

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CAMPUS PATOS DE MINAS

FÁBIO SILVA BORGES

**ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO E POLARIZAÇÃO
CIRCULAR COM PINOS DE CURTO-CIRCUITO PARA
APLICAÇÕES EM 5G**

Patos de Minas – MG

2024

FÁBIO SILVA BORGES

**ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO E POLARIZAÇÃO
CIRCULAR COM PINOS DE CURTO-CIRCUITO PARA
APLICAÇÕES EM 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: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos

Patos de Minas – MG

2024

FÁBIO SILVA BORGES

**ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO E POLARIZAÇÃO
CIRCULAR COM PINOS DE CURTO-CIRCUITO PARA
APLICAÇÕES EM 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: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos

Aprovado em: 01 de outubro de 2024.

Membros da Banca:

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

Prof. Dr. Daniel Costa Ramos
(Membro – FEELT – UFU)

Prof.^a Dra. Karine Barbosa Carbonaro
(Membro – FEELT – UFU)

Patos de Minas – MG

2024

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

AGRADECIMENTO

Agradeço, primeiramente, ao meu orientador e professor *Dr. Renan Alves dos Santos*, pelas horas de orientação e apoio, sempre com muita atenção e dedicação. Sou muito grato por ter me apresentado o tema deste trabalho, pelas valiosas contribuições dadas durante todo o processo e pela oportunidade de ter sido seu aluno, do qual levarei a experiência para a minha futura carreira acadêmica.

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

Agradeço a Universidade Federal de Uberlândia, UFU – Campus Patos de Minas, por ter tido a oportunidade de realizar um curso gratuito, de qualidade e em minha cidade de origem. Instituição essa, da qual pretendo retornar como profissional da área de educação.

Agradeço, em especial, à professora *Dra. Karine Barbosa Carbonaro*, por ter me apresentado inicialmente a disciplina de Antenas e Propagação, da qual, naquele momento, fez com que eu me identificasse na área. Além disso, por ter sido também seu aluno, pela contribuição que proporcionou em meu curso, e assim como o professor *Dr. Renan*, serem minhas referências como profissionais docentes.

Aos professores *Ms. Wilian Eurípedes Vieira*, *Ms. Gustavo Nozella Rocha*, *Dra. Eliana Pantaleão*, *Dr. Diego de Brito Piau*, *Dr. André Luiz Aguiar da Costa*, *Dr. Daniel Costa Ramos*, *Dr. Davi Sabbag Roveri*, *Dra. Elise Saraiva* e *Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini*, o meu mais sincero e profundo agradecimento, seja pela qualidade do ensino oferecido, disposição e competência, do qual contribuíram muito em minha jornada acadêmica.

Por fim, agradeço ao Programa Institucional de Extensão “Ações Formativas Integradas” – AFIN, onde atuei como Apoio Pedagógico entre os anos de 2018 e 2021, e aliado aos estudos, cresci muito como pessoa e profissional. Agradeço também à professora *Dra. Sabrina Nunes Vieira*, coordenadora de extensão, pelo seu apoio, confiança e parceria.

Nossa mente é como uma antena, capta o que estamos sintonizando, o bem ou o mal. Depende de nós mudar a frequência.

Chico Xavier

RESUMO

Neste projeto final de curso é apresentada uma antena de microfita com alimentação única de alto ganho e polarização circular para aplicações em redes celulares 5G na faixa de frequência no entorno de 3,5 GHz. A antena opera no modo fundamental e utilizou-se de uma técnica de inserção de pinos de curto-circuito entre o elemento ressonador e o plano de terra para produzir o incremento do ganho e a operação em polarização circular. A execução do projeto foi realizada em ambiente de simulação no módulo Simulador de Estrutura de Alta Frequência (HFSS, do inglês *High-Frequency Structure Simulator*) do programa Ansys Electronics Desktop. Os resultados dessas simulações apresentam que a antena proposta tem uma largura de faixa para o coeficiente de reflexão menor ou igual a -10 dB de 3,43 a 3,68 GHz, o que representa uma banda percentual de 7,03% da frequência central de operação, e ganho realizável máximo de 10,11 dBi em 3,51 GHz. Com os resultados apresentados, acredita-se que a antena proposta é uma interessante geometria compacta para aplicações em redes 5G.

Palavras-chave: Alto ganho, antenas de microfita, pinos de curto-circuito, polarização circular, 5G.

ABSTRACT

This final paper presents a single-fed microstrip patch antenna with high-gain and circular polarization for applications in 5G cellular networks in the frequency range around 3.5 GHz. The antenna operates in fundamental mode and used a technique of inserting shorting pins between the resonator element and the ground plane to produce gain increment and circular polarization operation. The design was carried out in a simulation environment using the High-Frequency Structure Simulator module (HFSS) in the Ansys Electronics Desktop program. The results of these simulations show that the proposed antenna has a bandwidth for the reflection coefficient less than or equal to -10 dB from 3.43 to 3.68 GHz, which represents a bandwidth of 7.03% of the central frequency of operation, and maximum realized gain of 10.11 dBi at 3.51 GHz. With the results presented, it is believed that the proposed antenna is an interesting compact geometry for applications in 5G networks.

Keywords: High-gain, Microstrip patch antennas, shorting pins, circular polarization, 5G.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Geometria da MPA com polarização linear (modelos 1, 2 e 3) e circular (modelo 4).....	25
Figura 2.2 – Ilustração da polarização da onda eletromagnética.....	32
Figura 2.3 – Distribuição de campo elétrico no laminado da MPA com polarização linear apresentada em [11].....	35
Figura 2.4 – Respostas em frequência de alguns parâmetros da MPA com polarização linear apresentada em [11].....	36
Figura 2.5 – Diagramas de irradiação dos modelos da MPA com polarização linear apresentada em [11].....	37
Figura 2.6 – Distribuição de campo elétrico no laminado da MPA com polarização circular apresentada em [11].....	39
Figura 2.7 – Respostas em frequência de alguns parâmetros da MPA com polarização circular apresentada em [11].....	40
Figura 2.8 – Diagramas de irradiação dos modelos da MPA com polarização circular apresentada em [11].....	40
Figura 3.1 – Resultados simulados do módulo do coeficiente de reflexão $ S_{11} $, da razão axial (AR) e do ganho realizável (RHCP) da antena de microfita com as dimensões recalculadas.....	44
Figura 3.2 – Estudo do impacto da variável Δd nos resultados simulados do módulo do coeficiente de reflexão $ S_{11} $ da antena de microfita com as dimensões otimizadas.....	45
Figura 3.3 – Estudo do impacto da variável Δd nos resultados simulados da razão axial (AR) da antena de microfita com as dimensões otimizadas.....	45
Figura 3.4 – Estudo do impacto da variável Δd nos resultados simulados do ganho realizável (RHCP) da antena de microfita com as dimensões otimizadas.....	45
Figura 3.5 – Resultados simulados do módulo do coeficiente de reflexão $ S_{11} $, da razão axial (AR) e do ganho realizável (RHCP) da antena com as dimensões otimizadas.....	47
Figura 3.6 – Diagramas de irradiação da antena com as dimensões otimizadas.....	47

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Subfaixas para o 5G do espectro situado entre 3,3 GHz e 3,8 GHz.....	18
Tabela 2.1 – Valores das variáveis dos modelos da MPA apresentados em [11].	25
Tabela 2.2 – Comparativo de polarizações de antenas.	33
Tabela 3.1 – Valores das variáveis da antena com as dimensões recalculadas para a faixa de 3,5 GHz.....	43
Tabela 3.2 – Bandas percentuais de operação e ganho realizável do estudo da variável Δd	46
Tabela 3.3 – Valores das variáveis da antena com as dimensões otimizadas para a faixa de 3,5 GHz.....	46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G	Quinta geração de telefonia móvel
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
A_e	Área efetiva, m ²
AR	Razão axial, do inglês <i>axial ratio</i>
Bw	Largura de faixa ou banda de operação, Hz
CRR	Cavidade ressonante retangular
d	Distância entre os pinos de curto-circuito internos, m
D	Diretividade
D	Distância entre os pinos de curto-circuito externos, m
E_0	Amplitude inicial do campo elétrico, V/m
$E_{máx}$	Amplitude inicial dos campos, V/m
E_{x0}	Componente de campo elétrico na horizontal
E_{y0}	Componente de campo elétrico na vertical
f	Frequência de operação, Hz
f_1	Frequência de operação do modo 1, Hz
f_2	Frequência de operação do modo 2, Hz
f_3	Frequência de operação do modo 3, Hz
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais
f_{cp1}	Frequência de operação da combinação dos modos 1 e 2, Hz
f_{cp2}	Frequência de operação da combinação dos modos 2 e 3, Hz
$f_{máx}$	Frequência final de operação, Hz
f_{min}	Frequência inicial de operação, Hz
f_r	Frequência de ressonância, Hz
G_0	Ganho da MPA
G_R	Ganho realizável da MPA

h	Espessura do dielétrico de um laminado de microfita, m
HFSS	Simulador de estrutura de alta frequência
J_s	Densidade de corrente equivalente elétrica, A/m ²
k_{rad}	Eficiência de irradiação
L	Comprimento do elemento irradiador da antena de microfita, m
L_1	Distância entre os pinos de curto-circuito da diagonal principal, m
L_2	Distância entre os pinos de curto-circuito da diagonal secundária, m
L_d	Comprimento do substrato dielétrico da antena de microfita, m
LHCP	Polarização circular à esquerda, o inglês <i>Left-Hand Circular Polarization</i>
L_{pi}	Indutância introduzida pelos pinos de curto-circuito, H
m	Coeficiente ligado ao modo de operação na direção y
MPA	Antena de microfita retangular, do inglês <i>Microstrip Patch Antennas</i>
M_s	Densidade de corrente equivalente magnética, A/m
n	Coeficiente ligado ao modo de operação na direção x
N	Número de pinos de curto-circuito
OA	Eixo maior da elipse
OB	Eixo menor da elipse
p	Coeficiente ligado ao modo de operação na direção z
P_{rad}	Potência, W
q	Constante multiplicativa da diferença de fase entre os campos
Q	Fator de qualidade ou fator de mérito
Q_c	Fator de qualidade relacionado às perdas condutivas
Q_d	Fator de qualidade relacionado às perdas dielétricas
Q_{rad}	Fator de qualidade relacionado às perdas por irradiação
Q_{sw}	Fator de qualidade relacionado às perdas por ondas de superfície
R	Raio dos pinos de curto-circuito, m
RHCP	Polarização circular à direita, do inglês <i>Right-Handed Circular Polarization</i>
S_{11}	Coeficiente de reflexão
T	Período, s

$\tan(\delta)$	Tangente de perdas de um laminado dielétrico
TE	Modo de propagação transversal elétrico da onda eletromagnética
TM	Modo de propagação transversal magnético da onda eletromagnética
TM₁₀ e TM₀₁	Modo fundamental de operação
$U_{máx}$	Intensidade de irradiação máxima, W/m ²
VSWR_{máx}	Coefficiente de onda estacionária máximo aceitável
W	Largura do elemento irradiador da antena de microfita, m
W_d	Largura do substrato dielétrico da antena de microfita, m
y_0	Coordenada em relação ao eixo y do ponto de alimentação, m
Z_0	Impedância característica, Ω
Z_{en}	Impedância de entrada da MPA, Ω
β_{mn}	Fator de fase no espaço livre, rad/m
Δd	Variável de incremento da distância da diagonal secundária, m
ΔL	Fator de correção do comprimento do elemento ressonador da MPA
ΔW	Fator de correção da largura do elemento ressonador da MPA
$\Delta\phi$	Diferença de fase entre os campos, rad
ϵ_r	Permissividade dielétrica relativa ou constante dielétrica relativa, F/m
ϵ_{ref}	Permissividade dielétrica relativa efetiva, F/m
θ	Ângulo de elevação em coordenadas esféricas, °
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre, m
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo, H/m
σ_c	Condutividade do material, S/m
ϕ	Ângulo de azimute em coordenadas esféricas, °

SUMÁRIO

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS	16
1.1 Introdução	16
1.2 Problematização	16
1.3 Tema do projeto	17
1.4 Objetivos	20
1.5 Justificativas	21
1.6 Metodologia e organização do trabalho	21
REFERENCIAL TEÓRICO	23
2.1 Considerações iniciais	23
2.2 Conceitos básicos de antenas de microfita quadradas	25
2.2.1 Distribuição de modos e frequências de ressonância	25
2.2.2 Formato da irradiação	27
2.2.3 Diretividade e ganho	28
2.2.4 Largura de faixa	30
2.2.5 Ganho realizável	31
2.2.6 Polarização	31
2.3 Antena de microfita de alto ganho e polarização linear	33
2.3.1 Princípio de funcionamento	33
2.3.2 Validação da técnica proposta	34
2.4 Antena de microfita de alto ganho e polarização circular	38
2.4.1 Princípio de funcionamento	38
2.4.2 Validação da técnica proposta	38
2.5 Considerações finais	41
RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	42
3.1 Considerações iniciais	42
3.2 Reprojetado da MPA proposta para a frequência de 3,5 GHz	42
3.2.1 Parametrização da geometria	42
3.2.2 Validação numérica	43
3.3 Otimização do modelo reprojetado para a frequência de 3,5 GHz.....	44

3.3.1 Estudo da variável Δd para o modelo reprojetoado	44
3.3.2 Modelo final da antena reprojetoada	46
3.4 Considerações finais	48
CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	49
4.1 Conclusões	49
4.2 Propostas para a continuação do trabalho	50
REFERÊNCIAS.....	51

Capítulo 1

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

Neste Capítulo são apresentados os conceitos introdutórios do trabalho, a problematização, os objetivos, a metodologia e a organização do trabalho.

