 4,929 GHz a 6,026 GHz.

A largura de faixa também pode ser expressa como percentual em relação à frequência central de operação, dada por [5]:

$$Bw = \left(2 \left(\frac{f_{máx} - f_{min}}{f_{máx} + f_{min}} \right) \right) 100\%, \quad (2.14)$$

onde f_{min} e $f_{máx}$ são as frequências limite da banda, frequências onde tem-se o início e o fim de $|S_{11}| [\text{dB}] \leq -10 \text{ dB}$. Dessa forma, a MPA apresentada em [11] possui $Bw \cong 20\%$.

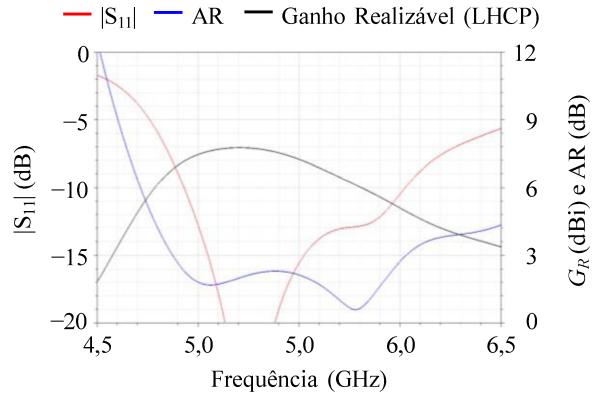
Tipicamente, utiliza-se a resposta em frequência da razão axial para definir a largura de faixa em termos de polarização circular. Para isso, é importante destacar que esse parâmetro é quantificado na direção de máxima irradiação, que, para a MPA em questão — seguindo o sistema de coordenadas da Figura 2.3 —, ocorre na direção $+z$. Essa condição corresponde aos ângulos (em coordenadas esféricas) $\theta = 0^\circ$ e φ variando de 0° a 360° . Como já mencionado, em aplicações práticas, a largura de faixa de uma antena com polarização circular é definida como a faixa de frequências em que $\text{AR} [\text{dB}] \leq 3 \text{ dB}$. Dessa forma, a partir da Figura 2.5, observa-se que a MPA apresentada em [11] opera de 4,875 GHz a 6,045 GHz considerando esse critério. Assim, obtém-se uma largura de faixa aproximada de 21% em termos de polarização circular.

De acordo com a teoria de antenas, o ganho realizável (G_R) é definido como a diretividade (D) escalonada pela eficiência global de irradiação [5]. Esse parâmetro pode ser calculado como:

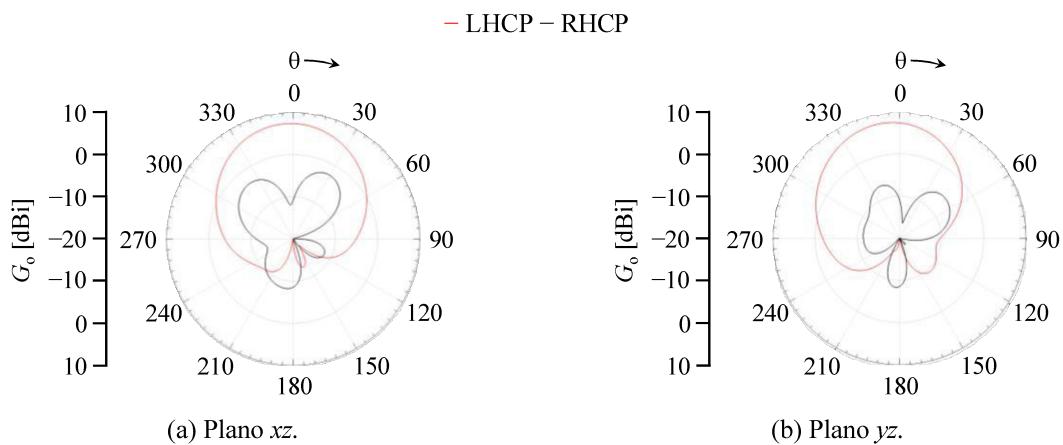
$$G_R = \left(1 - |S_{11}|^2 \right) k_{rad} D. \quad (2.15)$$

onde k_{rad} é a eficiência de irradiação, que modela as perdas de potência convertidas em calor durante o processo de irradiação, e $(1 - |S_{11}|^2)$ representa a eficiência de casamento de impedância, que quantifica o percentual da potência efetivamente entregue à antena.

