

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CAMPUS PATOS DE MINAS

ANDREUS EMANUEL SALDANHA DE DEUS

**ANTENA DE MICROFITA EM FORMA DE CRUZ DE ALTO
GANHO E POLARIZAÇÃO DUPLA PARA APLICAÇÕES EM 5G**

Patos de Minas - MG
2024

ANDREUS EMANUEL SALDANHA DE DEUS

**ANTENA DE MICROFITA EM FORMA DE CRUZ DE ALTO
GANHO E POLARIZAÇÃO DUPLA 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: Dr. Renan Alves dos Santos

Aprovado em 19 de novembro de 2024.

Membros da Banca:

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

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

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

Dedico este trabalho à minha família, amigos e aqueles que virão dos frutos deste esforço. Que as coisas que imaginamos serem nossas maiores conquistas sejam apenas os primeiros passos rumo a um futuro que apenas começamos a vislumbrar.

AGRADECIMENTO

Agradeço aos meus pais, que insistiram na minha educação desde sempre e nunca deixaram nada faltar. A Universidade Federal de Uberlândia, pela oportunidade de educação gratuita de qualidade na minha cidade natal. Agradeço aos meus professores, pelas múltiplas explicações e horas extras oferecidas visando uma melhor compreensão do conteúdo. Aos meus amigos que permaneceram e que se foram, pela ajuda nos momentos de dúvidas e por tornar este um ambiente memorável.

RESUMO

Este projeto final de curso apresenta uma antena de microfita de dupla polarização e alto ganho, projetada para operar em redes celulares de quinta geração (5G), na faixa de frequências no entorno de 3,5GHz. O projeto é composto de uma antena de microfita com elemento ressonador em formato de cruz, com duas alimentações, operando no modo TM_{30} . Além disso, quatro partes na região central do elemento ressonador foram removidas com a finalidade de reduzir a relação entre o lóbulo principal de irradiação e o nível do lóbulo lateral (SLL do inglês *Sidelobe Level*). A antena foi simulada no módulo Simulador de Estrutura de Alta Frequência (HFSS do inglês *High-Frequency Structure Simulator*) programa Ansys Electronics Desktop. Os resultados de simulação apresentam que a antena proposta tem uma largura de faixa para o coeficiente de reflexão menor ou igual -10 dB de 3,48 a 3,52 GHz, o que representa uma banda percentual de 1,14% da frequência central de operação, e ganho realizável máximo de 12,7 dBi em 3,5 GHz. Observa-se também que o isolamento de duas portas de alimentação é superior a 46 dB dentro da banda passante. Com os resultados apresentados, acredita-se que a antena proposta é uma interessante geometria compacta para aplicações em redes 5G.

Palavras-chave: Antena de alto ganho, Antena de microfita, Modo de ordem superior, Redução da relação entre lóbulo principal e lóbulo lateral, 5G.

ABSTRACT

This final paper presents a dual-polarization, high-gain microstrip patch antenna, designed to operate in fifth generation (5G) cellular networks, in the frequency range around 3.5GHz. The design consists of a microstrip antenna with a cross-shaped patch, with two feeds, operating in TM_{30} mode. Furthermore, the four parts in the central region of the patch are removed in order to reduce the sidelobe level (SLL). The antenna was simulated in the High-Frequency Structure Simulator module (HFSS) in the Ansys Electronics Desktop program. The simulation results show that the proposed antenna has a bandwidth for the reflection coefficient less than or equal to -10 dB from 3.48 to 3.52 GHz, which represents a bandwidth of 1.14% of the central frequency of operation, and maximum achievable gain of 12.7 dBi at 3.5 GHz. It was noted too that the isolation of two power ports is greater than 46 dB within the bandwidth. With the results presented, it is believed that the proposed antenna is an interesting compact geometry for applications in 5G networks.

Keywords: High-gain antenna, Microstrip patch antenna, Higher-order mode, Sidelobe Level reduction, 5G.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Geometria da MPA apresenta em [3].	20
Figura 2.2 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 1.	28
Figura 2.3 – Diagrama de irradiação de diretividade da MPA do modelo 1.	28
Figura 2.4 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 2.	29
Figura 2.5 – Diagrama de irradiação de diretividade da MPA do modelo 2.	30
Figura 2.6 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 3.	31
Figura 2.7 – Diagrama de irradiação de diretividade da MPA do modelo 3.	31
Figura 2.8 – Resposta em frequência dos parâmetros S da MPA do modelo 4.	32
Figura 2.9 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 4.	33
Figura 2.10 – Resposta em frequência do ganho realizável da MPA do modelo 4.	34
Figura 2.11 – Diagrama de irradiação de ganho realizável da MPA do modelo 4.	34
Figura 3.1 – Resposta em frequência dos parâmetros S da MPA do modelo 5.	37
Figura 3.2 – Análise do modo de operação da MPA reprojeta.	38
Figura 3.3 – Resposta em frequência do ganho realizável da MPA reprojeta.	39
Figura 3.4 – Diagrama de irradiação de ganho realizável da MPA reprojeta.	39
Figura 3.5 – Resposta em frequência do estudo da MPA reprojeta em relação a variável L .	40
Figura 3.6 – Resposta em frequência do estudo da MPA reprojeta em relação a variável d .	41
Figura 3.7 – Resposta em frequência do segundo estudo da MPA reprojeta em relação a variável L .	42
Figura 3.8 – Resposta em frequência dos parâmetros S do modelo final MPA reprojeta.	43
Figura 3.9 – Análise do modo de operação do modelo final MPA reprojeta.	43
Figura 3.10 – Resposta em frequência do ganho realizável do modelo final MPA reprojeta.	44
Figura 3.11 – Diagrama de irradiação de ganho realizável do modelo final MPA reprojeta.	45

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Valores das variáveis dos modelos MPA apresentados em [3].....	21
Tabela 3.1 – Estudo comparativo entre o artigo de referência principal e o modelo final reprojeto.....	46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G	Quinta geração de telefonia móvel
Anatel	Agência Nacional de Telecomunicações
B_w	Largura de banda
CRR	Cavidade ressonante retangular
D	Diretividade da antena
d	Distância do centro do elemento ressonador
E	Campo elétrico
$E_{máx}$	Amplitude inicial da distribuição de campo elétrico
E_o	Amplitude inicial do campo elétrico
F4BME220	Material do laminado dielétrico utilizado
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais
f_r	Frequência de ressonância
f_{TM}	Frequência em um dado modo transversal magnético
G_R	Ganho realizável
G_{Rco}	Ganho da antena na polarização direta
G_{Rcross}	Ganho da antena na polarização cruzada
h	Espessura do material dielétrico
HFSS	Simulador de estrutura de alta frequência
J	Densidade de corrente
$J_{máx}$	Amplitude inicial da densidade superficial de corrente
k_{rad}	Eficiência de irradiação
L	Comprimento do elemento ressonador
L_d	Comprimento do material dielétrico
mnp	Número de máximos ou mínimos da onda ao longo dos eixos
MPA	Antenas de microfita

M_s	Correntes magnéticas equivalentes
$\vec{n}$	Vetor unitário normal à abertura
S	Comprimento do corte
SLL	Relação entre o lóbulo principal de irradiação e o nível do lóbulo lateral
Tan(δ)	Tangente de perdas dielétricas
TE	Modo transversal elétrico
TM	Modo transversal magnético
W	Largura do elemento ressonador
W_2	Comprimento dos lados dos quatro ressonadores quadrados do modelo 3
W_d	Largura do material dielétrico
W_s	Largura do corte
XPD	Discriminação de polarização cruzada
Z_{en}	Impedância de entrada da antena
Z_0	Impedância característica
$ S_{11} $	Coefficiente de reflexão
$ S_{21} $	Coefficiente de acoplamento
$ S_{22} $	Coefficiente de reflexão
β_{mn}	Fator de fase no meio ilimitado
δ	Ângulo de perdas dielétricas
ΔL	Fator de correção do comprimento do elemento ressonador
ΔW	Fator de correção da largura do elemento ressonador
ϵ_r	Variável da permissividade
ϵ_{ref}	Permissividade dielétrica relativa efetiva
θ	Angulo de elevação em coordenadas esféricas
λ_g	Comprimento de onda guiado no laminado dielétrico
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
ϕ	Angulo azimutal em coordenadas esféricas

SUMÁRIO

AGRADECIMENTO	IV
RESUMO.....	V
ABSTRACT	VI
LISTA DE FIGURAS.....	VII
LISTA DE TABELAS.....	VIII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	IX
CONCEITOS INTRODUTÓRIOS.....	16
1.1 Contextualização	16
1.2 Estado da arte e contribuições do trabalho	16
1.3 Metodologia e organização do trabalho.....	18
REFERENCIAL TEÓRICO	19
2.1 Considerações iniciais	19
2.2 Conceitos básicos de antenas de microfita retangulares.....	21
2.2.1 Distribuição de modos e frequências de ressonância	21
2.2.2 Diagramas de irradiação e nível de lóbulos laterais	23
2.2.3 Diretividade e ganho	25
2.2.4 Polarização	26
2.3 Antena de microfita retangular de alto ganho e polarização dupla	27
2.3.1 Princípio de operação do modelo 1	27
2.3.2 Princípio de operação do modelo 2	28
2.3.3 Princípio de operação do modelo 3	30
2.3.4 Princípio de operação do modelo 4	31
2.4 Considerações finais	35
RESULTADOS E DISCUSSÕES	36
3.1 Considerações iniciais	36
3.2 Reprojetado da MPA proposta para a frequência de 3,5 GHz	36
3.3 Estudo da antena MPA reprojetada em relação a variável L	40
3.4 Estudo da antena MPA reprojetada em relação a variável d	41
3.5 Segundo estudo da antena MPA reprojetada em relação a variável L	41

3.6 Modelo final	42
3.7 Considerações finais	45
CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	47
4.1 Conclusões.....	47
4.2 Propostas para a continuação do trabalho	48
REFERÊNCIAS	49

Capítulo 1

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

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

1.1 Contextualização

As características de serviços e lazer da sociedade atual produzem uma demanda cada vez maior por maior velocidade de transmissão de dados e maior capacidade de canal dos sistemas de comunicação móvel [1]. Graças a isso, em comparação com as redes de telefonia móvel existentes, espera-se que a rede de quinta geração (5G) forneça um desempenho significativamente melhorado, principalmente no que diz respeito às maiores taxas de dados [2]. Entretanto, para suprir a demanda dessa nova tecnologia faz-se necessário a evolução dos sistemas e dispositivos utilizados nessas redes.

Por se tratar de uma tecnologia de comunicações móveis, não há dúvidas que as antenas são um dos dispositivos que requerem maior atenção no que diz respeito aos dispositivos utilizados na tecnologia 5G. Dentre as inúmeras geometrias possíveis de antenas, uma classe que tem sido muito estudada é a que possui a capacidade de operar em polarização dupla [3]. Isso se dá, pois, antenas duplamente polarizadas são soluções em potencial para aumentar a capacidade do canal, uma vez que podem transmitir e receber sinais em duas polarizações com alta isolamento, dobrando assim a capacidade de transmissão [4][5].

1.2 Estado da arte e contribuições do trabalho

Existem diversas configurações de antenas com polarização dupla. Pode-se citar, por exemplo, geometrias como dipolos cruzados [6], antenas de abertura [7] e rede de antenas [8]. Entretanto, devido às vantagens de serem compactas, de baixo custo de fabricação e facilmente integrada em diversas superfícies, as antenas de microfita (MPA do inglês *Microstrip Patch Antenna*) de dupla polarização são vistas como uma das principais geometrias dessa classe, sendo solução interessante para as redes 5G [5].

Como será explicado em maiores detalhes no Capítulo 2, as MPAs retangulares (caso mais simples e usado desse tipo de antena) tipicamente possuem polarização linear [9]. É

importante destacar que a direção da polarização está diretamente alinhada ao modo de operação e a posição em que a antena é alimentada. Por esse motivo, é possível trabalhar em polarização dupla (com alta isolamento entre as polarizações) com uma MPA projetada para ter dois sistemas de alimentação [10].

As MPAs retangulares convencionais, que operam no modo fundamental, apresentam ganho na direção de máxima irradiação que no máximo atinge 8 dBi. Tal característica pode ser vista como um problema para o uso em redes como o 5G. Essas redes visam oferecer altas taxas de transmissão, que, segundo a teoria da informação de Shannon, [11] para tal uma das estratégias é trabalhar com maior relação sinal-ruído. Então, antenas de alto ganho (ou com maior ganho possível) são vistas como mais atrativas. Por esse motivo, uma das soluções é trabalhar com as MPAs retangulares operando em modos de alta ordem [12][13][14].

Na literatura encontra-se importantes trabalhos sobre MPAs com dupla polarização operando em modos de alta ordem. Em 2018, Y. He e seus colaboradores apresentam uma MPA com dupla polarização operando no modo TM_{50}/TM_{05} [5]. Em 2019, Y. He e seus colaboradores apresentam uma MPA com dupla polarização operando no modo TM_{90}/TM_{09} [15]. Em 2023, C. Chen apresentou uma MPA com dupla polarização operando no modo TM_{30}/TM_{03} [3]. A procura pela operação em modos de ordem mais alta a fim de melhorar o ganho das MPA, no entanto, deve ser conciliada com os contrapontos vindos dessas ordens de operação. De forma que a pesquisa [3] para TM_{30}/TM_{03} apresenta um bom compromisso para operação viável em aplicações modernas.

Dada a importância da utilização de MPAs com polarização dupla em redes celulares 5G, esse trabalho tem como tema o projeto de uma antena com essa característica para o 5G brasileiro. Para tal, seguindo uma regulamentação da Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) [16], definiu-se que o desenvolvimento será realizado tendo como frequência central de operação 3,5 GHz.

Conforme apresentado anteriormente, existem diversas configurações de MPAs com polarização dupla. Entretanto, dado a atualidade da publicação e a relevância dos resultados apresentados, definiu-se que o desenvolvimento realizado nesse projeto final de curso tem como base a antena apresentada em [3]. Como tal MPA opera no entorno de 4,8 GHz, propõem-se o reprojeto dessa geometria para a faixa de frequências no entorno de 3,5 GHz.