1.1 Introdução

Uma das exigências para o avanço das comunicações sem fio no futuro, como por exemplo a quinta geração de telefonia móvel (5G), consiste na otimização dos sistemas de transmissão. Isso implica melhorias tanto em tecnologias quanto em dispositivos, com o objetivo de maximizar as taxas de transmissão e ampliar a capacidade do canal de rádio móvel [1]. Nesse contexto, um dispositivo que requer atenção especial são as antenas.

Na literatura atual encontram-se diversos estudos de antenas com características específicas visando aprimorar a eficiência dos canais de comunicação. Dentre essas características, destacam-se a ampliação da largura de banda [2], o aumento da diretividade [3] e a implementação de sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas [4]. Entretanto, também existem pesquisas voltadas para o projeto de antenas que combinem mais de uma dessas propriedades, como por exemplo, antenas que ofereçam banda larga e alta diretividade [5].

Uma característica importante que vem recebendo muita atenção nos projetos de antenas para as redes 5G é a polarização. Tendo em vista manter a confiabilidade da comunicação em um canal sujeito à mudança de polarização da onda eletromagnética, que pode resultar na redução da relação sinal-ruído, ou aumentar a capacidade de transmissão, encontram-se diversos estudos sobre antenas com polarização dupla [6] ou circular [7].

1.2 Problematização

Em especial, as antenas com polarização circular têm diversas características atrativas às redes, como o 5G. Existem muitas formas de se projetar uma antena com polarização circular,

entretanto, as topologias baseadas em microfita são vistas como muito vantajosas por apresentarem baixo custo de fabricação, dimensões compactas e fácil integração em diversas geometrias [8].

As antenas de microfita retangulares (MPAs, do inglês *Microstrip Patch Antennas*) tipicamente possuem polarização linear. Entretanto, é possível modificar a polarização dessas estruturas para circular a partir de redes de alimentação ou pequenas modificações feitas nos elementos [8].

É importante ressaltar que a polarização circular pode ser obtida em uma MPA se dois modos ortogonais forem excitados com uma diferença de fase de tempo de 90° entre eles [8]. Isso pode ser obtido ajustando as dimensões físicas do elemento ressonador (do inglês *patch*) e usando uma ou mais alimentações.

É mais comum projetar uma MPA com polarização circular usando um elemento ressonador quadrado, entretanto, existem diversos trabalhos com geometrias diferentes. Para um elemento ressonador quadrado, a maneira mais fácil de excitar a polarização circular é alimentar o elemento ressonador em duas bordas adjacentes para excitar os dois modos ortogonais degenerados [8]. Nesse caso, as alimentações devem garantir uma diferença de fase de 90° . Para contornar as complexidades associadas a um sistema de alimentação dupla, a polarização circular também pode ser obtida utilizando uma única alimentação, excitando o ressonador em um único ponto para ativar os dois modos degenerados ortogonais com amplitudes idealmente iguais. No entanto, nesse caso, é necessário introduzir uma assimetria na estrutura para separar as frequências de operação dos dois modos. Com essa diferença de frequências, o campo de um modo pode avançar 45° enquanto o do outro atrasa 45° , gerando uma diferença de fase de 90° .

1.3 Tema do projeto

Tendo em vista a menor complexidade de uma MPA quadrada com polarização circular e alimentação única, esse trabalho propõe o projeto de uma antena com essas características para operar no cenário brasileiro do 5G. Então, primeiramente definiu-se a faixa de frequência em que o desenvolvimento seria executado. Para tal, partiu-se de uma regulamentação da Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) [9], que definiu a faixa de 3,3 GHz a 3,8 GHz como uma das serem utilizadas para essa tecnologia. É importante destacar, conforme visualizado na Tabela 1.1, que essa faixa foi subdividida em blocos. Esses blocos foram disponibilizados a partir de leilão para as operadoras interessadas em 2021, sendo que

em determinada região pode-se ter parte deles em uso. Desse modo, propõe-se que a antena desenvolvida nesse trabalho opere em blocos no entorno de 3,5 GHz.

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

Tendo escolhido a faixa de frequência, o passo seguinte foi definir a geometria a ser projetada. Na literatura encontram-se diversos trabalhos relevantes sobre MPAs quadradas com polarização circular e alimentação única. Dentre esses, podem-se mencionar:

- Em 2014, J. M. Kovitz e Y. Rahmat-Samii [10] apresentaram uma MPA quadrada com polarização circular e alimentação única, caracterizada por dois cantos truncados do elemento ressonador e a adição de um elemento capacitivo, além de uma folga anular no ponto de contato da sonda de alimentação. Nesse trabalho, foi utilizado o truncamento de dois cantos do elemento ressonador para alcançar a

polarização circular. Essa técnica, embora simples e amplamente adotada, apresenta a desvantagem de uma faixa de operação estreita. Para mitigar esse problema, os autores propuseram a inserção de um elemento capacitivo no sistema de alimentação, que compensou a indutância gerada pela sonda coaxial de alimentação, resultando em um aumento da banda de operação. Assim, a antena alcançou uma largura de faixa no entorno de 12,6% da frequência central, um valor aproximadamente dez vezes superior aos modelos convencionais de MPA com cantos truncados no ressonador. Vale ressaltar que nesse trabalho os autores apresentaram apenas o formato normalizado da irradiação, sem fornecer o valor do ganho da antena;

- Em 2016, X. Zhang e L. Zhu [11] apresentaram uma MPA quadrada com polarização circular e alimentação única com a inserção de oito pinos de curto-circuito entre o elemento ressonador e o plano de terra. Os oito pinos são divididos em dois conjuntos de quatro cada com funcionalidades distintas. O primeiro conjunto é posicionado simetricamente ao longo das duas diagonais ortogonais do elemento ressonador. Então, devido a um efeito indutivo que é provocado por esses pinos de curto-circuito, a frequência ressonante do modo dominante nesta MPA é progressivamente ajustada de modo a aumentar o tamanho elétrico do ressonador e, conseqüentemente, aumentar a diretividade da antena. Assim, esse primeiro conjunto é responsável pelo aumento do ganho da MPA, chegando à cerca de 10,3 dBi, o que representa um valor de cerca de 3 dB superior aos modelos convencionais de MPAs com polarização circular. Por sua vez, o segundo conjunto é inserido de forma que as duas diagonais fiquem com distâncias relativamente distintas. Isso provoca a separação de dois modos degenerados, de forma que a MPA passa a operar em polarização circular. Vale ressaltar que nesse trabalho os autores apresentaram uma largura de faixa de cerca de 1% da frequência central de operação, valor esse que é compatível com os modelos convencionais de MPAs com polarização circular;
- Em 2020, C. S. Lee, Y. Fan e M. Ezzat [12] apresentaram uma MPA quadrada com polarização circular e alimentação única deslocada (em relação à linha central da antena) com a inserção de duas fendas circulares no elemento ressonador. A operação em polarização circular é baseada em pequenas aberturas criadas no elemento ressonador, combinadas com o deslocamento da posição de alimentação. Essas pequenas aberturas circulares, chamadas de “*Bethe hole*”, atuam como uma

nova fonte que gera excitação de onda com 90° de defasagem em relação à onda incidente. Com o dimensionamento adequado dessas aberturas (em termos de raio e posição), é possível gerar dois modos degenerados ortogonais, cujas fases diferem em 90° e cujas magnitudes são aproximadamente iguais. Além disso, a posição da alimentação não apenas define a impedância de entrada, mas também afeta as magnitudes relativas dos dois modos normais. A antena proposta é relativamente simples e apresenta largura de faixa de cerca de 1% da frequência central de operação e ganho de cerca de 5,8 dBi;

- Em 2022, J. Zeng, X. Liang, L. He, F. Guan, F. H. Lin e J. Zi [13] apresentaram duas MPAs com polarização circular e ampla largura de faixa. A primeira delas é uma antena quadrada com uma fenda em formato de U assimétrico no elemento ressonador, enquanto a segunda é uma antena retangular com uma fenda em formato de E. Ambas as geometrias são alimentadas por sondas coaxiais deslocadas em relação à linha central da antena. A operação em polarização circular de faixa larga dessas antenas é resultado do funcionamento em modo triplo. Basicamente, a antena opera em três modos de polarização linear, que são ortogonais entre si e ressonam nas frequências f_1 , f_2 e f_3 , respectivamente. O modo 2 (central) é compartilhado (tem operação próxima) com os modos 1 e 3. A combinação dos modos 1 e 2 resulta em um modo de polarização circular na frequência f_{cp1} , enquanto a combinação dos modos 2 e 3 gera um modo de polarização circular na frequência f_{cp2} . Se o dimensionamento da antena for corretamente executado, as larguras de faixa dos modos f_{cp1} e f_{cp2} se unem, formando uma única banda com ampla largura de faixa em polarização circular. As antenas propostas são relativamente simples, porém, necessitam de um laminado dielétrico espesso. Destacam-se pela grande largura de faixa em polarização circular, superior à 20% da frequência central de operação, e pelo ganho, que pode ultrapassar 7 dBi.

1.4 Objetivos

A literatura descreve várias configurações de MPAs com polarização circular, cada uma com características adicionais específicas. No entanto, considerando que o 5G é uma tecnologia voltada para oferecer maiores taxas de transmissão e que, conforme a teoria da informação de Shannon [14], uma das estratégias para maximizar essas taxas é o uso de antenas de maior ganho (o que maximiza a potência do sinal de informação no receptor), decidiu-se adotar como principal referência para este projeto final de curso o trabalho apresentado em [11].

O propósito deste projeto final de curso é reprojetar a antena apresentada em [11] para a frequência central de operação de 3,5 GHz. Desse modo, os objetivos específicos a serem alcançados devem estar em concordância com esse trabalho e estão ligados aos seguintes resultados de simulação:

- (a) Resposta em frequência do coeficiente de reflexão (casamento de impedâncias): visa-se uma largura de faixa em termos de coeficiente de reflexão menor ou igual à -10 dB de ao menos 4% da frequência central de operação;
- (b) Resposta em frequência da razão axial (polarização): visa-se uma largura de faixa em termos de razão axial menor ou igual à 3 dB de ao menos 1% da frequência central de operação;
- (c) Resposta em frequência do ganho realizável na direção de máxima irradiação: visa-se que na banda de operação a antena possa apresentar valor de pico do ganho realizável de ao menos 10 dBi;
- (d) Diagramas de irradiação: Visa-se obter diagramas de irradiação com baixo valor de lóbulos laterais e alta rejeição de polarização.

1.5 Justificativas

O avanço da tecnologia 5G demanda uma melhoria significativa nos sistemas de transmissão para atender às necessidades de alta taxa de transmissão e maior capacidade de canal. Antenas com características específicas, como polarização circular, são essenciais para garantir a confiabilidade e o desempenho das redes sem fio, especialmente em um ambiente tão complexo como o 5G. Por isso, o estudo e a otimização dessas antenas são fundamentais para o sucesso da implementação dessa tecnologia.

Desta forma, este trabalho se justifica pelo desejo de contribuir para o avanço das pesquisas sobre antenas no contexto do 5G, oferecendo uma solução otimizada e customizada para o mercado brasileiro. A reprojeção da antena de microfita com polarização circular para a faixa de 3,5 GHz, além de proporcionar ganhos práticos, também colabora para a disseminação do conhecimento técnico no desenvolvimento de antenas de alta performance.

1.6 Metodologia e organização do trabalho

A metodologia de desenvolvimento deste projeto final de curso dá-se por estudar e reproduzir a antena apresentada em [11] e reprojetar essa mesma geometria para operar na faixa de frequência no entorno de 3,5 GHz. Para tal, tem-se como recurso necessário o programa Ansys Electronics Desktop, utilizando o módulo de simulação HFSS. As simulações foram

realizadas no Laboratório de Robótica, Comunicação e Controle do Campus Patos de Minas da Universidade Federal de Uberlândia. É importante destacar que tais simulações foram realizadas em um desktop adquirido a partir do fomento concedido pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG) ao Projeto RoboPatos APQ-02616-22.

Para melhor compreensão, esse projeto final de curso é dividido em quatro capítulos principais. Além do Capítulo 1, em que foram apresentados os conceitos introdutórios do trabalho, bem como a problematização, os objetivos e a metodologia de desenvolvimento, tem-se descritos também o referencial teórico, os resultados e as conclusões, respectivamente, nos Capítulos 2, 3 e 4.

Capítulo 2

REFERENCIAL TEÓRICO

Neste Capítulo são apresentados os princípios teóricos fundamentais para o desenvolvimento da antena de microfita com polarização circular e alto ganho descrita nesse projeto final de conclusão de curso.