Na Figura 2.5, também é apresentada a resposta em frequência do ganho realizável. Para tal, a análise foi feita na direção de máxima irradiação, ou seja, ao longo do eixo $+z$. Além disso, o ganho foi quantificado considerando a polarização circular à esquerda, que, conforme discutido anteriormente, é a polarização direta da antena. Assim, observa-se que o ganho máximo da MPA é $G_R \cong 7,8 \text{ dBi}$, o qual ocorre na frequência de 5,2 GHz.

Figura 2.5 – Resposta em frequência de alguns parâmetros da MPA retangular apresentada em [11].**Fonte: o Autor**

A última análise realizada no modelo da MPA apresentada em [11] foi o diagrama de irradiação do ganho realizável, conforme ilustrado na Figura 2.6. Para isso, definiu-se a frequência de 5,46 GHz (aproximadamente a frequência central da banda de operação) e foram considerados os planos xz (variando θ com $\phi = 0^\circ$) e yz (variando θ com $\phi = 90^\circ$). Observa-se que a máxima irradiação realmente ocorre em $\theta = 0^\circ$ e que a polarização direta observada é a circular à esquerda, LHCP, sendo a polarização circular à direita (RHCP do inglês *Right-Hand Circular Polarization*) a polarização cruzada. Esse resultado valida a teoria da operação em faixa larga com polarização circular obtida a partir da excitação de modo triplo.

Figura 2.6 – Diagramas de irradiação da MPA retangular apresentada em [11].**Fonte: o Autor**

2.4 Considerações finais

Neste capítulo, apresentaram-se os fundamentos teóricos básicos para o desenvolvimento do projeto da antena proposta neste trabalho. Assim, os estudos realizados no Capítulo 3 têm como ponto de partida toda a fundamentação descrita nesta parte do projeto final de curso, de forma que as abordagens passam a ser mais diretas.

Capítulo 3

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, discutem-se os estudos e os resultados numéricos obtidos para a antena de microfita com polarização circular faixa larga desenvolvida neste trabalho. Esta seção abrange os principais aspectos relacionados ao desenvolvimento do projeto.

3.1 Considerações iniciais

Com base na teoria apresentada no Capítulo 2, é viável reestruturar a antena proposta para operar na faixa de frequência em torno de 3,5 GHz. Para isso, o desenvolvimento foi dividido em duas etapas principais: a primeira refere-se ao reprojeto da antena, baseado na parametrização da geometria; e a segunda consiste na otimização numérica dos valores das variáveis que compõem a antena, com o objetivo de ajustar suas dimensões.

3.2 Reprojeto da MPA proposta para a frequência de 3,5 GHz

3.2.1 Parametrização da geometria

A antena reprojetada também segue a geometria ilustrada na Figura 2.3. Para determinar os valores das variáveis que descrevem a antena na nova faixa de operação, é importante reconhecer, com base no referencial teórico e nas equações (2.2) e (2.3), que o comprimento do irradiador é a variável mais determinante no reprojeto, por estar diretamente relacionado à frequência de ressonância. Dessa forma, uma estratégia eficaz para redimensionar a MPA, mantendo a proporcionalidade das dimensões, é expressar todas as variáveis em função de l_p . Portanto, utilizando os valores da antena apresentada em [11], é possível expressar as demais dimensões como: $w_g = l_g = 4,69l_p$, $w_s = 3,30l_p$, $l_s = 1,89l_p$, $w_p = 2,32l_p$, $b = 0,94l_p$, $c = 0,78l_p$, $d = 0,41l_p$, $u = 0,09l_p$, $x_f = 0,13l_p$ e $y_f = -0,21l_p$. Então, considerando o substrato dielétrico Rogers AD250C com $\epsilon_r = 2,5$, $\tan(\delta) = 0,0013$, os valores iniciais das variáveis que