O objetivo geral deste projeto de final de curso é reprojeter em ambiente de simulação à antena apresentada em [3] para a frequência central de operação 3,5 GHz. Dessa forma, os objetivos específicos a serem alcançados estão ligados aos parâmetros de impedância de entrada

e irradiação, tendo em vista que estes estejam em concordância com o que foi apresentado nesse artigo de referência. Assim, pode-se dividir os objetivos em:

- (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 -10dB de ao menos 1,7% da frequência central de operação, similar ao artigo base [3].
- (b) 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 12dBi , similar ao artigo base [3].
- (c) Diagramas de irradiação: Visa-se obter diagramas de irradiação com baixo valor de lóbulos laterais, com ao menos $12,5\text{ dB}$ de relação lóbulo principal e lóbulos secundários (SLL do inglês *Sidelobe Level*), e alta isolamento de polarização, com ao menos 15 dB , similar ao artigo base [3].

1.3 Metodologia e organização do trabalho

O desenvolvimento deste projeto final de curso consiste em estudar, reproduzir e reprojetar para a faixa de frequências no entorno de $3,5\text{ GHz}$ a MPA apresentada em [3]. Para a reprodução e reprojeto, utilizou-se o programa de simulação numérica Ansys Electronics Desktop, em que as análises foram realizadas no módulo simulador de estrutura de alta frequência (HFSS do inglês High-Frequency Structure Simulator). É importante destacar que método numérico de simulação foi o dos elementos finitos. As simulações foram realizadas no Laboratório de Robótica, Comunicação e Controle do Campus Patos de Minas da Universidade Federal de Uberlândia, sendo necessário externar o agradecimento ao coordenador do laboratório Prof. Dr. Daniel Costa Ramos e Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), que auxiliou a formação do laboratório a partir do Projeto RoboPatos APQ-02616-22.

Para melhor compreensão das informações apresentadas, esse projeto final de curso é dividido em quatro capítulos principais. Além do Capítulo 1, já apresentado, em que foram descritos os conceitos introdutórios do trabalho, a problematização, os objetivos e a metodologia de desenvolvimento. No Capítulo 2 será apresentado o referencial teórico necessário para a execução do projeto. No Capítulo 3 serão apresentados os resultados e discussões do projeto. Por fim, no Capítulo 4 tem-se as conclusões e indicações de possíveis trabalhos futuros.

Capítulo 2

REFERENCIAL TEÓRICO

Neste Capítulo é apresentado o referencial teórico necessário para o desenvolvimento da antena de microfita de alto ganho e dupla polarização descrita nesse projeto final de conclusão de curso.

2.1 Considerações iniciais

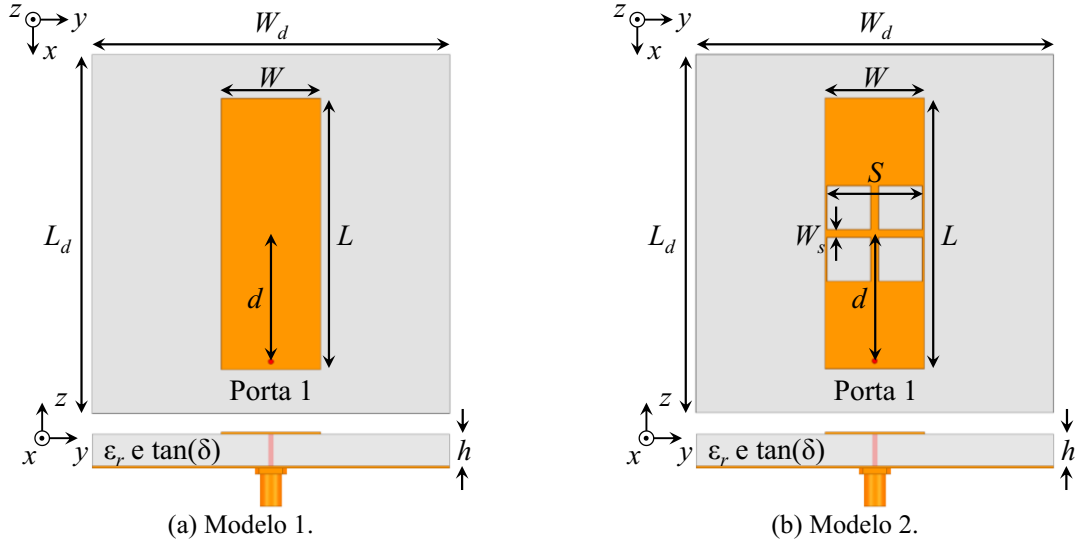
Para seguir uma sequência lógica didática de apresentação, o referencial teórico desse projeto final de curso é apresentado a partir da análise da reprodução da antena apresentada em [3]. Assim, nas próximas seções são apresentadas fundamentações matemáticas, simulações numéricas no Ansys Electronics Desktop e análises dos resultados encontrados.

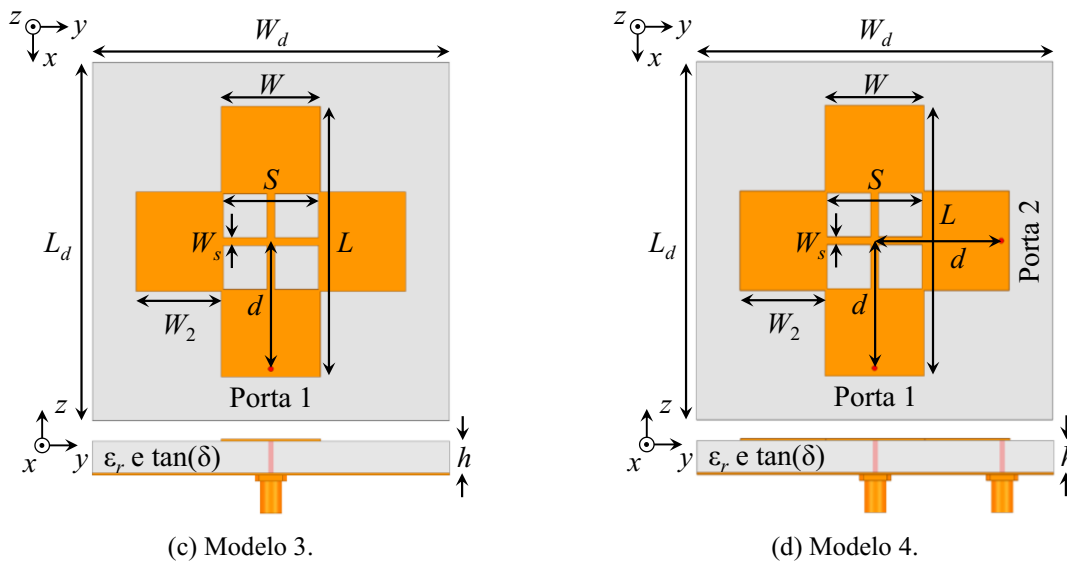
O desenvolvimento da geometria apresentada em [3] pode ser ilustrado de acordo com a Figura 2.1, em que os valores das variáveis apresentadas em cada modelo estão na Tabela 2.1. É importante destacar que cada um dos modelos foi alimentado via sonda coaxial, na qual (ou nas quais dependendo do modelo) a impedância característica $Z_0 = 50\Omega$. Vale frisar também que todos os modelos foram alimentados a uma distância d do centro do elemento ressonador, essa posição é necessária para realizar o casamento de impedâncias entre a entrada da antena e Z_0 [9]. Cada modelo será explicado em maiores detalhes nas próximas seções desse capítulo, entretanto, tem-se um breve resumo introdutório de cada um deles:

- (a) Modelo 1: MPA retangular convencional operando no modo TM_{30} , projetada no laminado dielétrico F4BME220 com permissividade $\epsilon_r = 2,2$, tangente de perdas $\tan(\delta) = 0,0007$, espessura $h = 1,5$ mm, comprimento L_d e largura W_d . Tem-se um elemento ressonador com comprimento L e largura W e plano de terra com mesma largura e comprimento do laminado. Essas partes são de cobre com espessura de $18\mu\text{m}$.
- (b) Modelo 2: MPA retangular com geometria projetada a partir do modelo 1, em que são retiradas de partes do centro do elemento ressonador, com o objetivo de incrementar o ganho e reduzir o nível de lóbulos laterais em relação ao modelo 1. São retiradas quatro partes dessa geometria, em que esses cortes são dimensionados por um comprimento S e uma largura W_s .

- (c) Modelo 3: MPA com geometria projetada a partir do modelo 2, em que é inserido outro elemento ressonador de maneira ortogonal ao que já existe. Esse segundo elemento ressonador compartilha dos cortes já existentes no primeiro. Dessa forma, o ressonador da antena passa a possuir quatro ressonadores quadrados, de lados W_2 , ligados por uma cruz com comprimentos S e larguras W_s . Assim, a antena agora é semelhante a uma rede de quatro MPAs operando no modo TM_{10} , de forma que tem-se incremento no ganho e redução o nível de lóbulos laterais em relação ao modelo 2.
- (d) Modelo 4: MPA com geometria projetada a partir do modelo 3, em que é inserida uma segunda porta de alimentação, com posição ortogonal à já existente. Desse modo a MPA passa a poder operar nos modos TM_{30} quando o sinal está relacionado à Porta 1 e ao TM_{03} quando está relacionado à Porta 2. Assim, tem-se a operação em dupla polarização, uma linear na direção x (Porta 1) e outra linear na direção y (Porta 2).

Figura 2.1 – Geometria da MPA apresenta em [3].





Fonte: o Autor

Tabela 2.1 – Valores das variáveis dos modelos MPA apresentados em [3].

Modelos	Variáveis [mm]							
	L	W	L_d	W_d	d	S	W_s	W_2
Modelo 1	68	25	90	90	32	-	-	-
Modelo 2	68	25	90	90	32	24	2	-
Modelo 3	68	25	90	90	32	24	2	21,5
Modelo 4	68	25	90	90	32	24	2	21,5

2.2 Conceitos básicos de antenas de microfita retangulares

Uma MPA retangular convencional, apresentada na Figura 2.1(a), pode ser modelada e analisada como cavidade ressonante retangular (CRR) [9]. Dessa forma, é possível estudar diversos aspectos dessa geometria, como será melhor visualizado nas próximas subseções.

2.2.1 Distribuição de modos e frequências de ressonância

As MPAs retangulares operam em modos, uma distribuição de campo no laminado dielétrico ou densidades de corrente no ressonador, que possuem formatos ou orientações. Cada um desses modos ocorre em frequências denominadas frequências de ressonância (f_r). Analisando as distribuições de campo no laminado dielétrico, tem-se que os modos podem ser do tipo transversal elétrico (TE) ou transversal magnético (TM). Nas MPAs retangulares convencionais, principalmente devido pequena espessura do laminado dielétrico, tem-se a operação dos modos TM, e que se define índices m , n , p (que levam à modos denominados TM_{mnp}) como o número de ciclos (ou semi-ciclos dependendo da nomenclatura), respectivamente, ao longo de L , W e h .

Os modos em uma MPA retangular podem ser escritas de forma geral em função das variáveis L , W e h . Entretanto, como geralmente para faixa de micro-ondas (onde as principais tecnologias de comunicação sem fio são implementadas) os valores de h são muito menores que os de L e W , normalmente tem-se a representação aproximada considerando apenas a variação com L e W . Assim, tendo como orientação os eixos de coordenadas apresentados na Figura 2.1, pode-se determinar as distribuições de campo elétrico no laminado dielétrico (E) e densidades de corrente no ressonador (J) como sendo [9]:

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

$$J \cong J_{\max} \left[\left(-\frac{m\pi}{L} \right) \sin\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \hat{x} - \left(\frac{n\pi}{W} \right) \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \hat{y} \right] \quad (b) \quad (2.1)$$

onde $E_{\max}$ e $J_{\max}$ são, respectivamente, as amplitudes iniciais das distribuições de campo elétrico e densidade superficial de corrente. É importante destacar que em termos de orientação, o campo elétrico no laminado dielétrico está apontado para $+z$, enquanto a densidade superficial de corrente pode ter orientação em $\pm x$ e/ou em $\pm y$.

Para a condição simplificada apresentada, a combinação dos índices m e n leva ao estabelecimento das distribuições de campo elétrico e densidade superficial de corrente em frequências de ressonância. Essas frequências podem ser calculadas como [17]:

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

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

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

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

Destaca-se que os valores de ε_{ref} , ΔL e ΔW estão presentes no modelo matemático para corrigir o efeito de franjeamento que ocorre nas bordas no elemento ressonador.

Conforme demonstrado nas equações (2.2) a (2.4), uma MPA retangular pode apresentar diversas frequências de ressonância, dependendo das combinações de m e n . Assim, 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. No caso da MPA apresentada em [3] tem-se a operação no modo de terceira ordem, denominado como TM_{30} ou TM_{03} , cujas frequências de ressonância são:

$$(f_r)_{30} \cong \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\varepsilon_{ref}(W)}} \frac{3}{(L + 2\Delta L)} \quad \text{e} \quad (a)$$

$$(f_r)_{03} \cong \frac{3 \times 10^8}{2\sqrt{\varepsilon_{ref}(L)}} \frac{3}{(W + 2\Delta W)} \quad (b)$$
(2.5)

As distribuições de campo elétrico dos modos TM_{30} ou TM_{03} são:

$$E \cong E_{max} \cos\left(\frac{3\pi x}{L}\right) \hat{z} \quad \text{se } TM_{30} \quad (a)$$

$$E \cong E_{max} \cos\left(\frac{3\pi y}{W}\right) \hat{z}, \quad \text{se } TM_{03} \quad (b)$$
(2.6)

enquanto as distribuições de densidades de corrente no ressonador dos modos TM_{30} ou TM_{03} são:

$$J \cong J_{max} \left[\left(-\frac{3\pi}{L}\right) \text{sen}\left(\frac{3\pi x}{L}\right) \hat{x} \right] \quad \text{se } TM_{30} \quad (a)$$

$$J \cong J_{max} \left[\left(-\frac{3\pi}{W}\right) \text{sen}\left(\frac{3\pi y}{W}\right) \hat{y} \right] \quad \text{se } TM_{03} \quad (b)$$
(2.7)

2.2.2 Diagramas de irradiação e nível de lóbulos laterais

Aproximando a MPA retangular para uma cavidade CRR, tem-se que a irradiação modelada é formada por correntes magnéticas equivalentes (M_s) [9]. Essas M_s modelam o efeito

dos campos no laminado dielétrico que chegam às aberturas (ou fendas em algumas nomenclaturas) e que são responsáveis por lançar a irradiação no espaço ilimitado. De forma geral, as MPAs retangulares possuem quatro M_s , duas nas extremidades de L e duas nas extremidades de W , que podem ser escritas como:

$$\vec{M}_s = -\vec{n} \times \vec{E}, \quad (2.8)$$

onde $\vec{n}$ é um vetor unitário normal à abertura. É importante destacar que essas M_s determinaram o desempenho da MPA em termos de diagramas de irradiação, ganho e SLLs.