2.1 Considerações iniciais

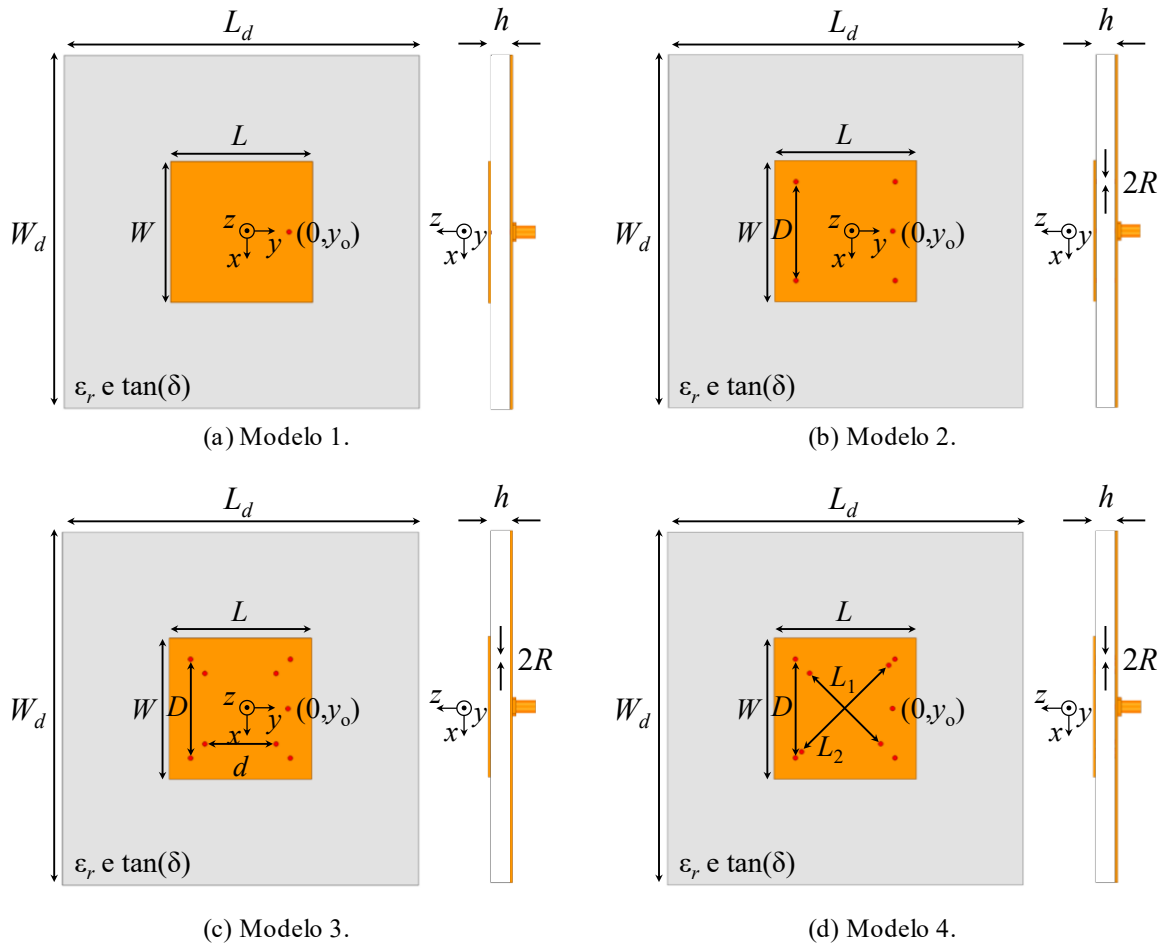
Para facilitar a compressão dos conceitos a respeito da antena projetada nesse trabalho, o referencial teórico é exposto a partir da análise da reprodução da antena descrita em [11]. Desse modo, nesse capítulo já são apresentadas simulações numéricas e análises de seus resultados.

As etapas de desenvolvimento da geometria descritas em [11] são ilustradas na Figura 2.1, e os valores das variáveis destacadas em cada modelo são apresentados na Tabela 2.1. É importante destacar que a antena é alimentada via sonda coaxial, com impedância característica $Z_0 = 50 \Omega$. A alimentação é feita a uma distância y_0 da borda do elemento ressonador, posição escolhida para garantir o casamento de impedâncias [8]. As características de cada modelo serão detalhadas nas seções seguintes deste capítulo, mas, em resumo, temos:

- (a) Modelo 1: MPA quadrada convencional, projetada no laminado dielétrico RT/duroid 5880 com permissividade $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0009$ e espessura $h = 3,175$ mm, com comprimento L_d e largura W_d . Nesse caso, a geometria é formada por um elemento ressonador (metálico e tipicamente de cobre) em que o comprimento L é igual à largura W . Sob o dielétrico tem-se um plano de terra (também metálico e tipicamente de cobre), geralmente com a mesma largura e comprimento do laminado, com espessura que depende do fabricante, mas com valores na ordem de $18 \mu\text{m}$ ou $35 \mu\text{m}$ [15]. Devido à composição da geometria, esse modelo apresenta polarização linear;

- (b) Modelo 2: MPA quadrada com a inserção de quatro pinos de curto-circuito, com raio R , simetricamente posicionados entre o ressonador e o plano de terra, separados por uma distância D . Essa geometria também foi projetada no laminado dielétrico RT/duroid 5880 com permissividade $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0009$ e espessura $h = 3,175$ mm, com comprimento L_d e largura W_d . A geometria também possui elemento ressonador (metálico e tipicamente de cobre) em que o comprimento L é igual à largura W e um plano de terra (também metálico e tipicamente de cobre) com a mesma largura e comprimento do laminado dielétrico. Devido à composição da geometria, esse modelo também apresenta polarização linear com incremento de ganho em relação ao modelo 1;
- (c) Modelo 3: MPA quadrada com a inserção de oito pinos de curto-circuito, com raio R , simetricamente posicionados entre o ressonador e o plano de terra. Os quatro pinos externos são separados por uma distância D e os quatro pinos internos são separados por uma distância d . Essa geometria também foi projetada no laminado dielétrico RT/duroid 5880 com permissividade $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0009$ e espessura $h = 3,175$ mm, com comprimento L_d e largura W_d . A geometria também possui elemento ressonador (metálico e tipicamente de cobre) em que o comprimento L é igual à largura W e um plano de terra (também metálico e tipicamente de cobre) com a mesma largura e comprimento do laminado dielétrico. Devido à composição da geometria, esse modelo também apresenta polarização linear com incremento de ganho em relação ao modelo 2;
- (d) Modelo 4: MPA quadrada com a inserção de oito pinos de curto-circuito, com raio R , posicionados entre o ressonador e o plano de terra. Os quatro pinos externos são simetricamente posicionados e são separados por uma distância D . Os quatro pinos internos não são simétricos, tendo a diagonal principal separada por uma distância L_1 e a diagonal secundária separada por uma distância L_2 . Essa geometria também foi projetada no laminado dielétrico RT/duroid 5880 com permissividade $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0009$ e espessura $h = 3,175$ mm, com comprimento L_d e largura W_d . A geometria também possui elemento ressonador (metálico e tipicamente de cobre) em que o comprimento L é igual à largura W e um plano de terra (também metálico e tipicamente de cobre) com a mesma largura e comprimento do laminado dielétrico. Devido à composição da geometria, esse modelo apresenta polarização circular com ganho similar ao modelo 3.

Figura 2.1 – Geometria da MPA com polarização linear (modelos 1, 2 e 3) e circular (modelo 4).



Fonte: o Autor.

Tabela 2.1 – Valores das variáveis dos modelos da MPA apresentados em [11].

Modelos	Variáveis (mm)									
	L	W	L_d	W_d	D	d	L_1	L_2	R	y_0
Modelo 1	60	60	150	150	-	-	-	-	-	9
Modelo 2	60	60	150	150	42	-	-	-	0,5	8
Modelo 3	60	60	150	150	42	30	-	-	0,5	11
Modelo 4	60	60	150	150	42	-	42,4	52	0,5	14

2.2 Conceitos básicos de antenas de microfita quadradas

Uma MPA convencional, mostrada na Figura 2.1(a), é um caso específico do modelo retangular dessas antenas. Portanto, para entender seu funcionamento e derivar as equações de projeto, é essencial começar pela análise do modelo geral dessas estruturas.

2.2.1 Distribuição de modos e frequências de ressonância

As MPAs operam em modos específicos, conceito esse que é mais bem explicado ao aproximar essas antenas por uma cavidade ressonante retangular (CRR) [8]. Então, pode-se

aproximar a antena por uma cavidade preenchida com material dielétrico. De forma resumida, um modo é uma distribuição de campo (que possui um formato) em frequências específicas, denominadas frequências de ressonância (f_r). Em uma CRR, os modos que ressoam podem ser do tipo transversal elétrico (TE) ou transversal magnético (TM), sendo no caso das MPAs convencionais, principalmente devido à pequena espessura do laminado dielétrico, são observados os modos TM. Independente dos modos serem TE ou TM, tem-se os índices m , n e p (que levam à modos denominados TE_{mnp} e TM_{mnp}) que representam o número de ciclos (ou semi-ciclos dependendo da nomenclatura) que os campos possuem, respectivamente, ao longo de L , W e h .

As distribuições de modo em uma MPA aproximada por uma CRR podem ser escritas de forma geral em função das variáveis L , W e h . Entretanto, como tipicamente os valores de h são muito menores que os de L e W (condição típica para a faixa de micro-ondas), é comum representar de forma aproximada considerando apenas a variação com L e W . Então, seguindo a orientação dos eixos de coordenadas da Figura 2.1(a), pode-se determinar a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico como [8]:

$$E(x, y) \cong E_{\max} \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \quad (2.1)$$

onde $E_{\max}$ é a amplitude inicial dos campos. As frequências de ressonância de cada um desses modos podem ser descritas da seguinte forma [16]:

$$(f_r)_{mnp} \cong (f_r)_{mn} = \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\epsilon_{ref}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L + 2\Delta L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W + 2\Delta W}\right)^2} \quad (2.2)$$

onde ϵ_{ref} é a permissividade dielétrica relativa efetiva, dada por:

$$\begin{aligned} \epsilon_{ref} &= \epsilon_{ref}(L) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{L}}} & \text{se } m = 0 \\ \epsilon_{ref} &= \epsilon_{ref}(W) = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} & \text{se } n = 0 \\ \epsilon_{ref} &= \frac{\epsilon_{ref}(L) \epsilon_{ref}(W)}{\epsilon_r} & \text{se } m \neq 0 \text{ e } n \neq 0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

e ΔL e ΔW são os fatores de correção do comprimento e da largura do elemento ressonador:

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

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

Os valores de ε_{ref} , ΔL e ΔW são necessários para corrigir o efeito de franjeamento que ocorre nas bordas do elemento ressonador.

Sabendo que em uma MPA, assim como em qualquer CRR, têm-se diversos valores de f_r dependendo das combinações de m e n , e define-se como modo ressonante dominante ou fundamental aquele que apresenta o menor valor de frequência. Para as MPAs quadradas, como $L = W$, têm-se dois modos fundamentais degenerados (modos que possuem a mesma frequência de corte) definidos de forma simplificada como TM_{10} e TM_{01} , cujas frequências de ressonância são:

$$(f_r)_{10} = \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\varepsilon_{ref}(W)}} \frac{1}{(L + 2\Delta L)} \quad (a)$$

$$(f_r)_{01} = \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\varepsilon_{ref}(L)}} \frac{1}{(W + 2\Delta W)} \quad (b)$$
(2.5)

Entretanto, se a antena for alimentada em uma posição central à antena paralela à L (como é o caso da Figura 2.1(a)) tem-se a excitação apenas do modo TM_{10} , e se a antena for alimentada em uma posição central à antena paralela à W tem-se a excitação apenas do modo TM_{01} . Então, para o modo TM_{10} a expressão apresentada em (2.1) pode ser reescrita para:

$$E(x, y) \cong E_{mn} \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) \quad (2.6)$$

2.2.2 Formato da irradiação

Ainda pela aproximação por uma cavidade ressonante, pode-se considerar que uma MPA é formada por duas paredes condutoras elétricas perfeitas (superior e inferior) e quatro paredes condutoras magnéticas perfeitas (paredes laterais) [8], duas nas extremidades de L e duas nas extremidades de W . As quatro paredes laterais, vistas como quatro aberturas estreitas (fendas), podem ser representadas por densidades de corrente equivalente elétrica (J_s) e magnética (M_s). Para os modos do tipo TM_{m0} , do qual o fundamental é um caso particular, as

duas fendas nas extremidades de W são vistas como não irradiantes, uma vez que seus campos irradiados se cancelam ao longo dos planos principais. Por sua vez, as duas fendas nas extremidades de L são vistas como fendas irradiantes e o campo total irradiado é dado pela combinação da irradiação de cada uma dessas aberturas. Então, aplicando o conceito de rede de antenas nas aberturas irradiantes, tem-se que as expressões de campo elétrico irradiado por uma MPA nos planos xz (E_{xz}) e yz (E_{yz}) são [17]:

$$E_{xz} = E_o \cos\left(\frac{\beta_{mn}L}{2} \sin(\theta)\right) \quad (a)$$

$$E_{yz} = -E_o \cos(\theta) \frac{\sin\left(\frac{\beta_{mn}L}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{\beta_{mn}L}{2} \sin(\theta)} \quad (b) \quad (2.7)$$

onde E_o é a amplitude inicial do campo elétrico, θ é o ângulo de elevação em coordenadas esféricas e β_{mn} é o fator de fase no espaço livre, dado por:

$$\beta_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (2.8)$$

onde λ_o é o comprimento de onda no espaço livre, expresso da seguinte forma:

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^8}{(f_r)_{mn}} \quad (2.9)$$

A partir das expressões (2.7) a (2.9), chega-se à conclusão (como será mais bem visualizado em análises numéricas a seguir) que a irradiação das MPAs quadradas operando no modo fundamental apresenta apenas um lóbulo principal bem definido com orientação perpendicular à antena, com lóbulos laterais praticamente desprezíveis.