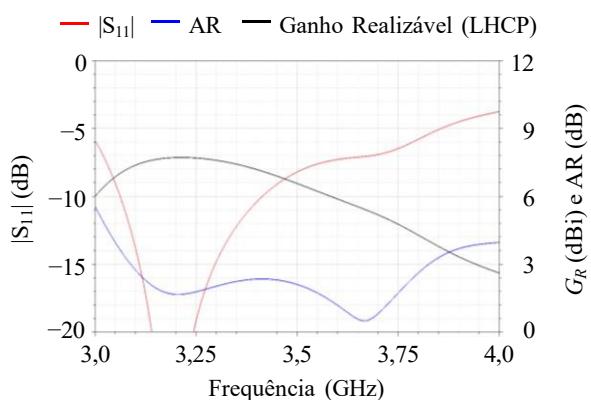
compõem a antena reprojetada são: $l_p = 20,2$ mm, $w_g = l_g = 95$ mm, $w_s = 67$ mm, $l_s = 38$ mm, $w_p = 46,9$ mm, $b = 18,9$ mm, $c = 15,78$ mm, $d = 8,4$ mm, $u = 1,9$ mm, $x_f = 2,7$ mm e $y_f = -4,3$ mm. Destaca-se que, pela parametrização, a espessura do laminado dielétrico deveria ser $h = 9,94$ mm. Entretanto, devido a limitações práticas de fabricação e à disponibilidade comercial, esse valor não é viável. Assim, optou-se por utilizar $h = 9,45$ mm, obtido a partir da sobreposição de três laminados com aproximadamente 3,15 mm cada.

3.2.2 Validação numérica

A partir dos valores recalculados das variáveis, o modelo foi novamente construído no Ansys Electronics Desktop. Assim como a antena apresentada em [11], os resultados foram quantificados em termos de: largura de faixa relacionada ao casamento de impedâncias, largura de faixa em polarização circular, ganho realizável em função da frequência e diagramas de irradiação das componentes de polarização direta e cruzada.

A resposta em frequência do $|S_{11}|$, do AR e do G_R da MPA retangular reprojetada é apresentada na Figura 3.1. Primeiramente, destaca-se que a antena opera na faixa de 3,13 GHz a 3,50 GHz para $|S_{11}|$ [dB] ≤ -10 dB, o que representa $Bw \cong 11\%$ de frequência central. Dessa forma, observa-se que a operação, em termos de $|S_{11}|$, foi deslocada para frequências inferiores à desejada, além de a largura de faixa obtida ser inferior à requerida. Observa-se também, na direção de máxima irradiação, que a antena opera na faixa de 3,13 GHz a 3,92 GHz para AR [dB] ≤ 3 dB, o que representa $Bw \cong 21,4\%$. Assim, em termos de polarização circular, a operação ocorre em toda a banda desejada. Em termos de ganho realizável, considerando a polarização circular à esquerda e para a análise realizada também na direção de máxima irradiação, tem-se $G_{Rmáx} \cong 7,7$ dBi, o qual ocorre na frequência de 3,3 GHz.

Figura 3.1 – Resposta em frequência do $|S_{11}|$, do AR e do G_R da MPA retangular reprojetada.



Fonte: o Autor

3.3 Otimização para a frequência de 3,5 GHz

3.3.1 Estudo da variável c

Pela análise da razão axial na Figura 3.1, nota-se que o modelo reprojetado apresenta corretamente as duas faixas de frequência devido a combinação dos modos em polarização circular, com os valores mínimos da AR indicando $f_{cp1} \cong 3,2$ GHz e $f_{cp2} \cong 3,7$ GHz. Além disso, o comportamento do ganho é bastante similar ao apresentado em [11], tanto em relação ao valor máximo quanto ao formato da curva. Por esse motivo, a otimização das variáveis que compõem o modelo deve ser realizada de forma sutil, de modo a não comprometer os resultados que já estão de acordo com o esperado.