Das deduções das expressões de campo elétrico irradiado a partir de M_s tem-se que para os modos do tipo TM_{m0} as duas fendas nas extremidades W são vistas como não irradiantes, uma vez que seus campos irradiados se cancelam ao longo dos planos principais [9]. De forma análoga, para os modos do tipo TM_{0n} as duas fendas nas extremidades L são vistas como não irradiantes.

Para os modos do tipo TM_{m0} tem-se que as expressões de campo elétrico irradiado por uma MPA nos planos xz (E_{xz}) e yz (E_{yz}) como sendo [18]:

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

$$E_{yz} = -E_o \cos(\theta) \frac{\sin\left(\frac{\beta_{mn}L}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{\beta_{mn}L}{2} \sin(\theta)}, \quad (b) \quad (2.9)$$

enquanto, para os modos do tipo TM_{0n} tem-se:

$$E_{xz} = -E_o \cos(\theta) \frac{\sin\left(\frac{\beta_{mn}W}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{\beta_{mn}W}{2} \sin(\theta)} e \quad (a) \quad (2.10)$$

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

onde E_o é amplitude inicial do campo elétrico, θ é o ângulo de elevação em coordenadas esféricas e β_{mn} é o fator de fase no meio ilimitado, que pode ser escrito como:

$$\beta_{mn} = \frac{2\pi}{\lambda_o}. \quad (2.11)$$

em que λ_o é o comprimento de onda no vácuo, dado por:

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^8}{(f_r)_{mn}}. \quad (2.12)$$

A partir das expressões (2.9) a (2.12), chega-se à conclusão (como será melhor apresentado em análises numéricas nas próximas seções) que a irradiação das MPAs retangulares operando no modo TM_{30} ou TM_{03} leva a um diagrama de irradiação com três lóbulos com quase mesma intensidade (no plano xz para o modo TM_{30} e no plano yz para o modo TM_{03}), em que a SLL é próxima de zero dB. Esse fato pode ser encarado como um problema, por isso, existem diversos estudos de como corrigi-lo [14][19][12][20].

O comportamento ruim da SLL para as MPAs retangulares operando no modo TM_{30} ou TM_{03} é justificado pela distância das fendas irradiantes. O diagrama de irradiação é formado pela soma dos campos irradiados de forma independente por cada fenda. Nessa situação, as duas fendas que irradiam estão separadas a uma distância de aproximadamente $3/2\lambda_g$, em que λ_g é o comprimento de onda guiado no laminado dielétrico. Assim, partindo do conceito de redes de antenas [9], tem-se que essa distância não leva a uma soma perfeitamente construtiva dos campos irradiados pelas fendas, provocando o surgimento dos lóbulos laterais.

2.2.3 Diretividade e ganho

A expressão da diretividade em coordenadas esféricas das MPAs retangulares pode ser calculada como [21]:

$$D = 4\pi \frac{|E_{xz}|^2 + |E_{xy}|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi (|E_{xz}|^2 + |E_{xy}|^2) \sin(\theta) d\theta d\varphi}, \quad (2.13)$$

Com a expressão (2.13), chega-se à conclusão (como será melhor visualizado em análises numéricas a seguir) que a irradiação das MPAs retangulares operando no modo TM_{30} ou TM_{03} apresenta diretividade (na direção de máxima irradiação, nesse caso em $+z$) na ordem de 9 dB ~ 10 dB. Esses valores já representam um aumento em relação as MPAs retangulares operando no modo fundamental (TM_{10} ou TM_{01}), que está no entorno de 7dB ~ 8dB. Entretanto, é importante destacar que se alguma técnica para a melhora da SLL for utilizada, parte da energia que estava concentrada nos lóbulos laterais pode ser direcionado para o principal, de forma que a diretividade dos modos TM_{30} ou TM_{03} pode ser ainda maior.

Da teoria geral de antenas tem-se que o ganho realizável (G_R) é dado pela diretividade escalonada pela eficiência global de irradiação, ou seja [9]:

$$G_R = (1 - |S_{11}|^2) k_{rad} D. \quad (2.14)$$

onde k_{rad} é a eficiência de irradiação, que modela as perdas por efeito Joule no processo de irradiação, e $(1 - |S_{11}|^2)$ é a eficiência de ligada ao casamento de impedâncias, que modela o

percentual de potência que realmente é entregue a antena. O termo $|S_{11}|$ é o de coeficiente de reflexão, calculado como:

$$|S_{11}|[\text{dB}] = 20 \log \left(\left| \frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right| \right), \quad (2.15)$$

em que Z_{en} e Z_o são, respectivamente, as impedâncias de entrada da antena e da linha de alimentação. Vale destacar que $|S_{11}|$ também é geralmente utilizado para definir a faixa de operação das antenas. Em casos práticos, normalmente os limites da faixa de frequências de operação é definido como os pontos do espectro de frequências em que $|S_{11}|[\text{dB}] \leq -10\text{dB}$ [22]. Tal valor indica que ao menos 90% da potência vinda da linha de alimentação será entregue à antena, podendo então ser convertida em onda eletromagnética.

Os valores de k_{rad} em uma MPA dependem de ϵ_r , $\tan(\delta)$, da condutividade do elemento ressonador e plano de terra e da relação entre a espessura do laminado dielétrico com o comprimento de onda na frequência em que a antena está operando [23]. Entretanto, se o laminado dielétrico tiver baixo ϵ_r (normalmente com $\epsilon_r \leq 3$) e baixas perdas (normalmente com $\tan(\delta) \leq 0,001$), os materiais tiverem alta condutividade (como é o caso do cobre) e garantir que $0,01 \leq h/\lambda_o \leq 0,03$, tem-se $k_{rad} > 90\%$.

Para o bom funcionamento de qualquer sistema de radiofrequência ou micro-ondas é aconselhável evitar reflexões. Todavia, dificilmente é alcançado casamento de impedâncias perfeito, ou seja, $|S_{11}| = 0$. Por isso, busca-se que $|S_{11}|[\text{dB}]$ seja o mais negativo possível, em que na frequência de melhor casamento de impedâncias se observe $|S_{11}|[\text{dB}] \leq -20\text{dB}$ (a reflexão é menor ou igual à 1% da potência incidente da antena) ou $|S_{11}|[\text{dB}] \leq -30\text{dB}$ (a reflexão é menor ou igual à 0,1% da potência incidente da antena).

Em situações reais é inevitável que G_R seja menor que D . Porém, se as situações mencionadas anteriormente para condições desejáveis de k_{rad} e $|S_{11}|$ forem atendidas, G_R tem valor pouco inferior à D , sendo $G_R > 0,85D$. Esse é o caso da MPA apresentada em [3], com $D = 12,85\text{ dB}$ e $G_R = 12,61\text{ dB}$, principalmente da frequência central de operação.

2.2.4 Polarização

O último conceito básico importante de ser explicado sobre as MPAs retangulares é a polarização. Define-se polarização de uma antena como a orientação espacial do campo elétrico da onda eletromagnética irradiada por essa antena [9]. Em síntese, a polarização pode ser dividida em linear, circular e elíptica:

- (a) A polarização é perfeitamente linear se, em um determinado ponto no espaço, o vetor campo elétrico traçar uma reta em função do tempo. Isso ocorre se existir

apenas uma componente de campo ou, em caso de duas, quando a diferença de fase entre elas for $\Delta\phi = q\pi$, onde $q = 0,1,2,3,\dots$

- (b) A polarização é perfeitamente circular quando se, em um determinado ponto do espaço, o vetor campo elétrico traçar um círculo em função do tempo. Isso ocorre somente quando existirem duas componentes de campo, com as magnitudes iguais e diferença de fase dada por $\Delta\phi = q\pi/2$, onde $q = 1,3,5,\dots$
- (c) Caso as condições de polarização perfeitamente linear ou polarização perfeitamente circular não forem atendidas, a polarização é definida como elíptica. Dessa forma, as polarizações linear e circular podem ser vistas como casos particulares da elíptica.

As polarizações perfeitamente lineares e perfeitamente circulares são muito difíceis de serem obtidas na prática. Assim, há sempre um nível de polarização direta (desejada em projeto) e de polarização cruzada (normalmente indesejada em projeto). Então se define como discriminação de polarização cruzada (XPD) a relação do ganho da antena na polarização direta (G_{Rco}) com a polarização cruzada (G_{Rcross}), podendo escrever [9]:

$$XPD[dB] = G_{Rco} [dBi] - G_{Rcross} [dBi]. \quad (2.16)$$

A polarização das MPAs tem relação direta com a orientação vetorial da densidade superficial de corrente no elemento irradiador. Conforme a orientação dos eixos de coordenadas na Figura 2.1, a partir da equação (2.1), conclui-se que as MPAs retangulares possuem polarização linear na direção x quando estão operando no modo TM_{30} e possuem polarização linear na direção y quando estão operando no modo TM_{03} .

2.3 Antena de microfita retangular de alto ganho e polarização dupla

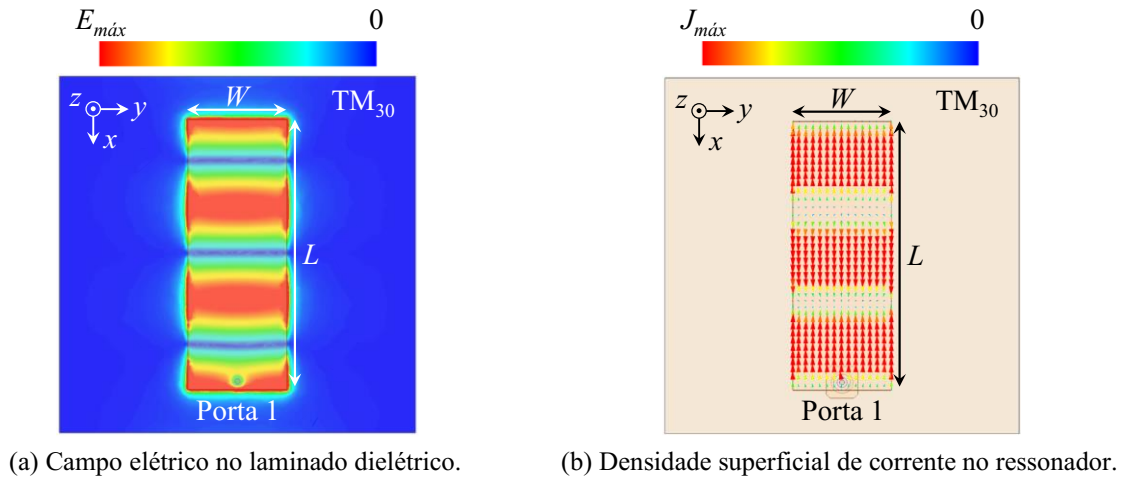
Conforme já discutido de forma breve no início desse capítulo, para facilitar a compreensão do funcionamento da MPA apresentada em [3], pode-se dividir a análise nos quatro modelos apresentados na Figura 2.1. Por esse motivo, nas subseções a seguir, tem-se a discussão de forma isolada de cada um deles.

2.3.1 Princípio de operação do modelo 1

O modelo 1, ilustrado na Figura 2.1(a) e com valor de variáveis apresentadas na Tabela 2.1, é uma MPA retangular convencional projetada para operar no modo TM_{30} . Com as características descritas anteriormente, esse modelo apresenta $f_r \cong 4,44$ GHz. Na Figura 2.2(a) tem-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico, em que se observa três semi-ciclos de cosseno, característica essa que comprova o que foi previsto na equação (2.6(a)). Na

Figura 2.2(a) tem-se a distribuição de densidade superficial de corrente no elemento ressonador, em que se observa três semi-ciclos de seno, característica essa que comprova o que foi previsto na equação (2.7(a)).

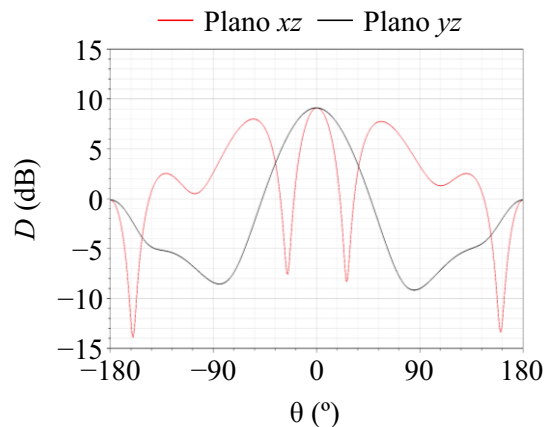
Figura 2.2 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 1.



Fonte: o Autor

A Figura 2.3 apresenta o comportamento de diagrama de irradiação de diretividade da antena do modelo 1 para a frequência de 4,44 GHz. Analisaram-se os planos xz (variando θ com $\varphi = 0^\circ$) e planos yz (variando θ com $\varphi = 90^\circ$), em que se observa $D \cong 9,1$ dB na direção de máxima irradiação e SLL $\cong 1,4$ dB. Esse comportamento comprova o que foi enunciado nas seções 2.2.2 e 2.2.3.

Figura 2.3 – Diagrama de irradiação de diretividade da MPA do modelo 1.