2.2.3 Diretividade e ganho

Sabendo que a diretividade de qualquer antena é dada por:

$$D = \frac{4\pi U_{m\acute{a}x}}{P_{rad}} \quad (2.10)$$

em que $U_{m\acute{a}x}$ é a intensidade de irradiação máxima (no caso em questão, em $\theta = 0^\circ$) e P_{rad} é a potência. Equacionando, pode-se chegar à expressão da diretividade das MPAs como sendo [8]:

$$D = \left(\frac{2\pi^2 W}{\lambda_o} \right)^2 \frac{\pi}{\int_0^\pi \int_0^\pi \left(\frac{\sin\left(\frac{\beta_{mn} W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right)^2 \sin^3(\theta) \cos^2\left(\frac{\beta_{mn}(L)}{2} \sin(\theta) \sin(\varphi)\right) d\theta d\varphi} \quad (2.11)$$

Com a expressão (2.11), chega-se à conclusão (como será mais bem visualizado em análises numéricas a seguir) que a irradiação das MPAs quadradas operando no modo fundamental apresenta diretividade (na direção de máxima irradiação) no entorno de 7 dB ~ 8 dB.

Da teoria geral de antenas, tem-se que o ganho (G_o) é dado pela diretividade escalonada pela eficiência de irradiação (k_{rad}), ou seja:

$$G_o = k_{rad} D \quad (2.12)$$

A eficiência de irradiação de uma antena é definida como a potência irradiada sobre a potência disponível para irradiação, relação essa que pode ser expressa em termos de fatores de qualidade, da seguinte forma:

$$k_{rad} = \frac{Q}{Q_{rad}} \quad (2.13)$$

O fator de qualidade (Q) é uma medida de mérito que representa as perdas em uma antena. Nas MPAs, ele é geralmente dividido em quatro componentes: perdas por irradiação (Q_{rad}), perdas condutivas (Q_c), perdas dielétricas (Q_d) e perdas por ondas de superfície (Q_{sw}). O fator de qualidade total é dado pela soma dessas contribuições [18]:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (2.14)$$

Q_{rad} está relacionado à potência que de fato é irradiada, podendo ser expresso por:

$$Q_{rad} \cong \frac{3}{16} \left(\frac{\epsilon_r}{p_1 c_1} \right) \left(\frac{L}{W} \right) \left(\frac{2\pi}{\beta_{mn}} \right) \quad (2.15)$$

onde:

$$c_1 = 1 - \frac{1}{\epsilon_r} + \frac{2}{5\epsilon_r^2} \quad (a)$$

$$p_1 \cong 1 - 0,017(\beta_{mn} W)^2 + 0,0002(\beta_{mn} W)^4 - 0,033(\beta_{mn} L)^2 + 0,0002(\beta_{mn} W)^2 (\beta_{mn} L)^2 \quad (b) \quad (2.16)$$

Q_c está relacionado à potência dissipada por efeito Joule nos condutores da antena, dada por:

$$Q_c \cong 60 \sqrt{\frac{\pi \sigma_c}{f \mu_o}} (\beta_{mn} h) \quad (2.17)$$

onde σ_c é a condutividade desses materiais e μ_o é a permeabilidade magnética no vácuo.

Q_d está relacionado à potência dissipada por efeito Joule no dielétrico da antena, de modo que:

$$Q_d = \frac{1}{\tan(\delta)} \quad (2.18)$$

Por fim, Q_{sw} está relacionado à potência dissipada por onda de superfície, que são excitadas nas fendas irradiantes da antena, normalmente expressas por:

$$Q_{sw} = Q_{rad} \left(\frac{e_r^{sw}}{1 - e_r^{sw}} \right) \quad (2.19)$$

onde:

$$e_r^{sw} \cong \frac{\frac{1}{\lambda_o^2} (\beta_{mn} h)^2 (80\pi^2 c_1)}{\left(\frac{1}{\lambda_o^2} (\beta_{mn} h)^2 (80\pi^2 c_1) \right) + \left(\frac{1}{\lambda_o^2} (\beta_{mn} h)^3 \left(60\pi^3 \left(1 - \frac{1}{\epsilon_r} \right)^3 \right) \right)} \quad (2.20)$$

A partir das expressões (2.11) a (2.20), chega-se à conclusão (como será mais bem visualizado em análises numéricas a seguir) que as MPAs quadradas operando no modo fundamental, se construídas em um substrato dielétrico de baixas perdas, apresentam eficiência de irradiação na ordem de 90%, de modo que o ganho (na direção de máxima irradiação) fica no entorno de 6 dBi $\sim$ 7 dBi.

2.2.4 Largura de faixa

Como qualquer antena, pode-se expressar a largura de faixa de uma MPA quadrada em termos de banda percentual ($Bw(\%)$). Para tal, isso pode ser determinado por [8]:

$$Bw(\%) = \left(2 \left(\frac{f_{máx} - f_{min}}{f_{máx} + f_{min}} \right) \right) 100\% \quad (2.21)$$

onde f_{min} e $f_{máx}$ são, respectivamente, as frequências inicial e final em que a antena atenda a um critério pré-definido. Tipicamente, um dos critérios mais usuais para se definir a banda de operação é o casamento de impedâncias, que é comumente expresso em termos do coeficiente de reflexão [8]:

$$|S_{11}|[\text{dB}] = 20 \log \left(\left| \frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right| \right) \quad (2.22)$$

em que Z_{en} e Z_o são, respectivamente, as impedâncias de entrada da antena e da linha de alimentação. Em casos práticos, tem-se os limites da faixa de frequência de operação para os pontos do espectro em que $|S_{11}| \text{ [dB]} \leq -10 \text{ dB}$, o que indica que ao menos 90% da potência vinda da linha de alimentação será entregue à antena [19].

A $Bw(\%)$ também pode ser escrita em termos do fator de mérito:

$$Bw(\%) = \left(\frac{VSWR_{m\acute{a}x} - 1}{Q\sqrt{VSWR_{m\acute{a}x}}} \right) \times 100\% \quad (2.23)$$

onde $VSWR_{m\acute{a}x}$ indica o coeficiente de onda estacionária máximo aceitável, fator este que está ligado ao coeficiente de reflexão da seguinte forma:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (2.24)$$

Então, sabendo que para $|S_{11}| \text{ [dB]} = -10 \text{ dB}$, tem-se $|S_{11}| \text{ [dB]} \cong 0,316$, chega-se à $VSWR_{m\acute{a}x} \cong 1,92$. A partir das expressões (2.21) a (2.24), chega-se à conclusão (como será mais bem visualizado em análises numéricas a seguir) que as MPAs quadradas operando no modo fundamental possuem faixa de operação estreita, com valores na ordem de 1% ~ 5% da frequência central de operação.

2.2.5 Ganho realizável

Conforme (2.11), o ganho de uma antena é a capacidade de concentração de potência em certa direção do espaço, já levando em consideração as perdas de potência por efeito Joule no processo de irradiação. Entretanto, em G_o não se quantifica as perdas por descasamento de impedâncias. Por esse modo, define-se o ganho realizável (G_R) como aquele em que essas perdas são contabilizadas, sendo expresso por [8]:

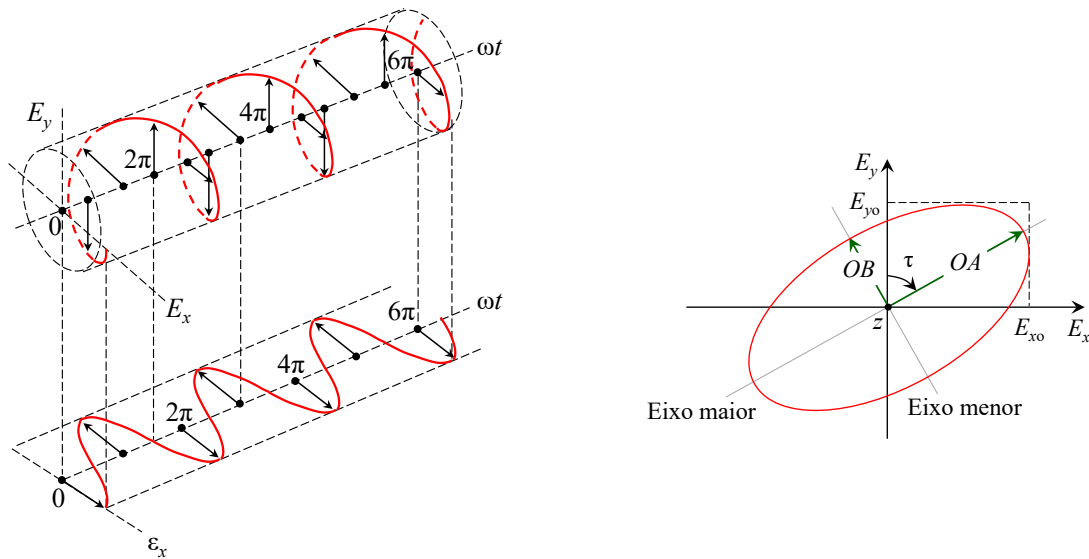
$$G_R = (1 - |S_{11}|^2) G_o \quad (2.25)$$

2.2.6 Polarização

O último conceito básico a ser mencionado sobre as MPAs é a polarização. Em termos gerais, a polarização de qualquer antena é a orientação espacial do campo elétrico da onda eletromagnética irradiada [8], conforme a Figura 2.2. A polarização das antenas pode ser dividida em linear, circular e elíptica. A polarização é tida como perfeitamente linear quando, em um determinado ponto no espaço, se o vetor campo elétrico estiver sempre orientado ao longo da mesma linha reta a cada instante de tempo. Isso ocorre se existir apenas uma

componente de campo elétrico ou podendo existir duas, desde que a diferença de fase entre elas seja $\Delta\phi = q\pi$, onde $q = 0, 1, 2, 3, \dots$. A polarização é tida como perfeitamente circular quando, em um determinado ponto do espaço, se o vetor campo elétrico traçar um círculo em função do tempo. Isso ocorre se existirem duas componentes de campo elétrico com as magnitudes iguais e com uma diferença de fase $\Delta\phi = q\pi/2$, onde $q = 1, 3, 5, \dots$. Caso as condições anteriores não sejam atendidas, a polarização é tida como elíptica. Em outras palavras, a polarização elíptica pode ser definida como um caso geral da polarização de uma onda eletromagnética, sendo as polarizações linear e circular casos particulares.

Figura 2.2 – Ilustração da polarização da onda eletromagnética.



(a) Orientação espacial do campo elétrico harmônico no tempo com polarização circular.

(b) Observação instantânea do campo elétrico de uma onda com polarização elíptica.

Fonte: adaptado de [8].

Define-se o parâmetro que quantifica a polarização de uma antena a partir da polarização elíptica. Para tal, parte-se da Figura 2.2(b) em que se tem OA e OB como, respectivamente, os eixos maior e menor da elipse. Então, chega-se à relação entre OA e OB como sendo a razão axial (AR, do inglês *axial ratio*) [8]:

$$AR = \frac{OA}{OB} \quad (2.26)$$

onde, por análises trigonométricas, tem-se:

$$OA = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E_{x_0}^2 + E_{y_0}^2 + \sqrt{E_{x_0}^4 + E_{y_0}^4 + 2E_{x_0}^2 E_{y_0}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right)} \quad (a)$$

$$OB = \sqrt{\frac{1}{2} \left(E_{x_0}^2 + E_{y_0}^2 - \sqrt{E_{x_0}^4 + E_{y_0}^4 + 2E_{x_0}^2 E_{y_0}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right)} \quad (b) \quad (2.27)$$

em que E_{xo} e E_{yo} são, respectivamente, as componentes de campo na horizontal e na vertical.

Analisando (2.26) e (2.27), chega-se à conclusão que, em escala linear, tem-se $1 \leq AR \leq \infty$, e em escala logarítmica, tem-se $0 \text{ dB} \leq AR \leq \infty \text{ dB}$. Desse modo, pode-se particularizar os valores de AR para definir a polarização de uma antena, conforme a Tabela 2.2. Entretanto, na prática, é muito difícil se obter uma antena com polarização perfeitamente linear ($AR \rightarrow \infty$) ou perfeitamente circular ($AR = 1$). Assim, considera-se que a polarização é linear quando a AR é muito elevada (na ordem de dezenas de decibéis) e que a polarização é circular quando a AR é $\leq 3 \text{ dB}$ [8].

Tabela 2.2 – Comparativo de polarizações de antenas.

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

A polarização das MPAs depende da distribuição de campo no laminado dielétrico. Isso está diretamente ligado ao modo de operação, entretanto, pode-se modificar a polarização a partir de modificações na geometria. Essas modificações podem ser feitas no elemento ressonador, no laminado dielétrico ou na combinação dos dois. É importante destacar que, para a MPA convencional mostrada na Figura 2.1(a), operando no modo TM_{10} , em que o campo varia apenas na direção x, a polarização da antena é linear ao longo dessa mesma direção.