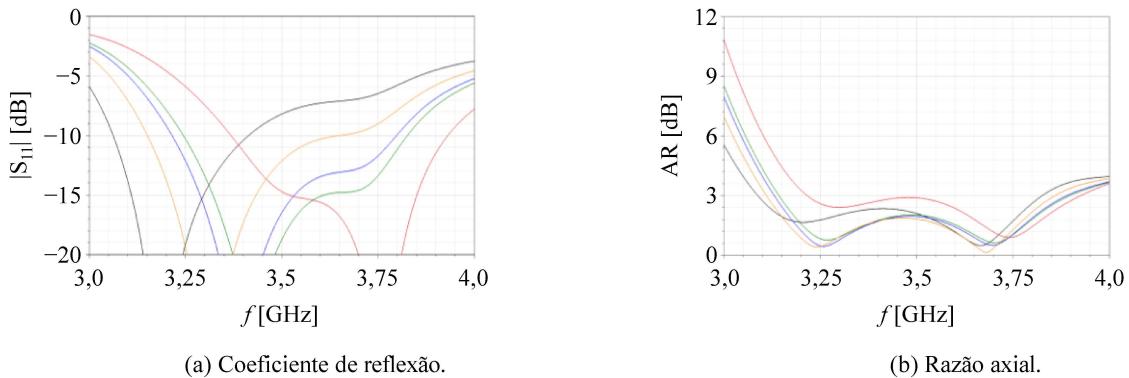
Analizando o modelo da antena apresentado na Figura 2.3, nota-se que a distância entre as fendas, definida pela variável c , tem impacto direto no casamento de impedâncias. Isso ocorre porque a sonda de alimentação está posicionada entre essas fendas, e a variação na proximidade entre elas afeta o comportamento da reatância capacitiva. Além disso, pelas equações de projeto (2.11) e (2.12), observa-se que c tem pouca influência sobre a posição das ressonâncias quando se trata de TM01 e TM11 mais não há influência em TM10, o que implica em um impacto reduzido sobre AR. Por esses motivos, essa variável foi definida como a primeira a ser estudada com o objetivo de otimizar o modelo.

A Figura 3.2 apresenta o impacto da variável c sobre $|S_{11}|$ e AR. Observa-se que a distância entre as fendas modifica consideravelmente a resposta de $|S_{11}|$, enquanto o parâmetro AR é afetado de forma menos intensa. Um aspecto importante observado em AR é que o polo de menor frequência, formado pela combinação dos modos TM₁₀-like (modo 1) e TM₀₁-like (modo 2), é mais impactado do que o polo de maior frequência, resultante da combinação dos modos TM₀₁-like (modo 2) e TM₁₁-like (modo 3). Isso ocorre porque a variável c tem maior influência na ressonância do modo TM₁₀-like, conforme indicado pelas equações (2.11) e (2.12).

Para auxiliar a compreensão do estudo da variável c , a Tabela 3.1 apresenta alguns valores adicionais àqueles mostrados na Figura 3.2. Para isso, foram coletadas as frequências mínima (f_{min}) e máxima (f_{max}) que delimitam as bandas de operação segundo os critérios de $|S_{11}|$ e AR, e foi calculada a largura de faixa percentual. Destaca-se que, para todos os valores de c analisados, o parâmetro AR apresenta comportamento satisfatório de acordo com os critérios de projeto, com Bw superior a 21% na maioria dos casos. Em relação a $|S_{11}|$, observa-se a perda da operação desejada quando c assume valores muito

pequenos (início da faixa) ou muito grandes (final da faixa). Verifica-se que a condição de operação dentro dos limites estipulados (3,3 GHz a 3,8 GHz) ocorre quando $0,55l_p < c < 0,65l_p$, sendo que $c \approx 0,63l_p$ proporciona essa adequação com a maior largura de faixa percentual, $Bw \approx 16,46\%$. Por esse motivo, este valor foi adotado como ideal para o projeto.

Figura 3.2 – Estudo do impacto da variável c na resposta de alguns parâmetros MPA proposta.
 — $c \approx 0,5500l_p$ — $c \approx 0,6300l_p$ — $c \approx 0,6500l_p$ — $c \approx 0,7000l_p$ — $c \approx 0,7812l_p$



Fonte: o Autor

Tabela 3.1 – Estudo do impacto da variável c na resposta de alguns parâmetros MPA proposta.

c	Análise do $ S_{11} $			Análise de AR		
	f_{min} (GHz)	$f_{máx}$ (GHz)	Bw (%)	f_{min} (GHz)	$f_{máx}$ (GHz)	Bw (%)
$0,55l_p$	3,368	3,931	15,43	3,216	3,925	19,86
$0,60l_p$	3,286	3,860	16,06	3,157	3,919	21,54
$0,63l_p$	3,244	3,826	16,46	3,143	3,897	21,42
$0,65l_p$	3,215	3,798	16,63	3,131	3,889	21,60
$0,70l_p$	3,151	3,650	14,67	3,110	3,859	21,50
$0,78l_p$	3,296	3,683	11,09	3,088	3,826	21,35