Fonte: o Autor

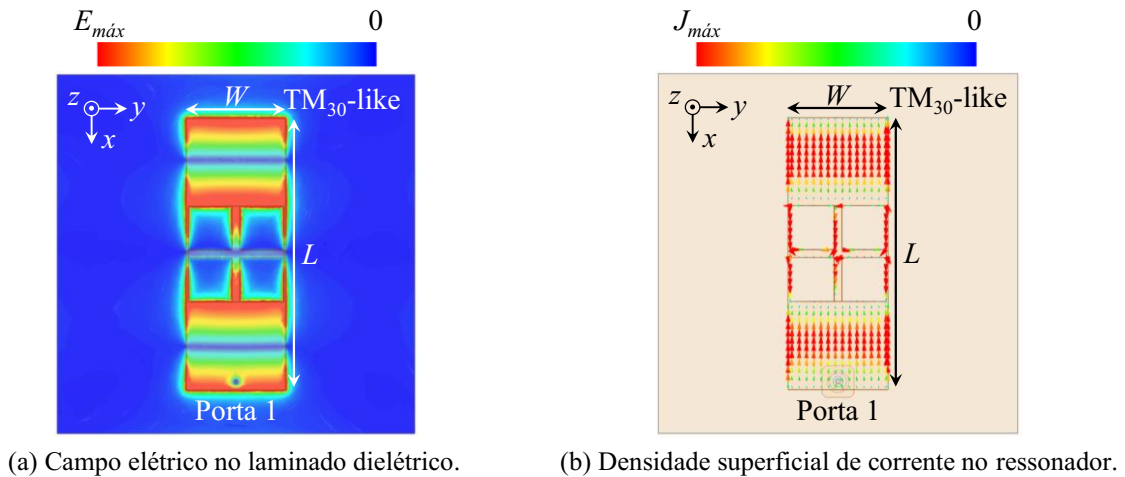
2.3.2 Princípio de operação do modelo 2

O modelo 2, ilustrado na Figura 2.1(b) e com valor de variáveis também apresentadas na Tabela 2.1, é uma MPA retangular projetada para operar no modo TM_{30} com inserção de

fendas no elemento ressonador para melhorar o comportamento da SLL. É importante destacar antes de qualquer análise que, conforme importantes trabalhos encontrados na literatura [14] [24], a inserção das fendas no ressonador desloca os valores de f_r . Sendo assim, o modelo 2 não opera na mesma frequência que o modelo 1. Outro fato relevante é que como a partir desse modelo tem-se a operação no modo TM_{30} com geometria modificada (não convencional) adota-se o termo TM_{30} -like [25].

A Figura 2.4 apresenta a análise de modo da MPA do modelo 2 que possui $f_r \cong 4,38$ GHz. Na Figura 2.4(a) tem-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico, em que se observa três semi-ciclos de cosseno, e na Figura 2.4(b) tem-se a distribuição de densidade superficial de corrente no elemento ressonador, em que se observa três semi-ciclos de seno. Destaca-se que na presença das fendas ocorre uma modificação (perturbação) no semi-ciclo central, de modo que corrente se desloca apenas pelo centro e pelas bordas do ressonador. Nessa situação, a antenna passa a se comportar de forma semelhante a uma rede de duas MPAs operando no modo TM_{10} (em que há apenas um semi-ciclo de cosseno para E e um semi-ciclo de seno para J), separadas de proximamente $\lambda_g/2$.

Figura 2.4 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 2.

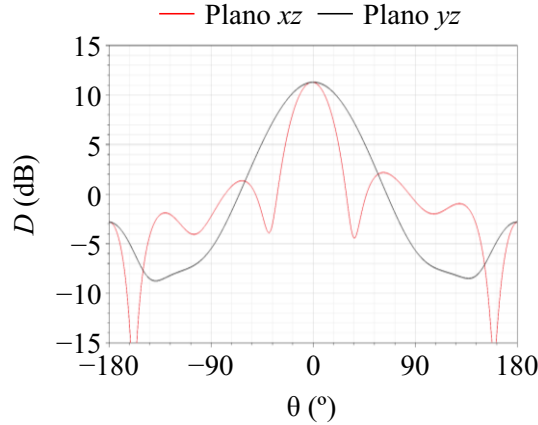


Fonte: o Autor

Para a antenna se comportando de forma semelhante a uma rede de duas MPAs, operando no modo TM_{10} separadas de proximamente $\lambda_g/2$, tem-se uma melhora significativa em D e na SLL. Isso é observado na Figura 2.5, em que $D \cong 11,28$ dB na direção de máxima irradiação e $SLL \cong 9,11$ dB. Tal comportamento é justificado pelo conceito de redes de antenas, no qual tem-se que a distância de $\lambda_g/2$ garante à soma construtiva dos campos irradiados [9]. Nessa situação, como tem-se “duas antenas irradiando” a diretividade da rede é cerca de 3 dB maior que a diretividade de uma antenna trabalhando de forma isolada. Isso valida o que já foi

mentionado na seção 2.2.3, onde discutiu-se a diretividade de uma MPA, chegando à conclusão de que no modo TM_{10} tem-se valores na ordem 7dB ~ 8dB.

Figura 2.5 – Diagrama de irradiação de diretividade da MPA do modelo 2.



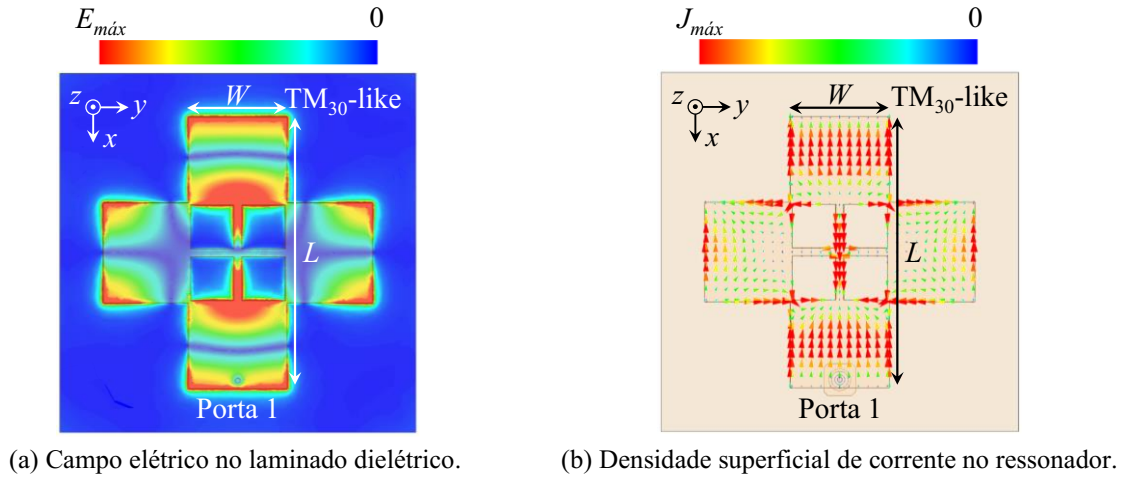
Fonte: o Autor

2.3.3 Princípio de operação do modelo 3

O modelo 3, ilustrado na Figura 2.1(c) e com valor de variáveis também apresentadas na Tabela 2.1, é uma MPA projetada para operar no modo TM_{30} com inserção de fendas no elemento ressonador e adição de outro elemento ressonador de maneira ortogonal ao já existente. Esse segundo ressonador trabalha como um parasita que compartilha da distribuição de modo do primeiro. Dessa maneira, a geometria passa a se comportar de forma semelhante a uma rede planar quase 2×2 de MPAs TM_{10} , com elementos separados de proximamente $\lambda_g/2$. Destaca-se que a adição do ressonador parasita também desloca os valores de f_r e, assim, o modelo 3 não opera na mesma frequência que o modelo 2.

A Figura 2.6 apresenta a análise de modo da MPA do modelo 3 que possui $f_r \cong 4,8$ GHz. Na Figura 2.6(a) tem-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico e na Figura 2.6(b) tem-se a distribuição de densidade superficial de corrente no elemento ressonador. Observa-se que no primeiro elemento ressonador o comportamento é similar ao observado no modelo 2. Entretanto, há também a excitação do segundo ressonador, em que em cada extremidade tem-se a faturação de um modo quase TM_{10} . Na realidade, esse segundo elemento se comporta como tendo quase a metade de um modo TM_{10} em cada extremidade.

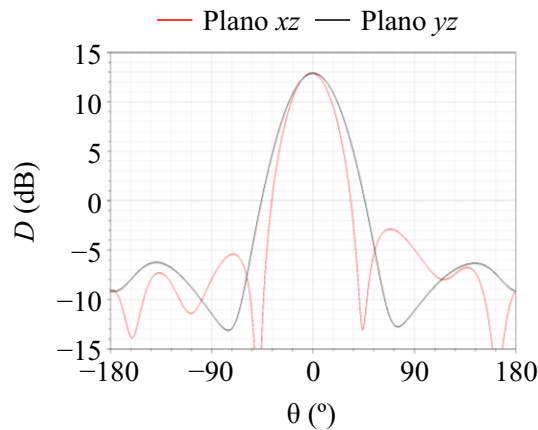
Figura 2.6 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 3.



Fonte: o Autor

Como o modelo 3 se comporta de forma semelhante a uma rede planar quase 2×2 de MPAs TM_{10} separadas de proximamente $\lambda_g/2$ e, assim, tem-se uma novamente melhora em D e na SLL. Isso é observado na Figura 2.7, em que $D \cong 12,88$ dB na direção de máxima irradiação e $SLL \cong 15,75$ dB. Destaca-se que o aumento em D não foi na ordem de 3 dB visto que “as MPAs” dispostas em y são tem distribuição de modo perfeitamente semelhante ao TM_{10} , contribuindo menos para a irradiação total. Todavia, há uma melhora significativa na SLL, pois, esse elemento parasita ajuda a reduzir o efeito do semi-ciclo de corrente em contra-fase existente no centro do ressonador.

Figura 2.7 – Diagrama de irradiação de diretividade da MPA do modelo 3.



Fonte: o Autor

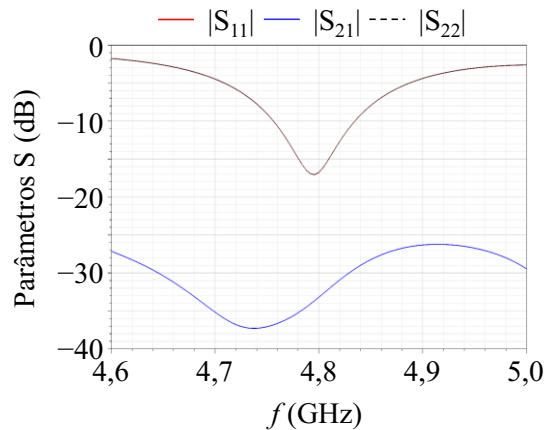
2.3.4 Princípio de operação do modelo 4

O modelo 4, ilustrado na Figura 2.1(d) e com valor de variáveis também apresentadas na Tabela 2.1, é uma MPA projetada para operar no modo TM_{30} com inserção de uma segunda

porta de alimentação no elemento ressonador parasita do modelo 3. Assim, a MPA opera de forma análoga ao modelo 3 caso a Porta 1 seja excitada e, trabalha de maneira similar, porém, com polarização na direção y se Porta 2 for excitada.

O modelo 4 é a geometria final apresentada em [3], de forma que se deve ter informações mais detalhadas sobre ele. Uma primeira análise primordial é a resposta em frequência dos parâmetros S , conforme apresentado na Figura 2.8. Sabendo que a MPA possui duas portas de alimentação, estuda-se dois coeficientes de reflexão, $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$, e um coeficiente de acoplamento entre portas $|S_{21}|$. Como a antena é simétrica, tem-se $|S_{11}|$ igual ao $|S_{22}|$, em que se observa a largura de faixa para o coeficiente de reflexão menor ou igual -10 dB de 4,76 a 4,84 GHz, o que representa uma banda percentual de 1,67% da frequência central de operação. Para o acoplamento, tem-se $|S_{21}| < -25$ dB em toda a banda, o que indica alta isolamento entre as portas, o que é algo desejável.

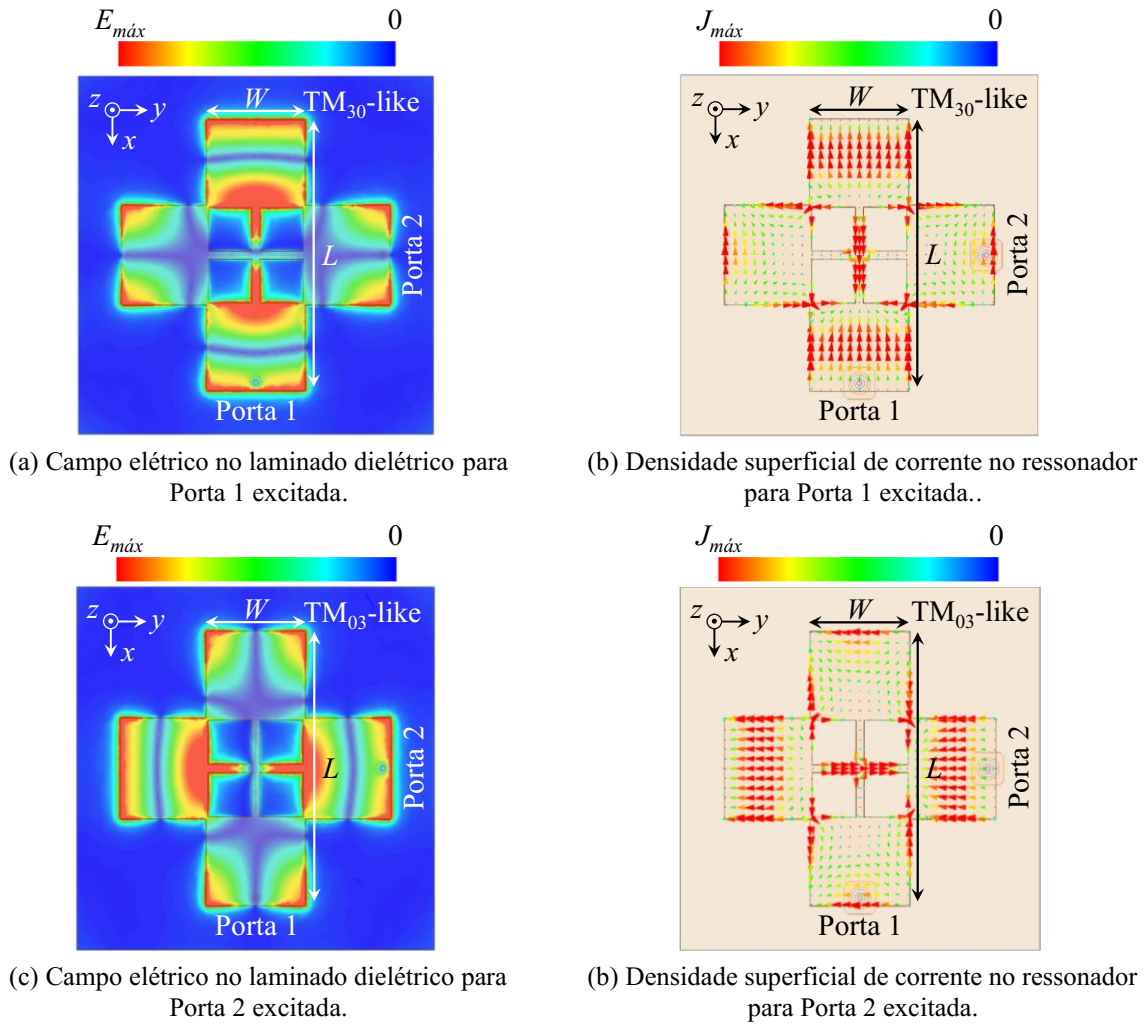
Figura 2.8 – Resposta em frequência dos parâmetros S da MPA do modelo 4.