2.3 Antena de microfita de alto ganho e polarização linear

Nessa etapa do desenvolvimento tem-se as análises dos modelos 1, 2 e 3 apresentados na Figura 2.1. Dessa forma, parte-se do modelo convencional da MPA e aplica-se a técnica de pinos de curto-circuito com a finalidade de aumentar o ganho. Assim, os três modelos analisados apresentam a característica de polarização linear.

2.3.1 Princípio de funcionamento

Como apresentado brevemente na Seção 1.3, a MPA apresentada em [11] possui duas características principais: aumento de ganho e operação em polarização circular. O aumento de ganho é uma importante contribuição desse trabalho, porém, ele é explicado em maiores detalhes em [20]. Basicamente, tal característica é alcançada a partir da inserção de pinos

metálicos que são colocados simetricamente no elemento ressonador (que é quadrado), criando um curto-circuito entre essa parte da antena e o plano de terra. A Figura 2.1(b) apresenta a configuração com quatro pinos de curto-circuito. Essa configuração é a parte inicial do desenvolvimento proposto em [11] e a estrutura estudada em [20]. A Figura 2.1(c) apresenta a configuração com oito pinos de curto-circuito. Essa configuração é a parte intermediária do desenvolvimento proposto em [11]. Independente da configuração, esses pinos geram uma perturbação na distribuição do campo no laminado dielétrico devido ao seu efeito indutivo, que é descrito como:

$$L_{pi} = \frac{2 \times 10^{-7}}{N} \left(h \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + R^2}}{R} \right) - \sqrt{h^2 + R^2} + \frac{h}{4} + R \right) \quad (2.28)$$

onde N é o número de pinos de curto-circuito. Esse fenômeno provoca o deslocamento da frequência de operação do modo fundamental, de forma que a frequência de ressonância desse modo é deslocada para valores maiores.

2.3.2 Validação da técnica proposta

A MPA apresentada em [11] possui os valores das variáveis apresentados na Tabela 2.1. O modelo 1, que é formado por uma MPA convencional, apresenta frequência de ressonância para o modo TM_{10} em $f \cong 1,59$ GHz. Tal comportamento é observado a partir de uma análise numérica no Ansys Electronics Desktop, onde obteve-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico, conforme mostrado na Figura 2.3(a). Nessa ilustração, comprova-se o comportamento esperado por meio da equação (2.6), em que o campo apresenta um semi-ciclo de cosseno. De acordo com as Figuras 2.3(b) e (c), observa-se que a frequência de operação da antena é deslocada para $f = 2,31$ GHz (para o modelo 2) e $f = 2,59$ GHz (para o modelo 3), e que apesar de ser nítida a perturbação provocada pelos pinos de curto-circuito, também é observado que o campo apresenta uma oscilação de semi-ciclo de cosseno.

Sabendo que a diretividade de qualquer antena também pode ser escrita como [8]:

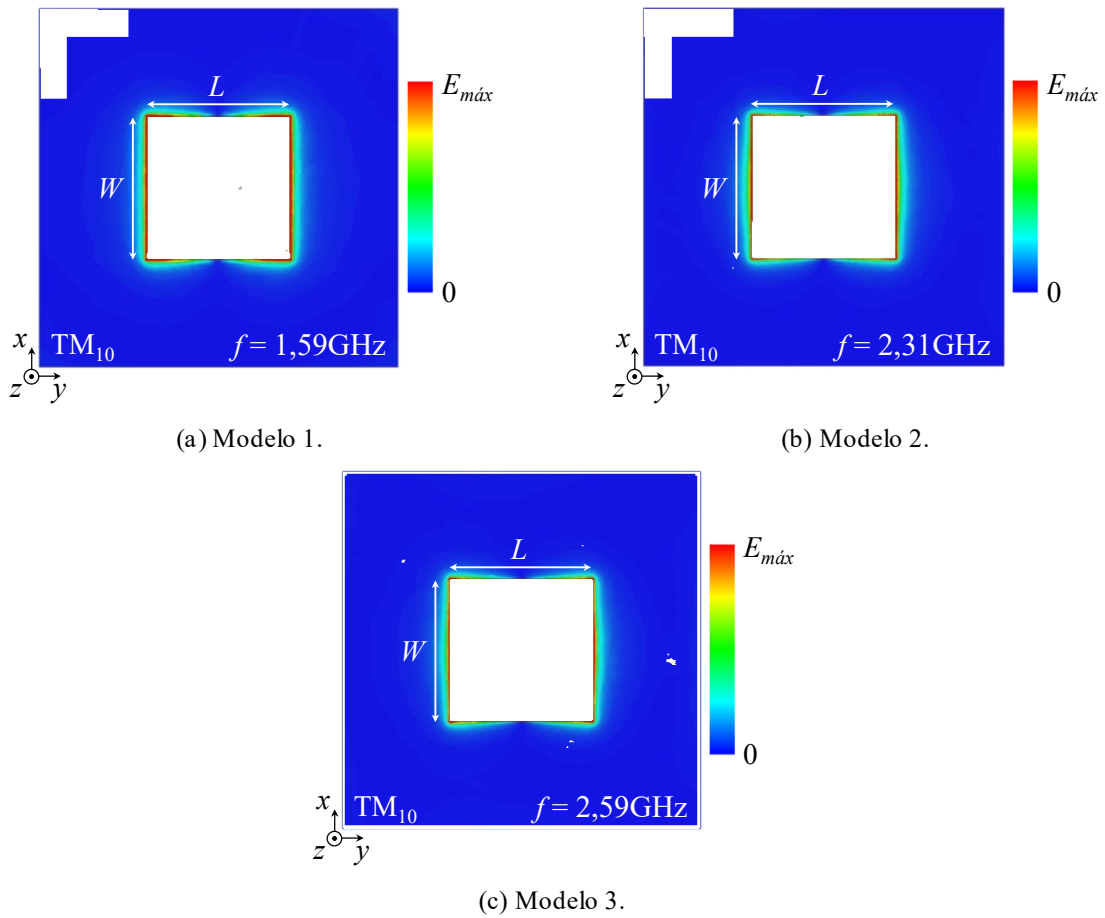
$$D = \frac{4\pi A_e}{(\lambda_o)^2} \quad (2.29)$$

onde A_e é a área efetiva, que para as MPAs é proporcional à área geométrica do ressonador.

De acordo com a equação (2.9), o comprimento de onda é inversamente proporcional à frequência de ressonância, que é deslocada para valores maiores pelo efeito dos pinos, de forma que o comprimento de onda do modelo 3 é menor que o do 2, que é menor que o do 1. Como os valores das variáveis que ditam a área geométrica dos três modelos são iguais (ver na

Tabela 2.1), tem-se que a diretividade do modelo 3 é maior que a do 2, que é maior que a do 1. Consequentemente, o ganho (ou ganho realizável) do modelo 3 é maior que o do 2, que é maior que o do 1. Tal comportamento é comprovado pela Figura 2.4(b), onde tem-se $G_R = 7,73$ dBi para o modelo 1 (em $f = 1,59$ GHz), $G_R = 9,83$ dBi para o modelo 2 (em $f = 2,31$ GHz) e $G_R = 10,67$ dBi para o modelo 3 (em $f = 2,59$ GHz). É importante destacar que, nesse caso, analisou-se o G_R na direção de máxima irradiação, que ocorre em $+z$, fixando os ângulos (em coordenadas esféricas) de elevação $\theta = 0^\circ$ e azimute $\varphi = 0^\circ$.

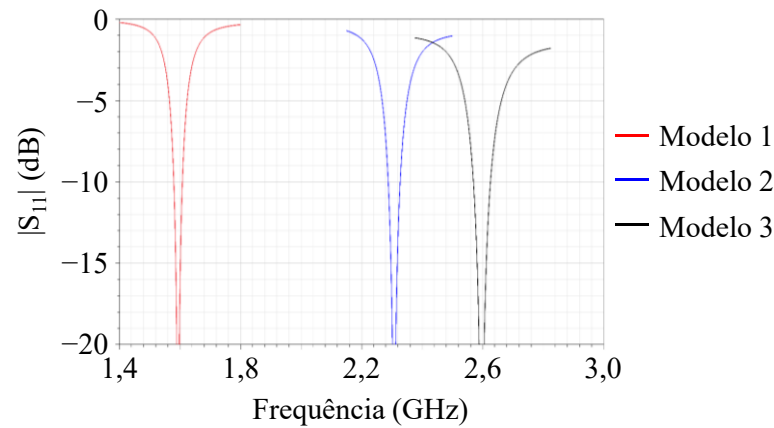
Figura 2.3 – Distribuição de campo elétrico no laminado da MPA com polarização linear apresentada em [11].



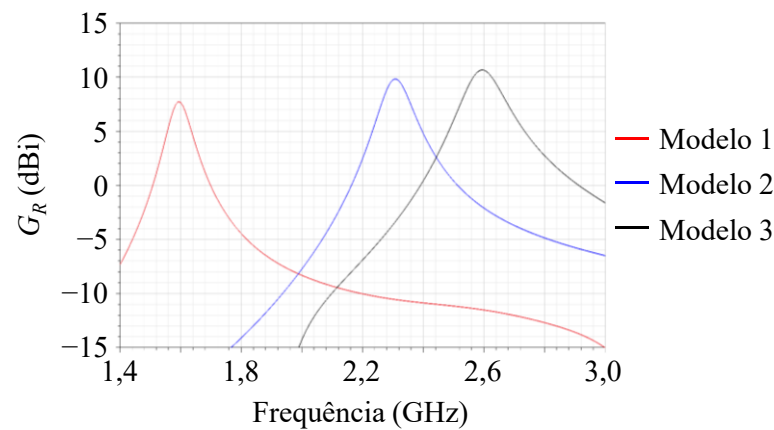
Fonte: o Autor.

A Figura 2.4(a) pode ser utilizada para completar a compreensão do deslocamento da operação das MPAs na presença dos pinos de curto-circuito. O modelo 1 possui largura de faixa (admitindo o critério $|S_{11}| \text{ [dB]} \leq -10$ dB) de 1,58 GHz a 1,61 GHz, representando $Bw(\%) \cong 1,88\%$. O modelo 2 possui largura de faixa de 2,29 GHz a 2,33 GHz, representando $Bw(\%) \cong 1,73\%$. O modelo 3 possui largura de faixa de 2,57 GHz a 2,63 GHz, representando $Bw(\%) \cong 2,31\%$. Dessa maneira, nota-se um deslocamento na banda de operação, embora a alteração no percentual da largura de faixa seja pouco significativa.

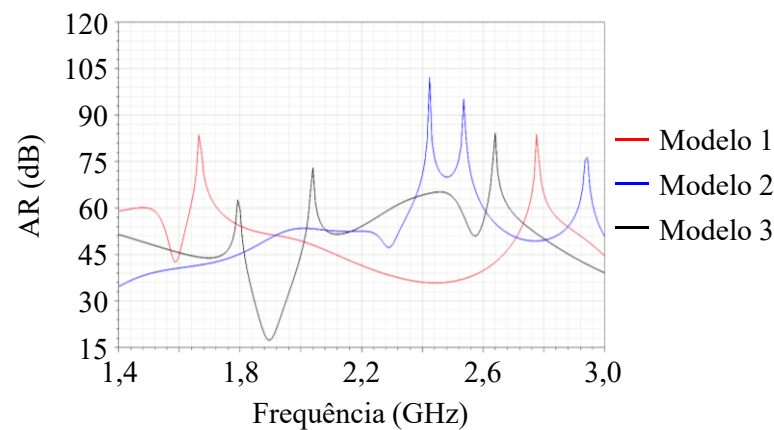
Figura 2.4 – Respostas em frequência de alguns parâmetros da MPA com polarização linear apresentada em [11].



(a) Módulo do coeficiente de reflexão.



(b) Ganho realizável.



(c) Razão axial.

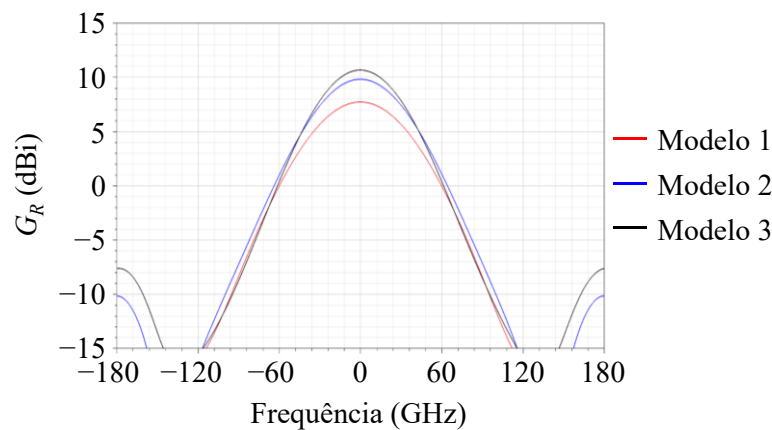
Fonte: o Autor.