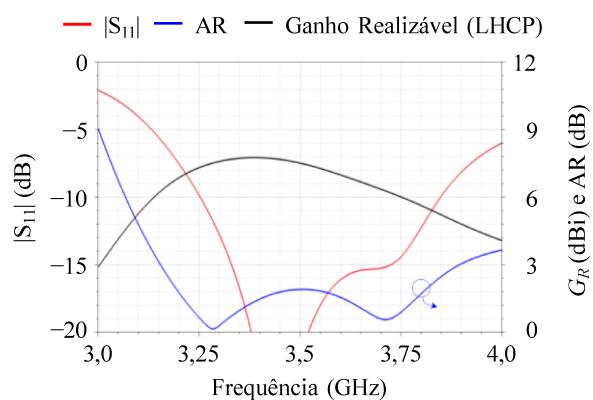
Como o estudo da variável c apresentou resultados satisfatórios na correção do problema observado no casamento de impedâncias da antena reprojetada, conclui-se que não é necessário realizar novas análises. Nessas condições, a antena já atende aos critérios estipulados. Dessa forma, com a correção de c na parametrização das variáveis que compõem a geometria, é possível definir as dimensões finais da antena.

3.3.2 Modelo final

Para a composição do modelo final da antena proposta, e visando garantir que a geometria seja viável para uma futura construção e caracterização experimental, propõe-se o arredondamento dos valores das variáveis de projeto — obtidos a partir das equações parametrizadas — para apenas uma casa decimal. Dessa forma, a antena, projetada sobre o substrato dielétrico Rogers AD250C com $\epsilon_r = 2,5$, $\tan(\delta) = 0,0013$ e $h = 9,45$ mm, apresenta as seguintes dimensões finais: $w_g = l_g = 94,7$ mm, $w_s = 66,7$ mm, $l_s = 38,2$ mm, $w_p = 46,8$ mm, $l_p = 20,2$ mm, $b = 19$ mm, $c = 12,7$ mm, $d = 8,3$ mm, $u = 1,8$ mm, $x_f = 2,6$ mm e $y_f = -4,2$ mm.

A resposta em frequência do $|S_{11}|$, do AR e do G_R do modelo final da antena proposta é apresentada na Figura 3.3. Destaca-se que a antena opera na faixa de 3,25 GHz a 3,85 GHz para $|S_{11}|$ [dB] ≤ -10 dB, o que representa $Bw \cong 16,5\%$. Observa-se também que, na direção de máxima irradiação, a antena opera na faixa de 3,15 GHz a 3,85 GHz para AR [dB] ≤ 3 dB, correspondendo a $Bw \cong 21,42\%$. Dessa forma, conclui-se que a antena atende à faixa de operação desejada tanto em termos de casamento de impedâncias quanto de polarização circular. Outro fato importante é que, em termos de ganho realizável — quantificado considerando a polarização circular à esquerda e para a análise realizada também na direção de máxima irradiação —, observa-se que o valor se mantém superior a 5,2 dBi em toda a faixa de operação, com ganho máximo de aproximadamente 7,75 dBi, obtido na frequência de 3,4 GHz.

Figura 3.3 – Resposta em frequência do $|S_{11}|$, do AR e do G_R do modelo final MPA proposta.