Fonte: o Autor

A Figura 2.9 apresenta a análise de modo da MPA do modelo 4 que possui $f_r \cong 4,8$ GHz, com a curva de casamento de impedância acima (sobreposição dos coeficientes de reflexão $|S_{11}|$ e $|S_{22}|$) e a curva de isolamento abaixo ($|S_{21}|$). Nas Figuras 2.9(a) e (c) tem-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico e nas Figuras 2.9(b) e (d) tem-se a distribuição de densidade superficial de corrente no elemento ressonador. Observa-se que a antena possui comportamento semelhante ao do modelo 3, sendo que já é visualizado (pela orientação de J) a mudança de polarização ao alterar a porta de alimentação.

Figura 2.9 – Análise do modo de operação da MPA do modelo 4.

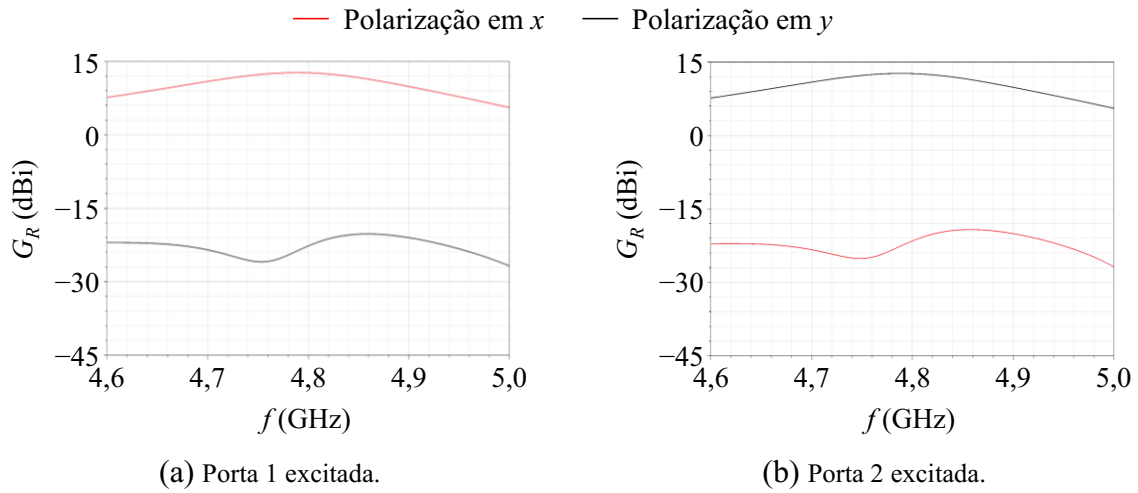


Fonte: o Autor

No modelo 4, por ser a geometria final apresentada em [3], tem-se o ajuste do projeto da posição da alimentação para obter casamento de impedâncias. Assim, não há mais necessidade de apresentar valores de diretividade ($D = 12,85$ dB para o modelo 4, muito próximo do modelo 3), podendo discutir ganho realizável no que diz respeito aos parâmetros de irradiação.

A Figura 2.10 apresenta a resposta em frequência do ganho realizável na direção de máxima irradiação para o modelo 4. Para tal, tem-se as análises de polarização direta e cruzada quando a MPA é excitada na Porta 1 (Figura 2.10(a)) ou na Porta 2 (Figura 2.10(b)). Observa-se que ao trocar as portas tem-se à inversão das polarizações diretas e cruzadas, mantendo $XPD > 30$ dB na banda de operação. Tal comportamento é visto como ótimo para que a antena possa trabalhar em dupla polarização, garantindo que ocorra interferência desprezível entre os sinais aplicados em cada porta.

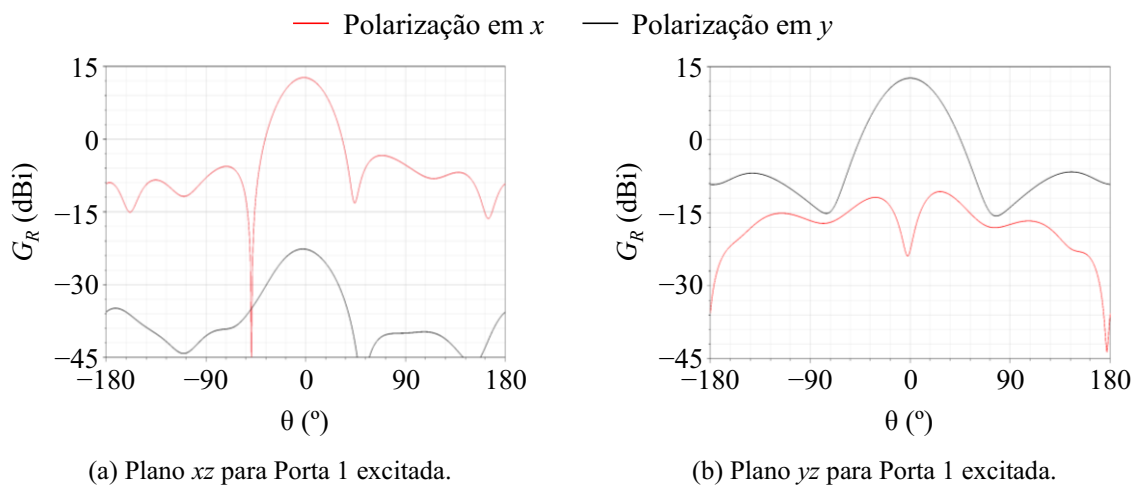
Figura 2.10 – Resposta em frequência do ganho realizável da MPA do modelo 4.

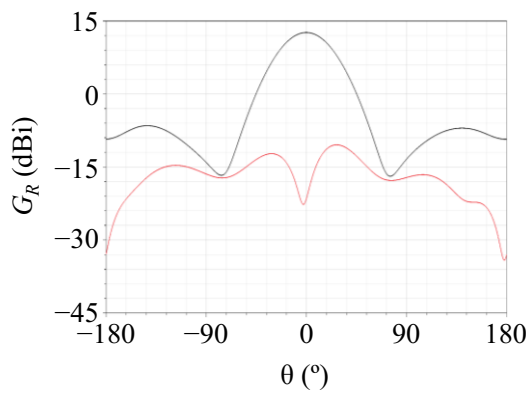
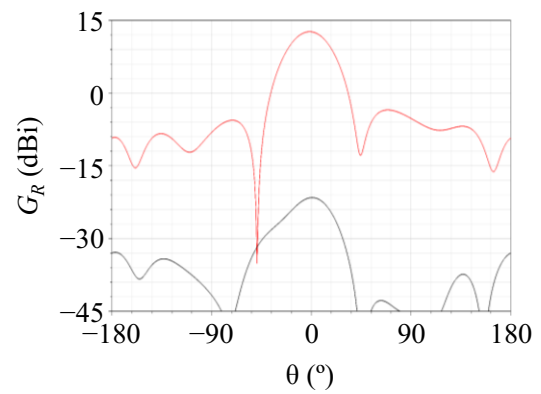


Fonte: o Autor

A Figura 2.11 apresenta o comportamento dos diagramas de irradiação de ganho realizável na direção de máxima irradiação para o modelo 4 em 4,8 GHz. Para tal, tem-se as análises de polarização direta e cruzada quando a MPA nos planos xz e yz é excitada na Porta 1 (Figura 2.11(a) e (c)) ou na Porta 2 (Figura 2.11(b) e (d)). Novamente, observa-se se que ao trocar as portas tem-se à inversão das polarizações diretas e cruzadas, mantendo $XPD > 30$ dB. Tem-se também que $G_R \cong 12,7$ dBi na direção de máxima irradiação e $SLL \cong 19,77$ dB. Assim, pode-se concluir que antena apresentada em [3] possui excelente desempenho em termos de alto ganho, rejeição de polarização e relação entre lóbulo principal e secundários.

Figura 2.11 – Diagrama de irradiação de ganho realizável da MPA do modelo 4.



(c) Plano xz para Porta 2 excitada.(d) Plano yz para Porta 2 excitada.

Fonte: o Autor

2.4 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os fundamentos teóricos necessários para o projeto da antena proposta nesse trabalho. Assim, o desenvolvimento realizado no Capítulo 3 tem como ponto de partir toda à apresentação descrita nessa parte do projeto final de curso. Por esse motivo, analisou-se de modo detalhista a antena do artigo de referência principal.

Capítulo 3

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste Capítulo são discutidos os estudos e os resultados numéricos obtidos para a antena de microfita com alto ganho e polarização dupla desenvolvida neste trabalho. Esse capítulo apresenta os detalhes mais relevantes relacionados ao desenvolvimento desse projeto final de curso.

3.1 Considerações iniciais

Com base nos fundamentos teóricos descritos no Capítulo 2, usando o modelo 4 como base, é possível realizar o reprojeto da antena proposta para operar na faixa de frequência no entorno de 3,5 GHz, que será considerada então como o modelo 5. Assim, subdividiu-se esse desenvolvimento em duas partes, em que a primeira é o reprojeto baseado na parametrização da geometria e a segunda parte é a otimização numérica dos valores das variáveis que compõem a antena, tendo em vista adequar as dimensões aos resultados esperados.

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

Utilizou-se a estratégia de parametrizar as variáveis que compõem a geometria da antena em função de L para reprojeto a antena para operar na faixa de frequência no entorno de 3,5 GHz. Isso é possível, pois, como apresentado na Seção 2.2, para a operação no modo TM₃₀-like o comprimento do elemento ressonador é o principal responsável pela frequência de ressonância. Assim, partindo dos valores das variáveis que compõem a antena apresentada em [3], conforme apresentado na Tabela 2.1, pode-se escrever $W = 0,368L$, $L_d = 1,324L$, $W_d = 1,324L$, $d = 0,471L$, $S = 0,353L$, $W_s = 0,0294L$ e $W_2 = (L - W)/2 = 0,316L$.

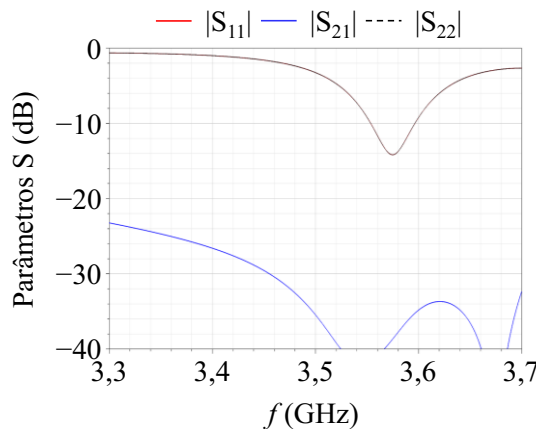
Como a geometria não é um modelo clássico que possui um equacionamento específico, para calcular o novo valor de L adotou-se a técnica de cálculo a partir da proporcionalidade em comparação a uma antena convencional operando no modo fundamental (TM₁₀). Para isso, sabendo que a antena apresentada em [3] foi projetada no substrato dielétrico com $\epsilon_r = 2,2$, $\tan(\delta) = 0,0007$ e $h = 1,5$ mm, resultando em $L = 68$ mm e $W = 25$ mm, tem-se a operação no modo TM₁₀ (conforme a teoria apresentada na Seção 2.2) em $f_{\text{TM10}} \cong 1,5$ GHz. Como a antena apresentada em [3] opera no entorno de $f_{\text{TM30-like}} \cong 4,8$ GHz, tem-se a relação $f_{\text{TM30-like}}/f_{\text{TM30}} \cong 3,2$. Assim, como deseja-se reprojeto a antena para operar no entorno de 3,5 GHz,

deve-se calcular o L para o modo fundamental ser aproximadamente 1,09 GHz. Dessa forma, chega-se à $L \cong 91,63$ mm e, conseqüentemente, $W \cong 33,72$ mm, $L_d \cong 121,32$ mm, $W_d \cong 121,32$ mm, $d \cong 43,16$ mm, $S \cong 32,35$ mm, $W_s \cong 2,69$ mm e $W_2 \cong 28,95$ mm. Então, com o valor das variáveis definidas, analisou-se a nova geometria no simulador Ansys Electronics Desktop, utilizando o método de elementos finitos no módulo de simulação HFSS.

A Figura 3.1 apresenta a análise dos parâmetros S da antenna reprojeta. Nota-se primeiramente, observando o $|S_{11}|$, que a operação está deslocada para o torno de 3,57 GHz. Acredita-se que isso ocorreu devido a forma aproximada de proceder o reprojeto. Entretanto, mesmo com esse resultado acredita-se que a técnica obteve êxito, visto que a operação ocorre muito próximo do esperado. Nesse caso, observa-se a largura de faixa para o $|S_{11}| \leq -10$ dB de 3,55 a 3,60 GHz, o que representa uma banda percentual de 1,40% da frequência central de operação. Além disso, tem-se $|S_{21}| < -30$ dB em toda a banda, o que indica alta isolamento entre as portas.

Comparando a Bw , nota-se que a antenna reprojeta apresenta uma largura de faixa menor que a antenna apresentada em [3]. Destaca-se que a Bw tem relação direta com a relação h/λ_o [9]. Nas duas antenas tem-se o mesmo h e, no reprojeto o λ_o é maior, pois, a frequência de operação é menor. Então, essa redução na Bw já era esperada, de maneira que para corrigi-la em um possível trabalho futuro sugere-se a troca do dielétrico pelo mesmo material, mas com espessura maior.

Figura 3.1 – Resposta em frequência dos parâmetros S da MPA do modelo 5.