Como já mencionado, o modelo 1 apresenta polarização linear. Entretanto, tendo em vista que os modelos 2 e 3 foram modificados pelos pinos de curto-circuito, é necessário analisar o comportamento da polarização para essas geometrias. Para tal, tem-se as informações

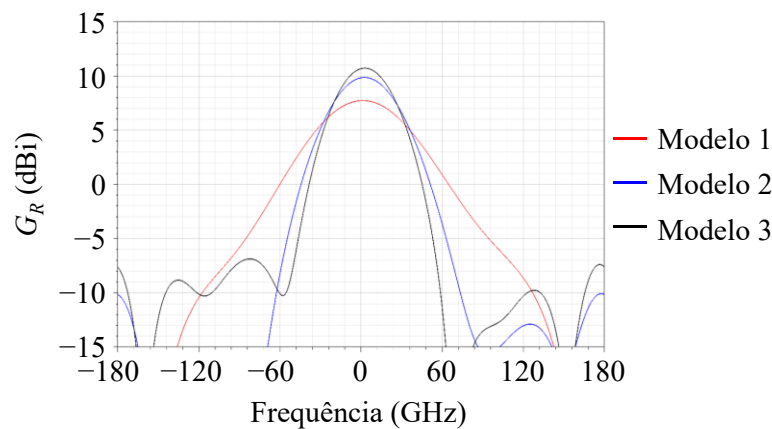
da razão axial (analisada na direção de máxima irradiação) dos modelos 1, 2 e 3 apresentadas na Figura 2.4(c). Primeiramente, é importante frisar que a polarização para nenhum dos casos (mesmo para o modelo 1) não é perfeitamente linear (uma vez que AR não tende ao infinito). Todavia, como já mencionado anteriormente, uma vez que AR tem valores superiores à 40 dB nas bandas de operação, pode-se concluir que esses três modelos iniciais apresentam comportamento aceitável de polarização linear.

Uma última informação importante sobre a técnica utilizada para aumentar o ganho da MPA é a análise do formato da irradiação. Isso é importante, pois, a perturbação na distribuição modal provocada pelos pinos de curto-circuito poderia modificar o diagrama de irradiação, levando entre outras coisas, ao aumento de lóbulos laterais. Entretanto, conforme apresentado na Figura 2.5, em que se tem as análises dos planos xz (variando θ com $\varphi = 0^\circ$) e yz (variando θ com $\varphi = 90^\circ$), observa-se que o incremento nos valores de G_R na direção de máxima irradiação não trouxe distorções consideráveis aos diagramas de irradiação.

Figura 2.5 – Diagramas de irradiação dos modelos da MPA com polarização linear apresentada em [11].



(a) Plano xz .



(b) Plano yz .

Fonte: o Autor.

2.4 Antena de microfita de alto ganho e polarização circular

Nesta etapa do desenvolvimento, é analisado o modelo 4 mostrado na Figura 2.1. Aqui, é aplicada a técnica dos pinos de curto-circuito com o objetivo de aumentar o ganho e alterar a polarização para circular. Dessa forma, são apresentados os fundamentos teóricos essenciais para o projeto discutido no Capítulo 3.

2.4.1 Princípio de funcionamento

Devido à simetria dos pinos de curto-circuito, os modelos 2 e 3 da MPA apresentados nesse trabalho excitam apenas o modo TM_{10} , de forma que se tem a operação em polarização linear. Entretanto, conforme já exposto antes, uma das maneiras de se operar em polarização circular em uma MPA é excitar dois modos ortogonais degenerados, desde que exista uma defasagem de 90° entre eles. Assim, para a geometria proposta, deve-se excitar os modos TM_{10} e TM_{01} , desde que estes sejam adequadamente divididos em frequência de ressonância, a fim de atingir amplitudes iguais e fase de quadratura em uma frequência de operação.

De acordo com [11], se a simetria dos quatro pinos de curto-circuito internos do modelo 3 for desfeita, criando duas distâncias diagonais L_1 e L_2 , conforme a Figura 2.1(d), pode-se excitar os modos TM_{10} e TM_{01} com frequências ligeiramente deslocadas, que produzem a direção de fase de 90° desejada. Para tal, define-se as distâncias diagonais como sendo:

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} W \quad (a) \quad (2.30)$$

$$L_2 = L_1 + 2\Delta d \quad (b)$$

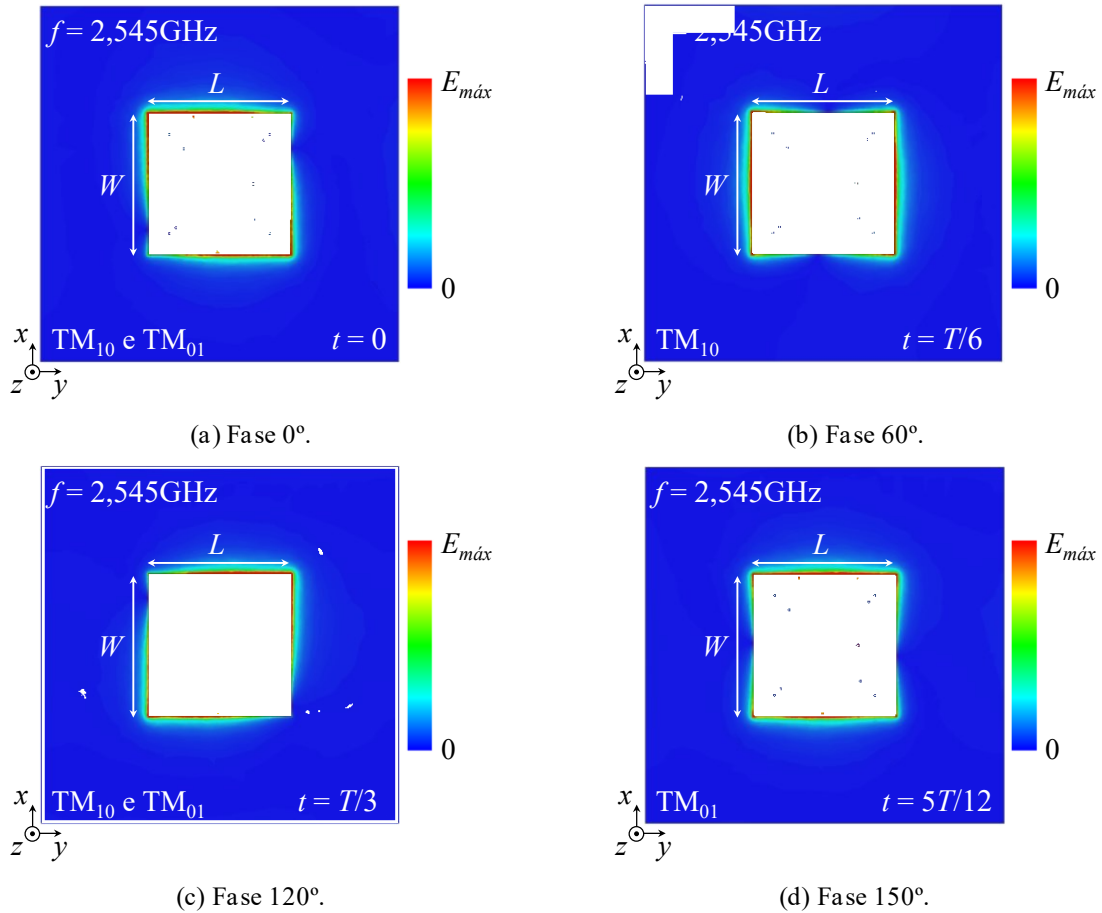
onde Δd é a variável que deve ser ajustada numericamente para levar a polarização circular.

2.4.2 Validação da técnica proposta

De acordo com a Tabela 2.1, em que $W = 60$ mm, $L_1 = 42,4$ mm e $L_2 = 52$ mm, chega-se à conclusão de que para a MPA apresentada em [11], a partir de simulações numéricas, definiu-se $\Delta d \cong 4,8$ mm, ou seja, $\Delta d \cong 0,08W$. Então, para uma primeira comprovação da eficácia da modificação proposta, analisou-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico variando a fase de observação, conforme mostrado a Figura 2.6. É importante destacar que, primeiramente, por se tratar de sinais harmônicos no domínio do tempo, o período de observação T é tido como uma variação de tempo em que a fase dos campos varia de 0° a 360° . Assim, analisou-se os campos na fase de 0° (Figura 2.6(a)), fase de 60° (Figura 2.6(b)), fase de 120° (Figura 2.6(c)) e fase de 150° (Figura 2.6(d)). Destaca-se que dependendo do instante de

observação, para $f = 2,545$ GHz, o modo excitado pode ser o TM_{10} , o TM_{01} ou uma combinação dos dois. Além disso, é possível comprovar que o campo está “girando” em função do tempo, de forma que a polarização circular foi excitada.

Figura 2.6 – Distribuição de campo elétrico no laminado da MPA com polarização circular apresentada em [11].



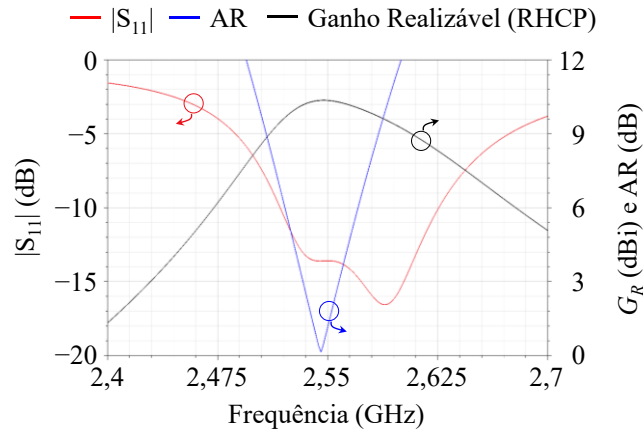
Fonte: o Autor.

A Figura 2.7 complementa a compreensão da operação em polarização circular para o modelo 4. Primeiramente, analisando o $|S_{11}|$, nota-se que os dois modos degenerados estão excitados, de forma que há duas frequências com melhor casamento de impedâncias dentro da banda de operação. Tal efeito leva ao aumento da largura de faixa, que passa a ser de 2,52 GHz a 2,63 GHz, representando $Bw(\%) \cong 4,27\%$. Ao analisar a razão axial, observa-se que no intervalo de 2,53 GHz a 2,56 GHz, a AR é ≤ 3 dB, o que confirma a operação em polarização circular. Entretanto, vale destacar que a largura de faixa em AR é $Bw(\%) \cong 1,18\%$, sendo menor que a de $|S_{11}|$. Isso se justifica, pois, não há em toda a banda de $|S_{11}|$ a combinação dos modos degenerados que levará à defasagem de 90° (ou próxima), necessária para a polarização circular.

Ainda analisando a Figura 2.7, observa-se que o ganho realizável na direção de máxima irradiação ocorre em $f = 2,545$ GHz, com valor $G_R = 10,35$ dBi. Destaca-se que o valor

é levemente inferior ao apresentado no modelo 3, porém, com um incremento relativamente grande em relação aos modelos convencionais de MPA com polarização circular, em que os autores de [11] destacam que o incremento é na ordem de 2,8 dB.

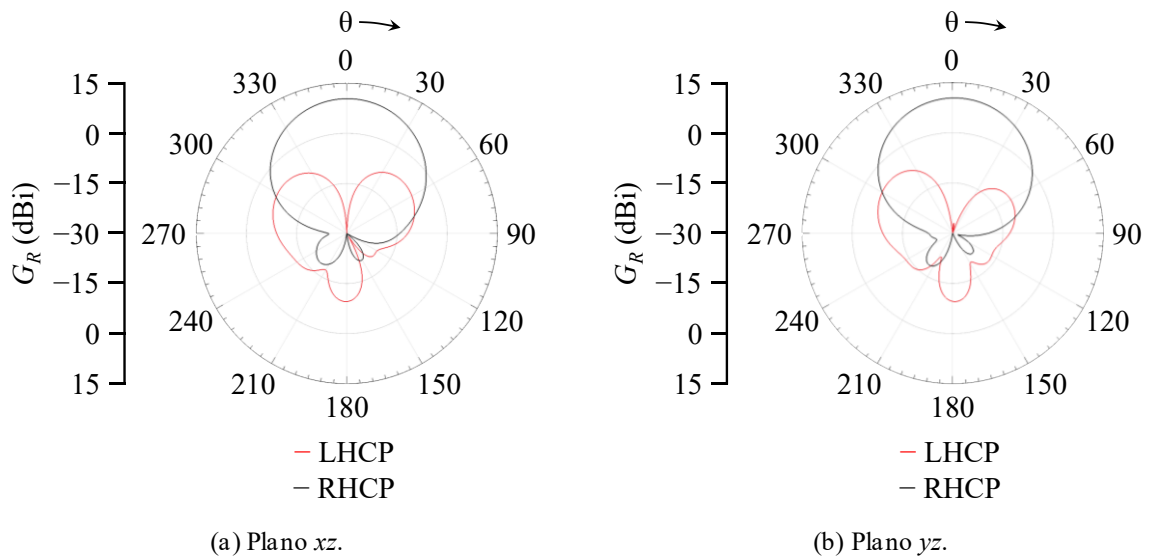
Figura 2.7 – Respostas em frequência de alguns parâmetros da MPA com polarização circular apresentada em [11].



Fonte: o Autor.