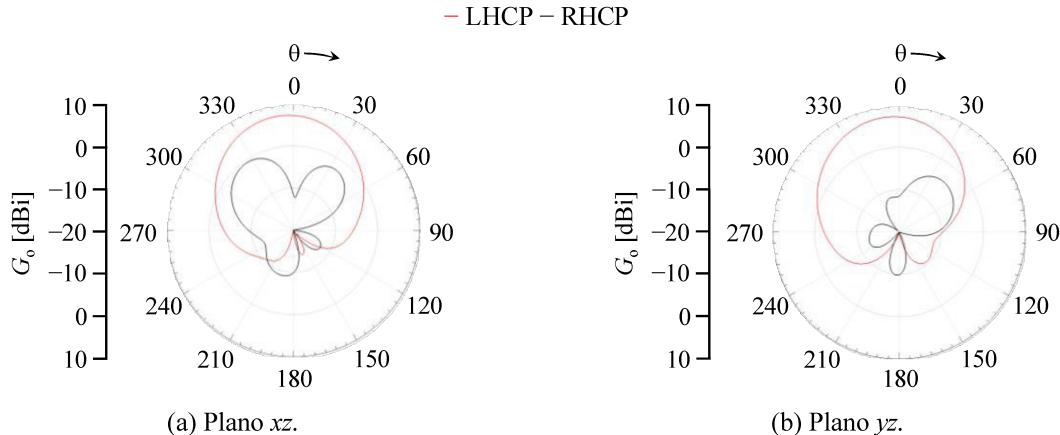


Fonte: o Autor

A última análise desenvolvida no modelo da MPA proposta foi o diagrama de irradiação do ganho realizável, conforme ilustrado na Figura 3.4. Para isso, definiu-se a frequência de 3,5 GHz, considerando os planos xz (variando θ com $\phi = 0^\circ$) e yz (variando θ com $\phi = 90^\circ$). Observa-se que a máxima irradiação realmente ocorre em $\theta = 0^\circ$ e que a polarização direta observada é a circular à esquerda, LHCP, sendo a polarização circular à direita, RHCP, a

polarização cruzada. Esses comportamentos, além do formato do diagrama de irradiação, são muito semelhantes aos apresentados em [11], de modo que o reprojeto, bem como a otimização da geometria, não alterou consideravelmente o comportamento do padrão de irradiação da antena.

Figura 3.4 – Diagramas de irradiação do modelo final da MPA proposta.



Fonte: o Autor

3.4 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados e discutidos os resultados obtidos para a antena proposta neste projeto final de curso. Acredita-se que, além de confirmar a viabilidade da proposta inicialmente prevista, a abordagem adotada no desenvolvimento do trabalho estabelece uma metodologia que pode ser aplicada no reprojeto da antena para outras condições, como diferentes substratos dielétricos ou faixas de operação distintas.

Para sintetizar e comprovar que o reprojeto atendeu às especificações estabelecidas, é apresentado um estudo comparativo na Tabela 3.1 entre o modelo final proposto e a antena apresentada em [11]. Nesse caso, a análise considera o percentual de banda para $|S_{11}|$ e AR, bem como o ganho realizável de pico. Observa-se que a antena proposta apresenta resultados bastante semelhantes aos da antena de referência, sendo que pequenas variações na largura de banda ou no ganho são justificáveis pelas alterações na geometria, especialmente devido às diferenças de padronização nas variáveis h e c . Assim, conclui-se que a antena proposta atende plenamente às especificações do projeto.

Tabela 3.2 – Estudo comparativo entre a referência [11] e o modelo final da antena proposta.

Modelo	Características		
	Bw (%)		$G_{Rmáx}$ (dBi)
	$ S_{11} $	AR	
[11]	20,03	21,43	7,30
Reprojeto	16,46	21,42	7,75

Capítulo 4

CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo, são apresentadas as conclusões do trabalho realizado, bem como possíveis desenvolvimentos futuros que poderão ser explorados a partir deste estudo.

4.1 Conclusões

Este projeto final de curso descreveu, de forma detalhada, o desenvolvimento e a análise de uma antena de microfita com uma fenda em formato de "E" assimétrico, inserida no elemento ressonador, projetada para operar em banda larga com polarização circular na faixa de 3,5 GHz, voltada para aplicações no 5G no contexto brasileiro. Para isso, a antena foi configurada para operar com excitação de modo triplo, combinando eficientemente duas bandas de polarização circular para viabilizar a operação em faixa larga.

Para o desenvolvimento proposto, adotou-se uma metodologia baseada inicialmente na parametrização da antena de referência, o que permitiu seu redimensionamento para a nova faixa de operação. A partir disso, foi realizada a otimização numérica de variáveis específicas, com destaque para a distância entre as fendas, com o objetivo de ajustar o casamento de impedâncias sem comprometer o desempenho em polarização circular. Os resultados numéricos obtidos indicam que a antena atende aos critérios estabelecidos para operação no 5G, apresentando largura de banda superior a 16% para $|S_{11}| \leq -10$ dB e superior a 20% para $AR \leq 3$ dB. Além disso, o ganho realizável manteve-se acima de 5,2 dBi em toda a faixa de operação, com pico de aproximadamente 7,75 dBi.