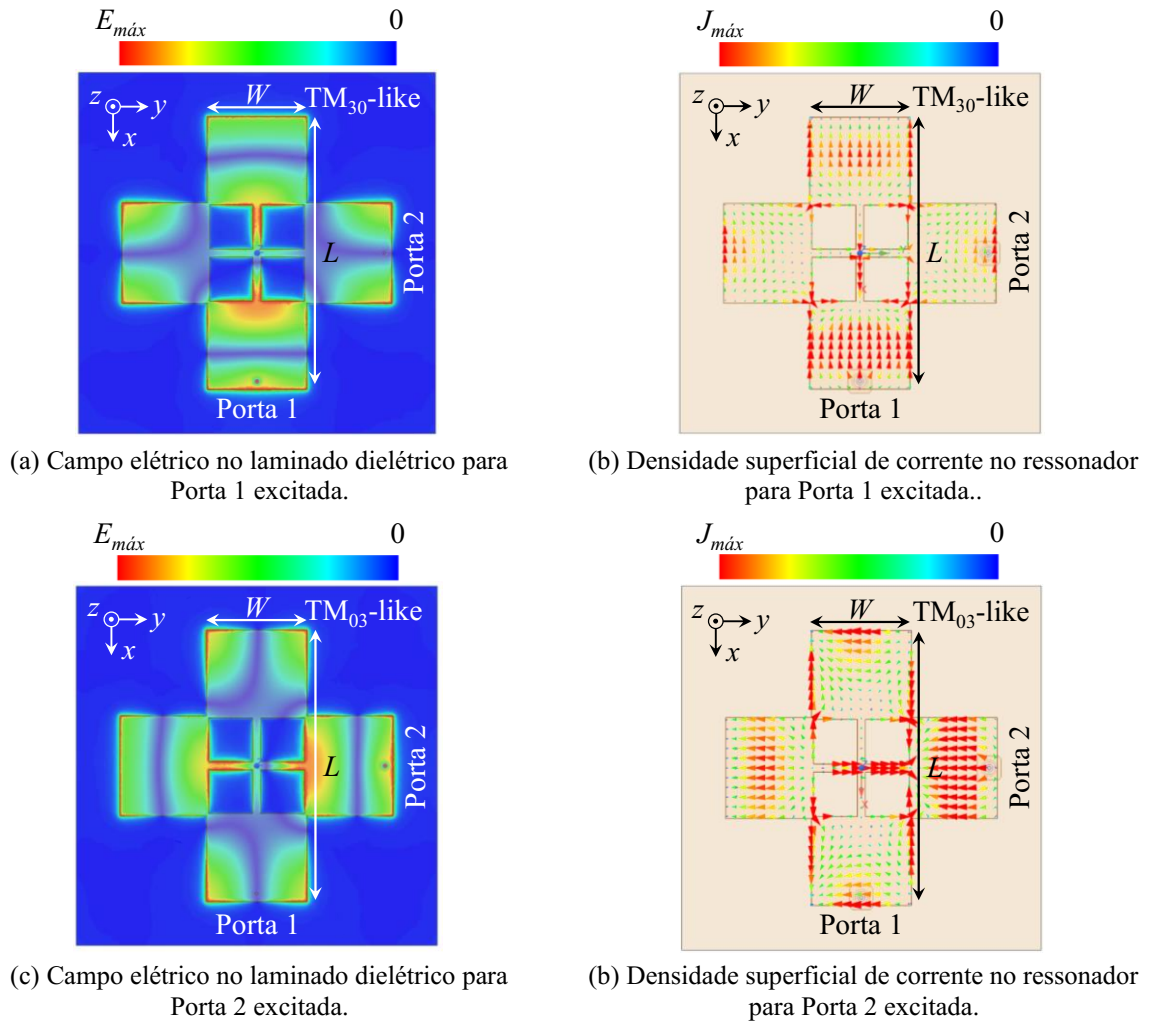


Fonte: o Autor

A Figura 3.2 apresenta a análise de modo da MPA reprojeta para a frequência de melhor casamento de impedâncias, $f_r \cong 3,57$ GHz, novamente com curvas de casamento de impedância e isolamento. Nas Figuras 3.2(a) e (c) tem-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico e nas Figuras 3.2(b) e (d) tem-se a distribuição de densidade superficial de

corrente no elemento ressonador. Destaca-se que para a Porta 1 alimentada, tem-se a operação em polarização linear na direção x , enquanto a polarização linear na direção y é observada quando a Porta 2 é alimentada. Observa-se que a antena possui comportamento semelhante ao modelo 4 apresentado em [3], de maneira que pode-se concluir que o reprojeto teve êxito na operação em polarização dupla pela análise de modo.

Figura 3.2 – Análise do modo de operação da MPA reprojeta.

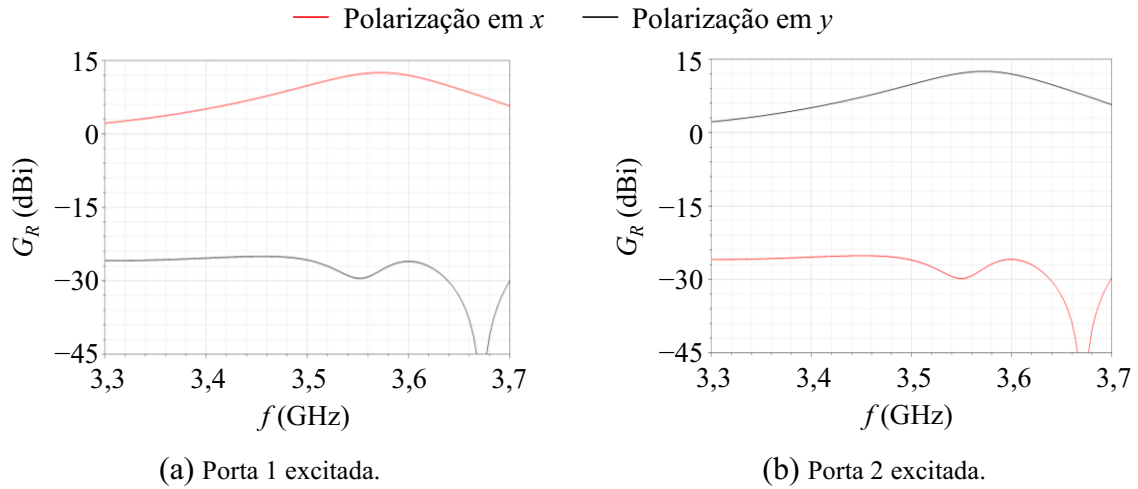


Fonte: o Autor

A Figura 3.3 apresenta a resposta em frequência do ganho realizável na direção de máxima irradiação para a MPA reprojeta. Para tal, assim como já feito para a antena apresentada em [3], tem-se as análises de polarização direta e cruzada quando a MPA é excitada na Porta 1 (Figura 3.3(a)) ou na Porta 2 (Figura 3.3(b)). Observa-se que ao trocar a porta que está excitada tem-se à inversão das polarizações diretas e cruzadas. Entretanto, em ambos os casos é observada $XPD > 30$ dB na banda de operação, valor esse que assume 39,32 dB em 3,57 GHz. Tal comportamento comprova o ótimo funcionamento da antena em termos de

operação em dupla polarização. Assim, atesta-se outra vez o êxito do reprojeto, agora em relação à discriminação de polarização cruzada.

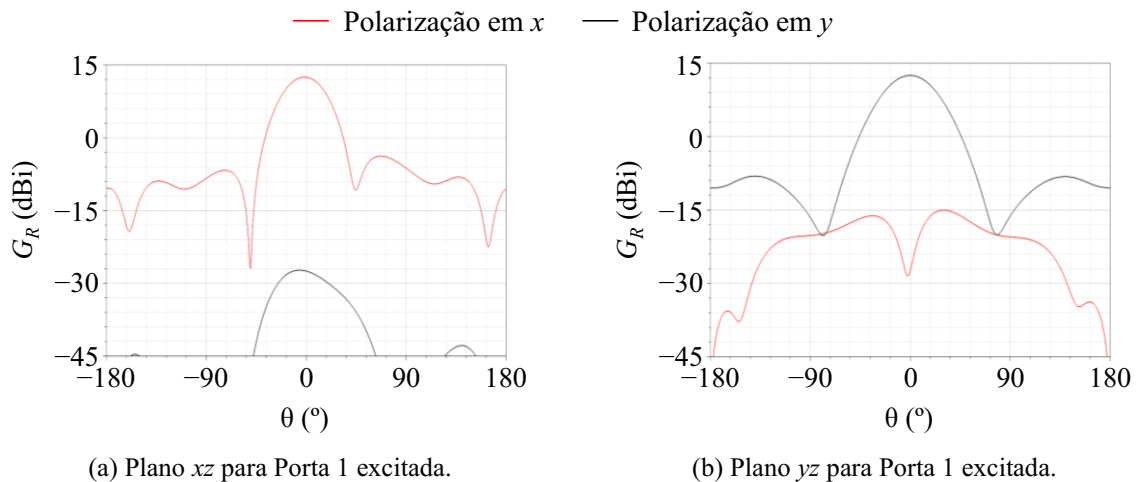
Figura 3.3 – Resposta em frequência do ganho realizável da MPA reprojeta.

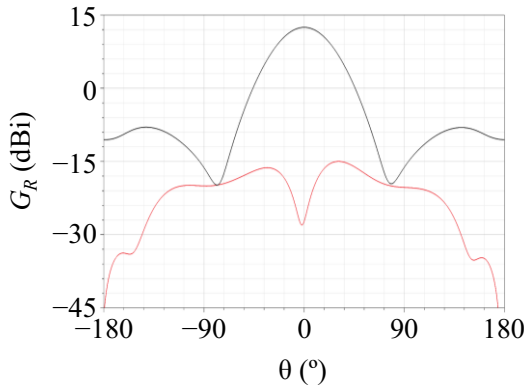


Fonte: o Autor

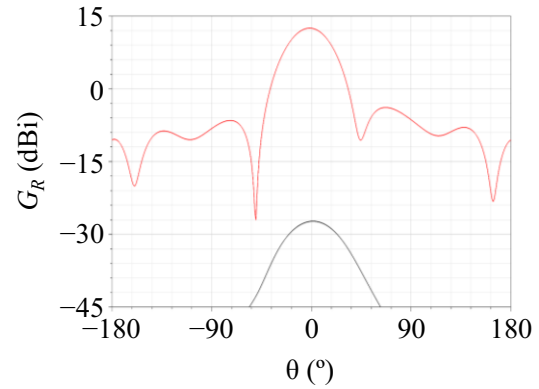
A Figura 3.4 apresenta os diagramas de irradiação de ganho realizável na direção de máxima irradiação para a antenna reprojeta na frequência de 3,57 GHz. Para tal, tem-se as análises de polarização direta e cruzada quando a MPA nos planos xz e yz é excitada na Porta 1 (Figura 3.4(a) e (c)) ou na Porta 2 (Figura 3.4(b) e (d)). Novamente, observa-se que ao trocar a porta que está alimentada tem-se à inversão das polarizações diretas e cruzadas, mantendo $XPD > 39$ dB. Além disso, tem-se $G_R \cong 12,46$ dBi na direção de máxima irradiação e $SLL \cong 16,77$ dB. Assim, é visto que a antenna também possui comportamento semelhante à MPA apresentada em [3] nesses parâmetros, de maneira que se pode atestar que o reprojeto teve êxito na operação em polarização dupla com alto ganho e baixo nível de lóbulos laterais.

Figura 3.4 – Diagrama de irradiação de ganho realizável da MPA reprojeta.





(c) Plano xz para Porta 2 excitada.



(d) Plano yz para Porta 2 excitada.

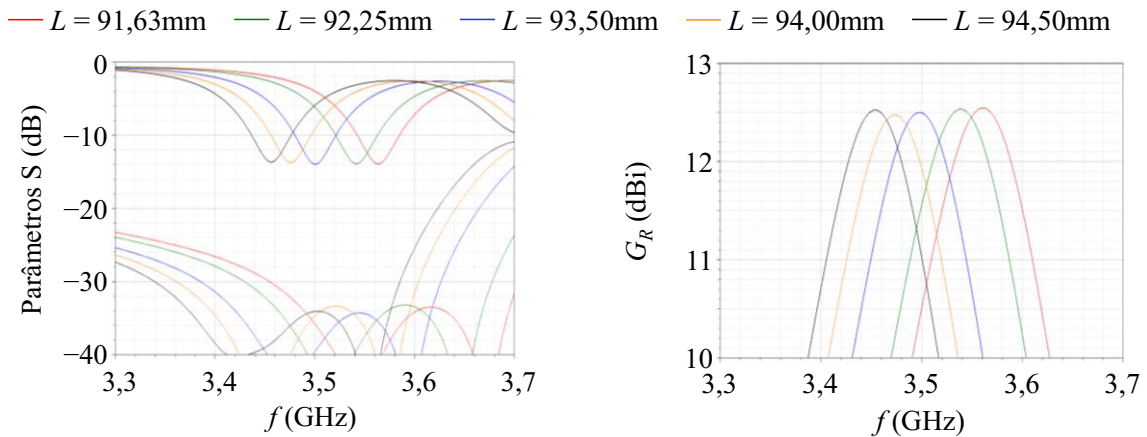
Fonte: o Autor

3.3 Estudo da antena MPA reprojetada em relação a variável L

A Seção 3.2 atestou em diferentes análises o êxito de reprojeito da antena proposta. Entretanto, tendo em vista o desejo de que a antena opere de forma centrada em 3,5 GHz, realizou-se um estudo com o objetivo de deslocar a operação para o entorno de 3,5 GHz. Para isso, tendo em vista os conceitos apresentados na Seção 2.2, estudou-se o incremento de L mantendo a parametrização das variáveis apresentada na seção anterior.

A Figura 3.5 apresenta a resposta em frequência dos parâmetros S e do ganho realizável na direção de máxima irradiação em função do incremento de L . Observa-se que à medida que L aumenta, a operação é deslocada para frequências menores. Destaca-se que para $L \cong 93,5$ mm, tem-se a operação centrada em 3,5 GHz, sendo essa a condição definida para esse ponto do projeto. Nesse caso, para 3,5 GHz tem-se $|S_{11}| \cong -14$ dB e $G_R \cong 12,5$ dBi.

Figura 3.5 – Resposta em frequência do estudo da MPA reprojetada em relação a variável L .



(a) Coeficiente de reflexão S_{11} .