Uma última análise importante do modelo 4 é o formato da irradiação. Na Figura 2.8 tem-se os diagramas de irradiação nos planos xz e yz . Em primeiro lugar, é importante ressaltar que, assim como nos modelos 2 e 3, a perturbação causada pelos pinos de curto-circuito não resultou em anomalias nos diagramas de irradiação. Outro aspecto relevante é que a polarização observada é a polarização circular à direita (RHCP, do inglês *Right-Handed Circular Polarization*), com uma alta rejeição à polarização circular à esquerda (LHCP, do inglês *Left-Hand Circular Polarization*).

Figura 2.8 – Diagramas de irradiação dos modelos da MPA com polarização circular apresentada em [11].



Fonte: o Autor.

2.5 Considerações finais

Neste capítulo, foi apresentada e discutida a fundamentação teórica deste projeto final de curso. Esses conceitos são fundamentais e serão aplicados no projeto descrito no Capítulo 3. Além disso, acredita-se que a análise detalhada do artigo [11] será de grande utilidade para futuros trabalhos que possam se desenvolver a partir deste.

Capítulo 3

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste Capítulo são apresentados e discutidos os resultados numéricos obtidos para a antena de microfita com polarização circular e alto ganho desenvolvida neste trabalho. Esta seção abrange os detalhes mais significativos relacionados ao desenvolvimento do projeto.

3.1 Considerações iniciais

Com base nos fundamentos teóricos descritos no Capítulo 2, tem-se os conceitos necessários para o projeto da antena proposta. Assim, dividiu-se o desenvolvendo em duas partes, o reprojeto baseado na parametrização da geometria e a otimização numérica das dimensões da antena para atender a faixa de frequência de operação estipulada.

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

3.2.1 Parametrização da geometria

Após a validação dos resultados do artigo de referência no Capítulo 2, o próximo passo deu-se pelo redimensionamento da geometria da antena para operar na faixa de frequência no entorno de 3,5 GHz. Para alcançar esse objetivo, visto que o ressonador apresenta uma geometria quadrada, ou seja, $L = W$, foi estabelecida uma parametrização das variáveis de projeto em termos de W (variável que, devido à antena ser quadrada, controla a frequência de ressonância), mantendo a proporção geométrica com base nos valores originais do estudo de referência. Isso resultou nos valores das variáveis como sendo $L_d = 2,5W$, $W_d = 2,5W$, $D = 0,7W$, $L_1 \cong \sqrt{2} W/2$, $L_2 \cong L_1 + 2\Delta d \cong \sqrt{2} W/2 + 0,08W$ e $y_o \cong 0,233W$. Além disso, definiu-se o raio R dos pinos de curto-circuito como $R = 0,50$ mm (valor original do artigo de referência principal), considerando a viabilidade técnica para a construção de um protótipo, o que será parte do trabalho futuro. As propriedades do substrato dielétrico também foram conservadas na simulação, sendo $h = 3,175$ mm, $\epsilon_r = 2,2$ e $\tan(\delta) = 0,0009$.

Para o processo de reprojetar a antena, foi adotada a estratégia de dimensionamento das variáveis com base na frequência de ressonância do modo fundamental (TM_{10}), cujas equações de projeto são apresentadas na seção 2.2. Inicialmente, foi determinada a razão entre a frequência de operação da antena modificada (considerando todos os detalhes apresentados no artigo de referência principal) e a frequência de ressonância na qual as dimensões (principalmente W , h e ϵ_r) correspondem ao modo TM_{10} . Então, sabendo que a antena descrita em [11] tem $\epsilon_r = 2,2$, $h = 3,175$ mm e $W = 60,00$ mm, chega-se à frequência de ressonância no modo fundamental como sendo, aproximadamente, $(f_r)_{10} \cong 1,647$ GHz. Considerando que a frequência de operação da antena modificada é $(f_r)_{\text{mod}} \cong 2,546$ GHz, a proporção entre elas é de aproximadamente 1,546, indicando que $(f_r)_{\text{mod}} \cong 1,546(f_r)_{10}$. Assim, para alcançar a operação da antena modificada em 3,5 GHz, é necessário calcular W para $(f_r)_{10} \cong 2,264$ GHz. Utilizando o substrato Rogers RT/duroid 5880, com $h = 3,175$ mm e $\epsilon_r = 2,2$, determinou-se então $W \cong 43,10$ mm. Em seguida, aplicando a parametrização mencionada anteriormente, foram obtidos os novos valores das variáveis do projeto, conforme relatado na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Valores das variáveis da antena com as dimensões recalculadas para a faixa de 3,5 GHz.

Dados	Valores
Laminado dielétrico	RT/duroid 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175$ mm)
W	43,10 mm
L	43,10 mm
W_d	107,75 mm
L_d	107,75 mm
L_1	30,46 mm
L_2	37,36 mm
D	30,17 mm
R	0,50 mm
y_0	10,06 mm

3.2.2 Validação numérica

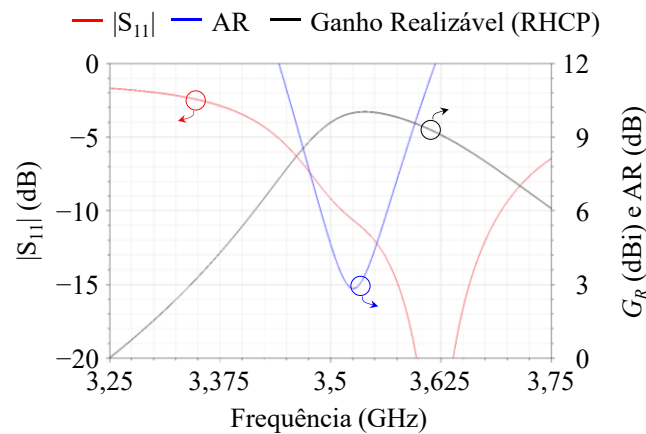
Após recalcular as variáveis para 3,5 GHz, a geometria foi analisada numericamente no simulador Ansys Electronics Desktop, utilizando o método de elementos finitos no módulo de simulação HFSS. A fim de validar o projeto, foram avaliados o módulo do coeficiente de reflexão, a relação axial e o ganho realizável (RHCP) da antena de microfita reprojetada. Destaca-se novamente que AR e G_R foram analisados na direção de máxima irradiação, em $+z$.

A Figura 3.1 apresenta os resultados da antena reprojetada. Ao examinar $|S_{11}|$, observa-se que a operação da antena ocorre em cerca de 3,6 GHz, resultando em uma faixa de operação de 3,51 GHz a 3,69 GHz ($Bw(\%) \cong 5\%$). Ao analisar a relação axial da antena reprojetada, foi constatado que AR está bem próxima de ter o melhor valor em 3,5 GHz, porém, praticamente

não está abaixo de 3 dB. Observa-se também que o ganho realizável máximo na direção de máxima irradiação ocorre em $f = 3,54$ GHz, com valor $G_R = 10,03$ dBi, de forma que não há um comportamento centrado em 3,5 GHz.

Conforme os resultados da Figura 3.1, nota-se que a operação da antena está deslocada para frequências superiores ao desejado para $|S_{11}|$ e G_R , além de AR não apresentar o melhor comportamento possível. Isso se dá, pois, não ocorre a divisão correta dos modos degenerados, em que a operação está praticamente ocorrendo de maneira sobreposta. Uma das possíveis causas desses problemas, além da estratégia utilizada ser apenas um método aproximado, pode ser a manutenção do valor original do raio R dos pinos de curto-circuito. Portanto, fez-se necessário realizar novos ajustes nas dimensões da antena (ainda mantendo $R = 0,5$ mm) para que a operação ocorra na faixa de frequência desejada, no entorno de 3,5 GHz.

Figura 3.1 – Resultados simulados do módulo do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, da razão axial (AR) e do ganho realizável (RHCP) da antena de microfita com as dimensões recalculadas.



Fonte: o Autor.

3.3 Otimização do modelo reprojeto para a frequência de 3,5 GHz

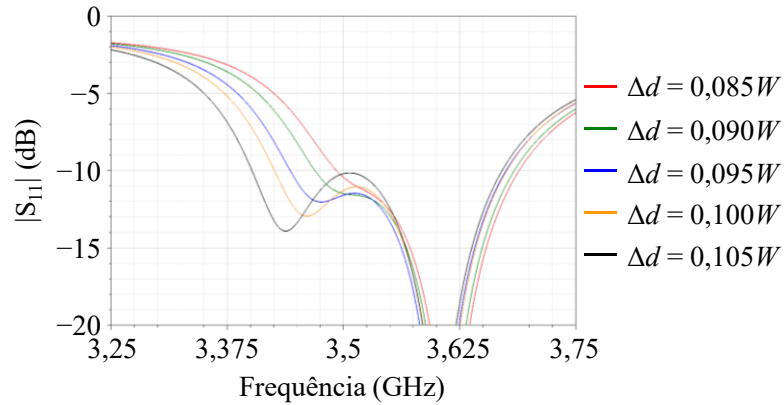
3.3.1 Estudo da variável Δd para o modelo reprojeto

Tendo em vista a necessidade de melhora em AR, estudou-se o espaçamento da diagonal L_2 . Conforme apresentado em [11], o deslocamento Δd acrescido à L_1 é o responsável pela perturbação que divide os dois modos degenerados, responsável pela polarização circular que é vista em AR.

Sabendo que a variável Δd calculada foi definida como $0,08W$, definiu-se o intervalo de otimização desse parâmetro de $0,085W$ a $0,105W$, em passos de $0,005W$, e simulou-se a nova geometria. Desta forma, analisou-se a faixa de frequência de operação a partir das respostas em frequências de $|S_{11}|$ e AR, bem como na amplitude do ganho realizável (RHCP), como mostrado

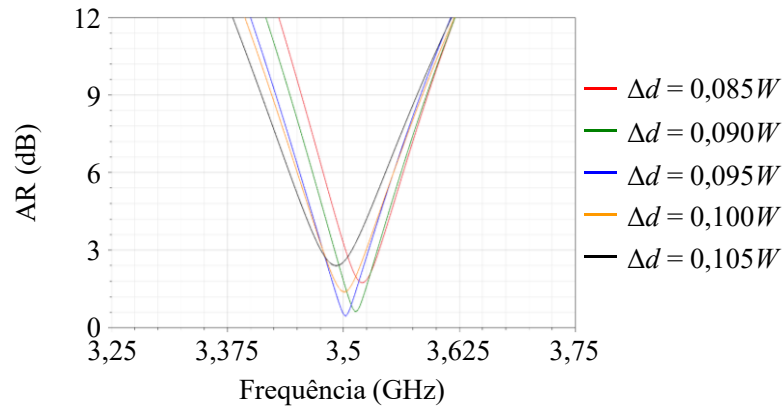
nas Figuras 3.2, 3.3 e 3.4, respectivamente. Observa-se que, com o incremento de Δd , ocorre a divisão dos dois modos degenerados, o que é mais evidente na curva de $|S_{11}|$. Com isso, por meio da análise realizada, para $\Delta d = 0,095W$, a antena apresenta o melhor desempenho.

Figura 3.2 – Estudo do impacto da variável Δd nos resultados simulados do módulo do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ da antena de microfita com as dimensões otimizadas.



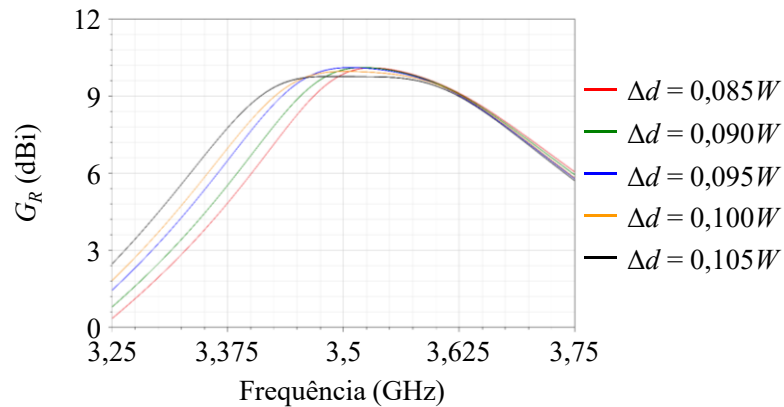
Fonte: o Autor.

Figura 3.3 – Estudo do impacto da variável Δd nos resultados simulados da razão axial (AR) da antena de microfita com as dimensões otimizadas.



Fonte: o Autor.

Figura 3.4 – Estudo do impacto da variável Δd nos resultados simulados do ganho realizável (RHCP) da antena de microfita com as dimensões otimizadas.



Fonte: o Autor.

Para auxiliar na compreensão dos resultados do estudo de Δd , na Tabela 3.2 tem-se as bandas percentuais de operação em termos de $|S_{11}|$ e AR, bem como os valores máximos de ganho realizável (RHCP), quantificados na direção de máxima irradiação, em $+z$. Como pode-se observar, a condição em que a banda de operação apresenta maior valor em AR no entorno de 3,5 GHz é para $\Delta d = 0,095W$, situação em que L_2 assume o valor aproximado de 38,65 mm. Apesar de tal valor não ser a condição em que a banda de operação apresenta maior valor em $|S_{11}|$, por meio da análise conjunta dos resultados apresentados, assume-se este como o valor ideal de L_2 devido ao comportamento de AR. Assim, tem-se em síntese os resultados em uma faixa de operação de 3,43 GHz a 3,68 GHz ($Bw(\%) \cong 7,03\%$) para $|S_{11}| \leq -10$ dB e de 3,48 GHz a 3,53 GHz ($Bw(\%) \cong 1,43\%$) para $AR \leq 3$ dB. Ainda de acordo com a Tabela 3.2, observa-se que o ganho realizável na direção de máxima irradiação para essa condição ocorre em $f = 3,51$ GHz, com valor $G_R \cong 10,11$ dBi.