Diante dos resultados apresentados, pode-se concluir que este projeto final de curso cumpriu com os objetivos propostos. Vale destacar que, além dos resultados obtidos, a metodologia empregada pode ser vista como uma contribuição relevante do trabalho. Por meio

dela, torna-se possível realizar o redimensionamento desta antena para outras condições de projeto, o que pode ser de grande valia para futuras aplicações em diferentes contextos.

4.2 Propostas para a continuação do trabalho

Como continuidade deste trabalho, sugerem-se algumas possibilidades de desenvolvimento. Inicialmente, destaca-se a fabricação e caracterização experimental da antena proposta, com o objetivo de validar os resultados numéricos obtidos. Além disso, a metodologia de parametrização e otimização pode ser aplicada para adaptar a antena a diferentes substratos dielétricos, faixas de frequência ou requisitos específicos de aplicação, como dispositivos IoT, comunicações via satélite ou redes 6G. Outra vertente promissora consiste na integração da antena com sistemas MIMO ou arranjos para ampliação de cobertura e aumento de capacidade em ambientes urbanos.

REFERÊNCIAS

- [1] B. Yoon *et al.*, “Impact Analysis of Telecommunications Technology Based on Usage Scenarios: The Case of 5G Low-Latency Technology in V2X,” in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 127866-127879, 2023.
- [2] K. Xue, D. Yang, C. Guo, H. Zhai, H. Li and Y. Zeng, “A Dual-Polarized Filtering Base-Station Antenna with Compact Size for 5G Applications,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 8, pp. 1316-1320, Aug. 2020.
- [3] J. Hao, N. Yan, Y. Luo, H. Fu and K. Ma, “A Low-Cost Dual-Band Multimode High-Gain Stacked-Patch Antenna Based on SISL for 5G Applications,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 4-8, Jan. 2022.
- [4] Y. -H. Yang, C. Shao, H. -F. Zhang, Z. -Y. Wang and S. -G. Zhou, “A Wideband Endfire Dual Circularly Polarized Antenna for 5G Millimeter-Wave Applications,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 10, pp. 2000-2004, Oct. 2022.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. New York, John Wiley and Sons, 2016.
- [6] X. Zhang and L. Zhu, “High-Gain Circularly Polarized Microstrip Patch Antenna With Loading of Shorting Pins,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2172-2178, June 2016.
- [7] S. -S. Hao, Q. -Q. Chen, J. -Y. Li and J. Xie, “A High-Gain Circularly Polarized Slotted Patch Antenna,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 6, pp. 1022-1026, June 2020.
- [8] C. S. Lee, Y. Fan and M. Ezzat, “Single-Feed Circularly Polarized Microstrip Antenna With Bethe Holes on the Radiating Patch,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 6, pp. 4935-4938, June 2020.
- [9] W. L. Langston and D. R. Jackson, “Impedance, axial-ratio, and receive-power bandwidths of microstrip antennas,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 10, pp. 2769-2774, Oct. 2004.
- [10] Y. Chen and C. -F. Wang, “Characteristic-Mode-Based Improvement of Circularly Polarized U-Slot and E-Shaped Patch Antennas,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1474-1477, 2012.
- [11] J. Zeng, X. Liang, L. He, F. Guan, F. H. Lin and J. Zi, “Single-Fed Triple-Mode Wideband Circularly Polarized Microstrip Antennas Using Characteristic Mode Analysis,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, no. 2, pp. 846-855, Feb. 2022.
- [12] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES, Resolução Anatel nº 772, de 16 de janeiro de 2025. Disponível em: <https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2025/2001-resolucao-772> Acesso em: 01 jul. 2025.
- [13] R. W. Dearnley and A. R. F. Barel, “A comparison of models to determine the resonant frequencies of a rectangular microstrip antenna,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 1, pp. 114-118, Jan. 1989.

- [14] J. Jaiverdhan, M. M. Sharma, R. P. Yadav, R. dhara, “Characteristic Mode Analysis and Design of Broadband Circularly Polarized CPW-Fed Compact Printed Square Slot Antenna,” in *Progress in Electromagnetics Research M*, Vol. 94, pp 105-118, Julho de 2020.
- [15] K. -F. Tong and T. -P. Wong, “Circularly Polarized U-Slot Antenna,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 8, pp. 2382-2385, Aug. 2007.
- [16] T. S. Bird, “Definition and Misuse of Return Loss [Report of the Transactions Editor-in-Chief],” in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 166-167, April 2009.