(b) Ganho realizável.

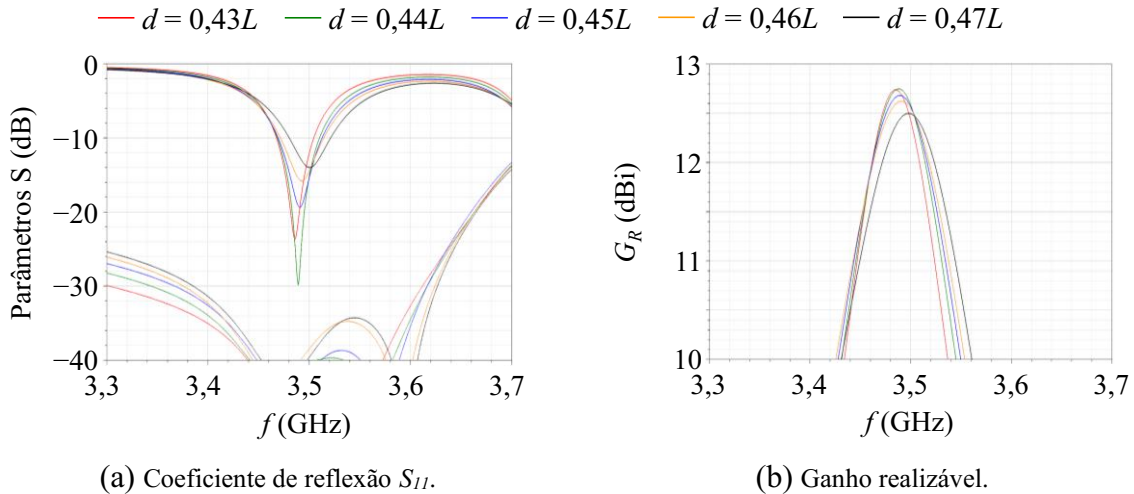
Fonte: o Autor

3.4 Estudo da antena MPA reprojetada em relação a variável d

A Seção 3.3 demonstrou o êxito em deslocar a operação da MPA reprojetada para o entorno de 3,5 GHz. Entretanto, destaca-se que apesar da antena já ter a operação desejada, o casamento de impedâncias ainda pode ser melhorado, visto que na frequência de melhor casamento de impedância tem-se $|S_{11}| \cong -14$ dB. Então, sabendo que a posição da alimentação controla o casamento de impedâncias [9], propôs-se um novo estudo para encontrar uma relação entre d e L que leve a antena a ter um melhor casamento de impedâncias. Entretanto, é importante destacar que a parametrização das demais variáveis de projeto se manteve inalterada.

A Figura 3.6 apresenta a resposta em frequência dos parâmetros S e do ganho realizável na direção de máxima irradiação em relação à d que está escrito em função de L . Observa-se que à medida que o fator multiplicativo entre L e d diminui, o casamento de impedâncias melhora. Entretanto, isso ocorre até ter $d = 0,44L$, sendo que a partir desse ponto o casamento de impedâncias volta a piorar. Destaca-se que para $d = 0,44L$, tem-se $|S_{11}| \cong -30$ dB, o que significa uma melhora considerável no casamento de impedâncias. Todavia, isso levou a um leve deslocamento na operação da MPA, que nesse caso tem o melhor casamento em 3,489 GHz, onde se observa $G_R \cong 12,75$ dBi.

Figura 3.6 – Resposta em frequência do estudo da MPA reprojetada em relação a variável d .



Fonte: o Autor

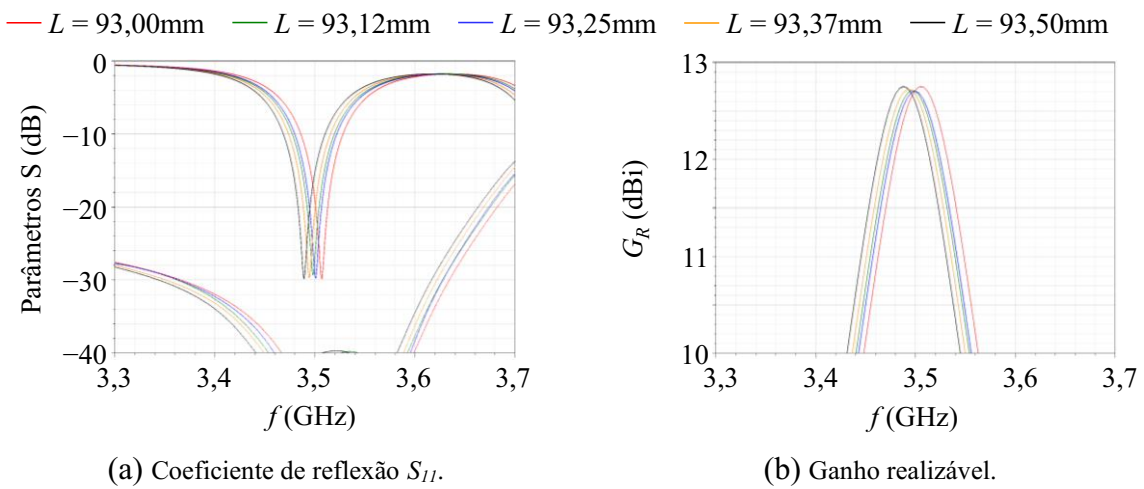
3.5 Segundo estudo da antena MPA reprojetada em relação a variável L

A Seção 3.4 apresentou um estudo eficiente para melhorar o casamento de impedâncias, contudo, para a melhor condição ($d = 0,44L$) tem-se a operação da antena levemente deslocada para frequências inferiores à 3,5 GHz. Assim, seguindo a mesma analogia da Seção 3.3,

estudou-se a redução de L (mantendo a parametrização das variáveis apresentada na seção anterior e com $d = 0,44L$) para novamente centralizar a operação em 3,5 GHz.

A Figura 3.7 apresenta a resposta em frequência dos parâmetros S e do ganho realizável na direção de máxima irradiação em função do segundo estudo relacionado ao valor de L . Observa-se que, à medida que L diminui, a operação é deslocada para frequências maiores, mantendo o casamento de impedâncias desejado. Destaca-se que para $L \cong 93,25$ mm, tem-se a operação novamente centrada em 3,5 GHz, sendo essa a condição definida para a situação final do projeto. Nesse caso, para 3,5 GHz tem-se $|S_{11}| \cong -30$ dB e $G_R \cong 12,7$ dBi.

Figura 3.7 – Resposta em frequência do segundo estudo da MPA reprojeta em relação a variável L .



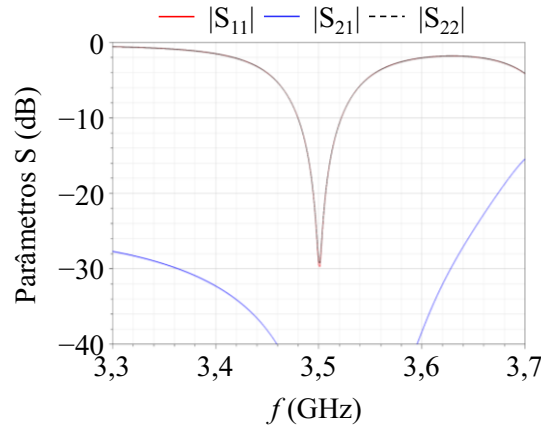
Fonte: o Autor

3.6 Modelo final

Com os estudos realizados nas Seções 3.3, 3.4 e 3.5 chegou-se aos valores das variáveis da antena proposta que levam aos resultados desejados. Assim, tem-se $L \cong 93,25$ mm e, conseqüentemente, $W \cong 34,32$ mm, $L_d \cong 123,46$ mm, $W_d \cong 123,46$ mm, $d \cong 41,03$ mm, $S \cong 32,92$ mm, $W_s \cong 2,74$ mm e $W_2 \cong 29,47$ mm. Dessa forma, é possível realizar uma análise mais detalhada dos resultados da antena com essas dimensões.

A Figura 3.8 apresenta a análise dos parâmetros S do modelo final da MPA reprojeta. Observa-se a largura de faixa para o $|S_{11}| \leq -10$ dB de 3,48 a 3,52 GHz, o que representa uma banda percentual de 1,14% da frequência central de operação. Além disso, tem-se $|S_{21}| < -40$ dB em toda a banda, o que indica alta isolamento entre as portas. Assim, pode-se concluir que o modelo final da antena reprojeta apresenta excelente resultados em relação a parâmetros S.

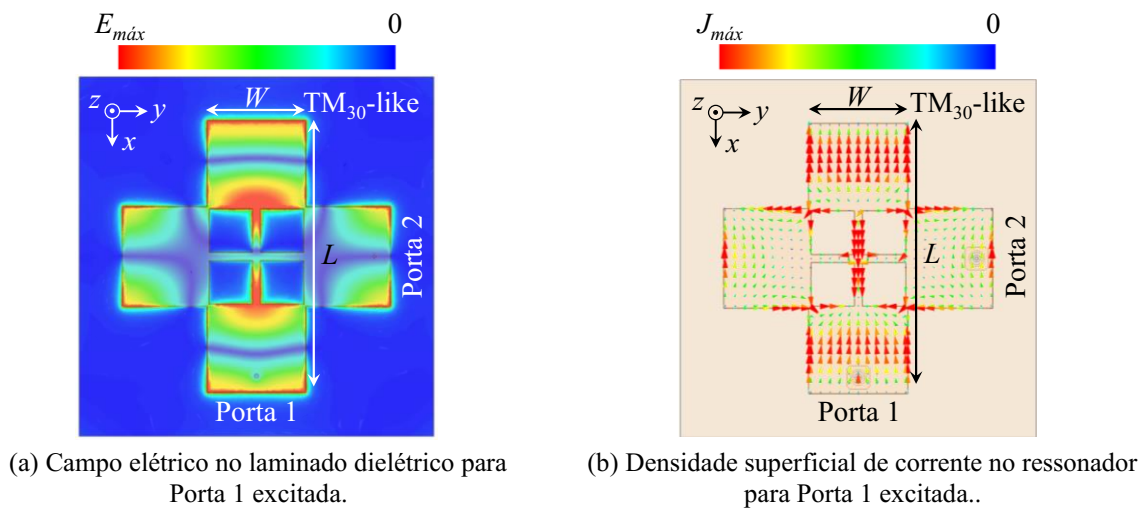
Figura 3.8 – Resposta em frequência dos parâmetros S do modelo final MPA reprojeta.

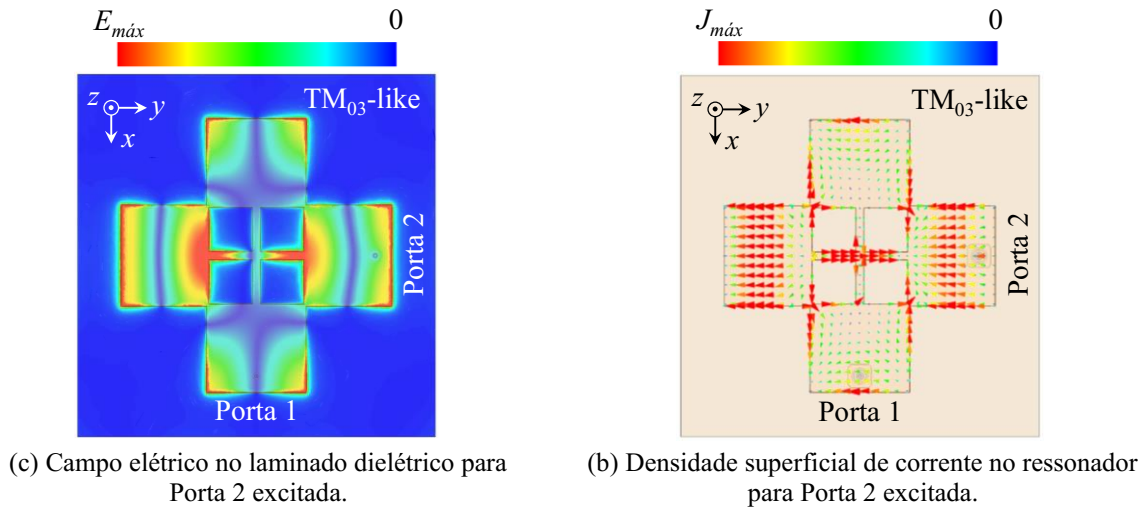


Fonte: o Autor

A Figura 3.9 apresenta a análise de modo do modelo final da MPA reprojeta para $f_r \cong 3,5$ GHz. Nas Figuras 3.9(a) e (c) tem-se a distribuição de campo elétrico no laminado dielétrico e nas Figuras 3.9(b) e (d) tem-se a distribuição de densidade superficial de corrente no elemento ressonador. Destaca-se que, como esperado, pelas análises anteriores, para a Porta 1 alimentada tem-se a operação em polarização linear na direção x , enquanto a polarização linear na direção y é observada quando a Porta 2 é alimentada. Assim, pode-se concluir que o modelo final da antena reprojeta também apresenta excelente resultados em relação a distribuição de modos.

Figura 3.9 – Análise do modo de operação do modelo final MPA reprojeta.