Tabela 3.2 – Bandas percentuais de operação e ganho realizável do estudo da variável Δd .

Variável Δd	Variável L_2 (mm)	Bw em $ S_{11} $ (%)	Bw em AR (%)	G_R (dBi)
0,085W	37,787	5,57 (3,49 GHz à 3,69 GHz)	1,14 (3,50 GHz à 3,54 GHz)	10,10 (3,53 GHz)
0,090W	38,218	5,87 (3,47 GHz à 3,68 GHz)	1,42 (3,49 GHz à 3,54 GHz)	10,11 (3,52 GHz)
0,095W	38,649	7,03 (3,43 GHz à 3,68 GHz)	1,43 (3,48 GHz à 3,53 GHz)	10,11 (3,51 GHz)
0,100W	39,080	7,05 (3,42 GHz à 3,67 GHz)	1,14 (3,48 GHz à 3,52 GHz)	9,96 (3,50 GHz)
0,105W	39,511	7,64 (3,40 GHz à 3,67 GHz)	0,86 (3,48 GHz à 3,51 GHz)	9,76 (3,49 GHz)

3.3.2 Modelo final da antena reprojeta

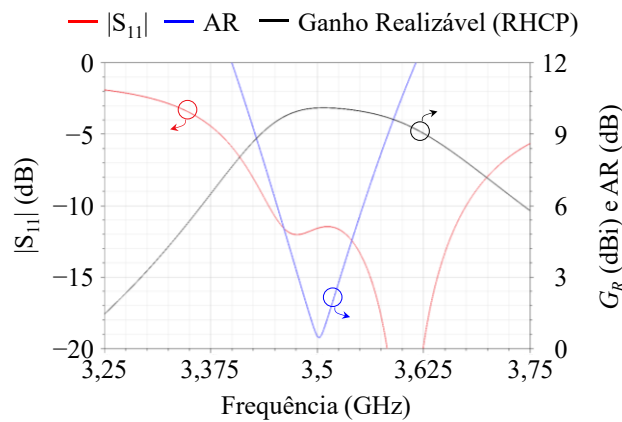
Por meio dos resultados apresentados, pode-se afirmar que estratégia de otimização das variáveis utilizada apresentou um excelente resultado. Desta forma, acredita-se ter encontrado os valores finais para as variáveis que compõem a antena, conforme apresentado na Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Valores das variáveis da antena com as dimensões otimizadas para a faixa de 3,5 GHz.

Dados	Valores
Laminado dielétrico	RT/duroid 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175$ mm)
W	43,10 mm
L	43,10 mm
W_d	107,75 mm
L_d	107,75 mm
L_1	30,46 mm
L_2	38,649 mm
D	30,17 mm
R	0,50 mm
y_o	10,06 mm

A Figura 3.5 apresenta os resultados em função da frequência de $|S_{11}|$, AR e G_R da antenna com as variáveis otimizadas. Ao examinar $|S_{11}|$, observa-se que a antenna opera de 3,43 GHz a 3,68 GHz ($Bw(\%) \cong 7,03\%$). Ao analisar AR, observa-se que a antenna opera de 3,48 GHz a 3,53 GHz ($Bw(\%) \cong 1,43\%$). Observa-se também que o ganho realizável máximo na direção de máxima irradiação ocorre em $f = 3,51$ GHz, com valor $G_R = 10,11$ dBi. Desta forma, conclui-se que os resultados alcançados estão de acordo com os apresentados em [11], além de validarem as especificações desse projeto.

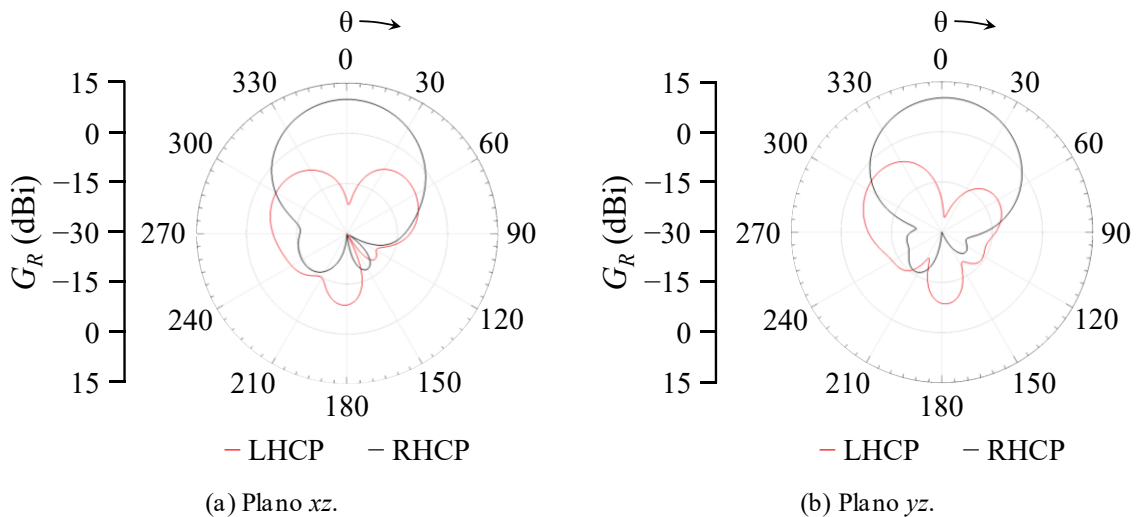
Figura 3.5 – Resultados simulados do módulo do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, da razão axial (AR) e do ganho realizável (RHCP) da antenna com as dimensões otimizadas.



Fonte: o Autor.

A última análise importante da antenna com as variáveis otimizadas foi o formato da irradiação. Na Figura 3.6, tem-se os diagramas de irradiação nos planos xz e yz na frequência de 3,51 GHz. Em primeiro lugar, destaca-se que a máxima irradiação realmente ocorre em $+z$, onde $\theta = 0^\circ$. Outro ponto relevante é que, conforme apresentado em [11], a polarização observada é a circular à direita (RHCP), com alta rejeição à LHCP.

Figura 3.6 – Diagramas de irradiação da antenna com as dimensões otimizadas.



Fonte: o Autor.

Para comparar a eficácia dos projetos apresentados nos capítulos 2 e 3, é importante analisar o desempenho das antenas em relação às especificações de polarização circular, ganho, e faixa de operação (Bw). O projeto otimizado deste capítulo apresenta uma faixa de operação mais ampla, sugerindo melhorias na estabilidade e efetividade da antena em sua faixa de frequência alvo. A faixa de AR aumentada mostra uma eficácia superior na operação em polarização circular, principalmente em torno de 3,5 GHz, objetivo de operação dessa antena. Embora o ganho tenha uma leve redução, a operação alinhada ao objetivo de 3,5 GHz representa uma maior precisão, o que aumenta a eficácia na faixa desejada.

Desta forma, este estudo contribui para o aprimoramento de antenas de microfita em polarização circular, evidenciando a eficácia de ajustes precisos nos parâmetros geométricos e validando a importância do dimensionamento otimizado. O desempenho alcançado demonstra que a antena reprojeta atende satisfatoriamente aos requisitos de operação em 3,5 GHz, tornando-a uma alternativa viável para aplicações que demandem polarização circular e alto ganho.

3.4 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos e as discussões relevantes a respeito da antena proposta para esse projeto final de curso. Além de validar a proposta inicialmente esperada, foi descrita uma metodologia de projeto que pode ser utilizada para reprojeta a antena em diferentes condições, como com materiais diversos e em outras faixas de operação. Essa abordagem representa uma contribuição significativa, pois orienta e facilita futuras pesquisas sobre o tema.

Capítulo 4

CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

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

4.1 Conclusões

Este trabalho de conclusão de curso apresentou o projeto de uma antena de microfita com polarização circular e alto ganho, adequada para aplicações em redes celulares 5G na faixa de frequência de 3,5 GHz. Além do modelo final desenvolvido, uma contribuição significativa deste trabalho é a formulação de uma metodologia de projeto que possibilita o reprojeto da antena utilizando diferentes materiais e para outras faixas de operação.

No Capítulo 1 foram introduzidos os conceitos básicos sobre 5G e a importância das antenas com polarização circular para essa tecnologia. Esse capítulo também serviu como ponto de partida para o projeto, destacando a relevância do tema selecionado e a metodologia utilizada.

No Capítulo 2 foi apresentado de forma detalhada o referencial teórico essencial para a realização deste trabalho. O foco principal foi explicar cada etapa do projeto da antena, conforme descrito no artigo de referência, ressaltando as alterações feitas em uma antena de microfita quadrada convencional para adaptá-la à operação com polarização circular e alto ganho.

No Capítulo 3 foram apresentados os principais resultados do projeto. O capítulo descreve o processo passo a passo para alcançar as dimensões finais da antena que atendem às métricas estabelecidas. A antena desenvolvida é capaz de operar com polarização circular na faixa de 3,48 GHz a 3,53 GHz com o ganho realizável podendo atingir 10,11 dBi.

Com base nos resultados obtidos, acredita-se que este trabalho de conclusão de curso cumpriu sua proposta. Além de ter desenvolvido uma antena com as características esperadas para o 5G operando em 3,5 GHz, foi apresentada uma metodologia de projeto que possibilita o desenvolvimento de futuros trabalhos a partir deste.

4.2 Propostas para a continuação do trabalho

Com base na metodologia apresentada, a primeira sugestão para a continuidade deste trabalho é a construção de um protótipo e sua caracterização. Isso permitirá a comparação entre os resultados simulados e medidos, demonstrando a eficiência da estrutura proposta. Também se planeja organizar os resultados obtidos (simulados e medidos) em um artigo científico e submetê-los a uma revista para publicação.

Além disso, tendo em vista a existência de projetos de antenas de microfita com polarização circular e alto ganho operando em modos de ordens superiores, como o TM_{30} ou o TM_{50} , pode-se aplicar conceitos análogos ao demonstrados neste trabalho para propor novas configurações de antenas.

REFERÊNCIAS

- [1] J. Rodriguez, *Fundamentals of 5G Mobile Networks*, 1st ed. United Kingdom, John Wiley and Sons, 2015.
- [2] J. N. Hao, L. Y. Feng, W. S. Ji and Y. Liu, "Dual-Wideband Dual-Frequency Antenna With Large Frequency Ratio for 5G Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 72, no. 2, pp. 1887-1892, Feb. 2024.
- [3] C. Wang, W. Cao, W. Ma, C. Li and J. Jing, "Dual-Band Structure Reused Aperture-Sharing Antenna With Low Sidelobe and High Gain for 5G Communication," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 23, no. 4, pp. 1386-1390, April 2024.
- [4] Y. Zhou, T. Jiang, H. Li and F. Chen, "A 5G MIMO Multiband Low-Profile Antenna Design for Automotive Shark-Fin Systems," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 23, no. 5, pp. 1588-1592, May 2024.
- [5] D. Li, L. Shi, J. Wang, Y. Liu and Q. Chen, "High-Gain Wideband Dielectric Resonator Antenna Based on Semi-Cylindrical Grooved Structure," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 71, no. 3, pp. 1101-1105, March 2024.
- [6] T. -Y. Yan, X. -H. Ding, J. -Y. Yang and J. -X. Chen, "A Low-Cost Compact Dual-Polarized Patch Antenna Array for 5G Massive MIMO Base Station," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 23, no. 4, pp. 1381-1385, April 2024.
- [7] K. Al-Amoodi, R. Mirzavand, M. M. Honari, J. Melzer, D. G. Elliott and P. Mousavi, "A Compact, Circularly-Polarized, Substrate-Integrated Waveguide, Millimeter-Wave Beamsteering System for 5G Mobile Terminals," in *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 5, no. 1, pp. 46-57, Feb. 2024.
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. New York, John Wiley and Sons, 2016.
- [9] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES, Resolução nº 742, de 01 de março de 2021. Disponível em: <https://informacoes.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2021/1512-resolucao-742>. Acesso em: 03 fev. 2024.
- [10] J. M. Kovitz and Y. Rahmat-Samii, "Using Thick Substrates and Capacitive Probe Compensation to Enhance the Bandwidth of Traditional CP Patch Antennas," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 4970-4979, Oct. 2014.
- [11] 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.

- [12] C. S. Lee, Y. Fan and M. Ezzat, “Single-Fed 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.
- [13] 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.
- [14] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” in *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379-423, July 1948.
- [15] ROGERS CORPORATION. Disponível em: <https://rogerscorp.com/>. Acesso em: 08 jul. 2024.
- [16] 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.
- [17] W. L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3rd ed. New York, John Wiley and Sons, 2012.
- [18] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, “Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth, and efficiency of a resonant rectangular patch,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 3, pp. 407-410, March 1991.
- [19] 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.
- [20] X. Zhang and L. Zhu, “Gain-Enhanced Patch Antennas With Loading of Shorting Pins,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3310-3318, Aug. 2016.