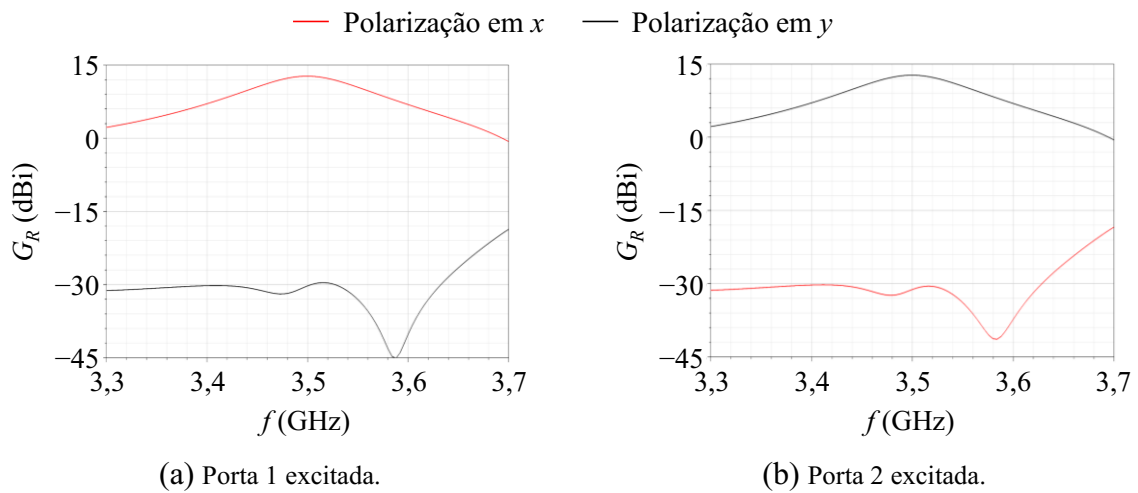




Fonte: o Autor

A Figura 3.10 apresenta a resposta em frequência do ganho realizável na direção de máxima irradiação do modelo final da MPA reprojetada. Para tal, tem-se as análises de polarização direta e cruzada quando a MPA é excitada na Porta 1 (Figura 3.10(a)) ou na Porta 2 (Figura 3.10(b)). Observa-se, como esperado, que ao trocar a porta que está excitada tem-se à inversão das polarizações diretas e cruzadas, sendo que em ambos os casos é observada $XPD > 40$ dB na banda de operação, valor esse que assume 42,98 dB em 3,5 GHz. Tal comportamento comprova o ótimo funcionamento da antena em termos de operação em dupla polarização, de maneira que se pode concluir que o modelo final da antena reprojetada também apresenta excelente resultados em relação discriminação de polarização cruzada.

Figura 3.10 – Resposta em frequência do ganho realizável do modelo final MPA reprojetada.

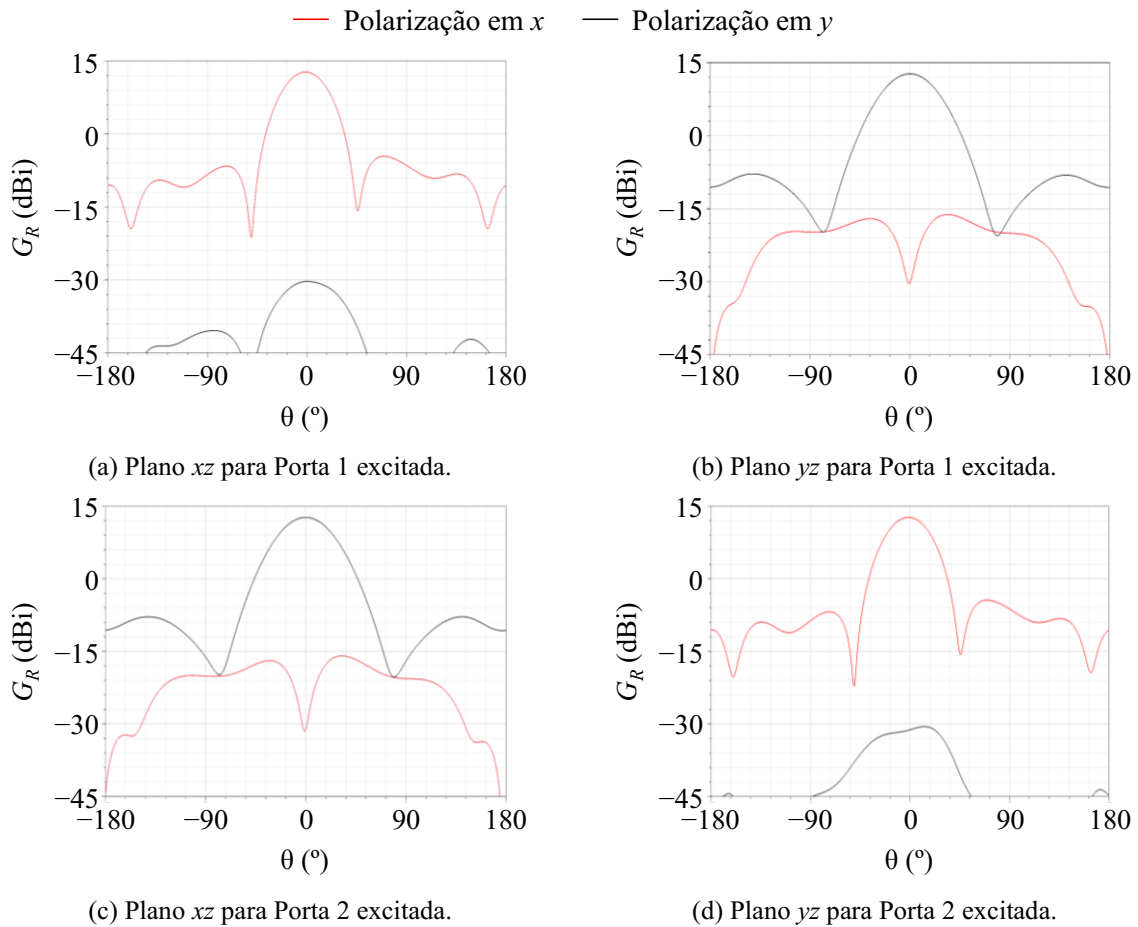


Fonte: o Autor

A Figura 3.11 apresenta os diagramas de irradiação de ganho realizável na direção de máxima irradiação do modelo final da MPA reprojetada na frequência de 3,5 GHz. Para tal,

tem-se as análises de polarização direta e cruzada quando a MPA nos planos xz e yz é excitada na Porta 1 (Figura 3.11(a) e (c)) ou na Porta 2 (Figura 3.11(b) e (d)). Como esperado, observa-se que ao trocar a porta que está alimentada tem-se à inversão das polarizações diretas e cruzadas, mantendo $XPD > 42$ dB. Além disso, tem-se $G_R \cong 12,7$ dBi na direção de máxima irradiação e $SLL \cong 17,28$ dB. Assim, pode-se concluir que o modelo final da antena reprojetada também apresenta excelentes resultados em relação a operação em polarização dupla com alto ganho e baixo nível de lóbulos laterais.

Figura 3.11 – Diagrama de irradiação de ganho realizável do modelo final MPA reprojetada.



Fonte: o Autor

3.7 Considerações finais

Neste capítulo, foram apresentados e discutidos os resultados e análises de simulação da antena proposta para este projeto final de curso. Além de confirmar a proposta inicialmente prevista, tem-se a apresentação de uma metodologia que pode ser aplicada para reprojetar essa antena para outras condições, como outros substratos dielétricos ou outras faixas de operação.

Para sintetizar e atestar que o reprojeto atendeu as especificações esperadas, é apresentado um estudo comparativo na Tabela 3.1. Primeiramente, destaca-se que as métricas a serem alcançadas são baseadas nos resultados apresentados em [3]. Nesse caso, tem-se a análise em termos de diretividade, ganho realizável, largura de faixa, relação entre lóbulo principal e secundários, isolamento e discriminação de polarização cruzada. Observa-se que a antena proposta tem muita similaridade com a do artigo de referência, destacando que em parâmetros extremamente importantes como G_R , isolamento e XDP, o modelo final apresenta é superior ao artigo base.

Tabela 3.1 – Estudo comparativo entre o artigo de referência principal e o modelo final reprojeto.

Modelo	Características					
	D (dB)	G_R (dBi)	Bw (%)	SLL (dB)	Isolação (dB)	XPD (dB)
Artigo	12,85	12,61	1,67	19,67	33,18	34,17
Reprojeto	13,00	12,70	1,14	17,28	46,88	42,98

Capítulo 4

CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

Neste Capítulo são apresentadas as conclusões e possíveis trabalhos futuros que podem ser realizados a partir desse trabalho.

4.1 Conclusões

Neste projeto final de curso foi apresentado o desenvolvimento de uma antena de microfita com polarização dupla e de alto ganho, capaz de operar em aplicações do 5G na faixa de frequências no entorno de 3,5 GHz. Destaca-se que além do modelo final proposto, uma contribuição importante deste trabalho é a apresentação de uma metodologia que permite o reprojetado dessa antena para outras condições.

No Capítulo 1, foram apresentados os conceitos fundamentais sobre a importância da utilização de antenas com polarização dupla nas redes celulares 5G, em que foi abordado uma contextualização, o estado da arte e as contribuições do trabalho. Além disso, tem-se a descrição da metodologia e dos recursos usados no projeto.

O Capítulo 2 apresentou, de forma detalhada, o referencial teórico para a realização do projeto. O foco principal foi explicar cada etapa do projeto da antena, referenciando o artigo de referência, enfatizando em cada etapa os resultados observados em relação ao contexto teórico.

No Capítulo 3, foram descritos os principais resultados do projeto. O capítulo expôs o processo passo-a-passo para alcançar as dimensões finais da antena, atendendo a maioria das métricas estabelecidas. Como não houve parametrização de h , apresentou-se uma impossibilidade de atingir a métrica proposta de 1,7 % de BW , afetando o desempenho da antena como receptora. A decisão de manter o valor de h deu-se para atender valores reais de espessura de dielétrico encontrados no mercado, de forma que esta antena opera melhor como transmissor. Destaca-se que o modelo final apresentado opera com polarização dupla na faixa de 3,48 GHz a 3,52 GHz, alcançando um ganho realizável de até 12,70 dBi. Além disso, tem-se alta isolamento entre portas e discriminação de polarização cruzada.

A partir dos resultados apresentados, acredita-se que o trabalho atingiu seus objetivos. Dessa forma, tem-se uma antena compacta com excelentes resultados que a credenciam a operar em redes celulares 5G no cenário brasileiro. Além disso, toda a gama de estudos permitiu o aprofundamento em relação ao projeto e análise de antenas.

4.2 Propostas para a continuação do trabalho

A primeira sugestão para a continuidade deste projeto é a construção de um protótipo e sua caracterização, o que permitirá comparar os resultados simulados com os obtidos experimentalmente, validando a eficiência da estrutura proposta. Também está planejada a organização dos resultados (simulados e medidos), sendo posteriormente submetidos no formato de em um artigo científico.

Outra sugestão é utilizar a abordagem para realizar o projeto de antenas de polarização dupla usando outras referências de antenas de microfita operando em outros modos de alta ordem. Desse modo, pode-se obter antenas de polarização dupla para opera no 5G que tenham maior ganho.

REFERÊNCIAS

-
-
- [1] 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.
 - [2] N. O. Parchin, J. Zhang, R. A. Abd-Alhameed, G. F. Pedersen and S. Zhang, “A Planar Dual-Polarized Phased Array With Broad Bandwidth and Quasi-Endfire Radiation for 5G Mobile Handsets,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 10, pp. 6410-6419, Oct. 2021.
 - [3] C. Chen, “A Single-Layer Single-Patch Dual-Polarized High-Gain Cross-Shaped Microstrip Patch Antenna,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 22, no. 10, pp. 2417-2421, Oct. 2023.
 - [4] W. Zhao, X. Li, Z. Qi and H. Zhu, “Broadband and High-Gain Dual-Polarized Antenna Array With Shared Vias Feeding Network for 5G Applications,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, no. 12, pp. 2377-2381, Dec. 2021.
 - [5] Y. He, Y. Li, W. Sun, Z. Zhang and P. -Y. Chen, “Dual Linearly Polarized Microstrip Antenna Using a Slot-Loaded TM₅₀ Mode,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, no. 12, pp. 2344-2348, Dec. 2018.
 - [6] Y. Cui, X. Gao, H. Fu, Q. -X. Chu and R. Li, “Broadband Dual-Polarized Dual-Dipole Planar Antennas: Analysis, Design, and Application for Base Stations,” in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 59, no. 6, pp. 77-87, Dec. 2017.
 - [7] M. -T. Tan and B. -Z. Wang, “A Compact Dual-Band Dual-Polarized Loop-Slot Planar Antenna,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1742-1745, 2015.
 - [8] R. Lu, C. Yu, Y. Zhu and W. Hong, “Compact Millimeter-Wave Endfire Dual-Polarized Antenna Array for Low-Cost Multibeam Applications,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2526-2530, Dec. 2020.
 - [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. New York, John Wiley and Sons, 2016.
 - [10] C. -Y. -D. Sim, C. -C. Chang and J. -S. Row, “Dual-Feed Dual-Polarized Patch Antenna With Low Cross Polarization and High Isolation,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 3321-3324, Oct. 2009.
 - [11] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication,” in *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379-423, July 1948.
 - [12] J. Anguera, A. Andújar and J. Jayasinghe, “High-Directivity Microstrip Patch Antennas Based on TModd-0 Modes,” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 1, pp. 39-43, Jan. 2020.
 - [13] Q. Umar Khan, M. Bin Ihsan, D. Fazal, F. Mumtaz Malik, S. Amin Sheikh and M. Salman, “Higher Order Modes: A Solution for High Gain, Wide Band Patch Antennas for Different Vehicular Applications,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 5, pp. 3548-3554, May 2017.

- [14] X. Zhang, L. Zhu and Q. -S. Wu, "Sidelobe-Reduced and Gain-Enhanced Square Patch Antennas With Adjustable Beamwidth Under TM₀₃ Mode Operation," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 1704-1713, April 2018.
- [15] Y. He, Y. Li, W. Sun and Z. Zhang, "Dual-Polarized, High-Gain, and Low-Profile Magnetic Current Array Antenna," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 1312-1317, Feb. 2019.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] W. L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 3rd ed. New York, John Wiley and Sons, 2012.
- [19] J. -D. Zhang, L. Zhu, N. -W. Liu and W. Wu, "Dual-Band and Dual-Circularly Polarized Single-Layer Microstrip Array Based on Multiresonant Modes," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 3, pp. 1428-1433, March 2017.
- [20] Y. Luo, Z. N. Chen and K. Ma, "A Single-Layer Dual-Polarized Differentially Fed Patch Antenna With Enhanced Gain and Bandwidth Operating at Dual Compressed High-Order Modes Using Characteristic Mode Analysis," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 5, pp. 4082-4087, May 2020.
- [21] X. Liu, Y. Li, Z. Liang, H. Xu, S. Zheng and Y. Long, "A Gain-Enhanced Tri-Band Microstrip Square Antenna With Consistent Radiation Patterns by Manipulating Its Higher Order Modes," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1987-1992, March 2019.
- [22] 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.
- [23] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, "Simple approximate fórmulas 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.
- [24] J. Wen, D. Xie and L. Zhu, "Bandwidth-Enhanced High-Gain Microstrip Patch Antenna Under TM₃₀ and TM₅₀ Dual-Mode Resonances," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 10, pp. 1976-1980, Oct. 2019.
- [25] 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.