

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

JOÃO PEDRO PEREIRA DE NICOLAI

**ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO E FAIXA
LARGA OPERANDO NOS MODOS TM_{30} E TM_{50}**

Patos de Minas - MG

2022

JOÃO PEDRO PEREIRA DE NICOLAI

**ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO E FAIXA
LARGA OPERANDO NOS MODOS TM_{30} E TM_{50}**

Monografia apresentada à banca examinadora como requisito parcial de avaliação da disciplina de TCC2 da graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, da Faculdade de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Uberlândia, Campus Patos de Minas.

Orientador: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos

Patos de Minas - MG

2022

JOÃO PEDRO PEREIRA DE NICOLAI

**ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO E FAIXA
LARGA OPERANDO NOS MODOS TM_{30} E TM_{50}**

Monografia apresentada à banca examinadora como requisito parcial de avaliação da disciplina de TCC2 da graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, da Faculdade de Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Uberlândia, Campus Patos de Minas. Aprovada pela Banca examinadora formada por:

Patos de Minas, 25 de julho de 2022

Prof. Dr. Renan Alves dos Santos, UFU/MG

Prof. Dr. Davi Sabagg Roveri, UFU/MG

Prof. Dra. Karine Barbosa Carbonaro, UFU/MG

RESUMO

A proposta nesse trabalho é o estudo e simulação de uma antena de microfita de alto ganho e faixa larga, para operação em redes celulares 5G na faixa de frequência de 3,5GHz. Nesse sentido, propõe-se uma antena de microfita retangular para operar nos modos de terceira e quinta ordem. O modelo proposto é baseado em uma técnica na inserção de 2 fendas no elemento ressonador para maximizar o ganho, reduzir lóbulos laterais e aproximar a ressonância desses dois modos para aumentar a largura de faixa. A alimentação é feita de forma diferencial, via sonda coaxial devido à simplicidade de executar casamento de impedâncias pelo deslocamento do ponto da alimentação. Com a análise proposta, obteve-se uma antena com largura de banda três vezes maior que um modelo convencional de antena de microfita e, ainda a possibilidade de se ter ganho na direção de máxima irradiação com até 5dB a mais que essa antena convencional. Por esse motivo, acredita-se ter apresentado neste Trabalho de Conclusão de Curso, grande contribuição às antenas aplicadas ao 5G.

Palavras-chave: Antena. Antena de Microfita. Alto Ganho e Faixa Larga. Cenários para o 5G. Micro-ondas.

ABSTRACT

The purpose of this work is the study and simulation of a high-gain and wide-band microstrip antenna, for operation in 5G cellular networks in the 3.5GHz frequency band. In this regard, a rectangular microstrip antenna is proposed to operate in third and fifth order modes. The proposed model is based on a technique of inserting 2 slots in the resonator element to maximize gain, sidelobe-reduced and approximate the resonance of these two modes in order to increase the bandwidth. The supply is done in a differential way, via a coaxial probe, due to the simplicity of performing impedance matching by shifting the supply point. With the proposed analysis, an antenna with a bandwidth three times greater than a conventional microstrip antenna model was obtained, and also the possibility of having gain in the direction of maximum irradiation with up to 5dB more than this conventional antenna. For this reason, it is believed to have presented in this final paper, a great contribution to antennas applied to 5G.

Keywords: Antenna. Microstrip Antennas. High-Gain and Wideband. Scenarios for 5G. Microwave.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Antena de Microfita Retangular.....	18
Figura 2.2 – Aproximação de uma antena de microfita à uma cavidade ressonante.....	20
Figura 2.3 – Exemplo da curva de impedância de entrada de uma antena de microfita retangular em função da frequência. A parte real está em vermelho e a parte imaginária em preto.....	22
Figura 2.4 – Exemplos de distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico de uma antena de microfita retangular. (a) TM_{10} . (b) TM_{01} . (c) TM_{11} . (d) TM_{20}	23 e 24
Figura 2.5 – Modelagem da antena de microfita retangular com uma cavidade para a obtenção dos campos irradiados.....	24
Figura 2.6 – Exemplificação da irradiação de uma antena de microfita retangular. (a) Formação do diagrama de irradiação total. (b) Análise do diagrama de irradiação total sobreposto a antena.....	25
Figura 2.7 – Exemplo do comportamento da diretividade da antena de microfita retangular em função da frequência.....	27
Figura 2.8 – Antena de microfita modelada pelo método da linha de transmissão.....	28
Figura 2.9 – Efeito do franjamento em microfita.....	29
Figura 2.10 – Efeito do franjamento na antena de microfita.....	31
Figura 2.11 – Comparação da antena de microfita com uma linha de transmissão circuital.....	31
Figura 2.12 – Conceito da transformação de admitâncias de linhas de transmissão aplicada a antena de microfita retangular no modo TM_{10}	33
Figura 2.13 – Exemplo do comportamento das condutâncias da antena de microfita retangular em função da frequência. G_1 está em preto e G_{12} em vermelho.....	34
Figura 2.14 – Exemplo do comportamento da impedância de entrada no ponto A da antena de microfita retangular em função da frequência.....	35
Figura 2.15 – Exemplo da curva de impedância de entrada de uma antena de microfita retangular no modo TM_{10} . A parte real está em vermelho e a parte imaginária em preto.....	35
Figura 2.16 – Exemplificação da variação do ponto da alimentação para modificar a impedância de entrada da antena de microfita retangular. (a) Variação da posição da alimentação. (b) Variação da impedância de entrada para a ressonância no TM_{10} ao longo do comprimento da antena.....	36
Figura 2.17 – Exemplo do comportamento da relação P/L em função da frequência. $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57\text{mm}$ está em preto $\epsilon_r = 4,4$ e $h = 3\text{mm}$ está em vermelho.....	37

Figura 3.2 – Modificações da antena de microfita retangular para obter alto ganho e banda largura operando nos modos TM_{30} e TM_{50}39

Figura 4.1 – Antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial.....	41
Figura 4.2 – Curva da impedância da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial.....	41
Figura 4.3 – Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial.....	43
Figura 4.4 – Diagramas de irradiação da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial. Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz.....	43
Figura 4.5 – Antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e com alimentação diferencial.....	43
Figura 4.6 – Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e com alimentação diferencial.....	44
Figura 4.7 – Diagramas de irradiação da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e com alimentação diferencial. Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz.....	44
Figura 4.8 – Ilustração do efeito das fendas nos pontos de nulo das distribuições de campo dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀	45
Tabela 4.1 – informações físicas e elétricas dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀ nos pontos A, B, C e D.....	45
Figura 4.9 – Efeito da distância entre as fendas na distribuição de campo dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀	47
Tabela 4.2 – Informações do estudo da posição das fendas.....	47
Figura 4.10 – Efeito da distância entre as fendas nos diagramas de irradiação dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀ . Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz.....	48
Figura 4.11 – Efeito da largura das fendas na distribuição de campo dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀	51
Tabela 4.3 – Informações do estudo da largura das fendas.....	51
Figura 4.12 – Efeito da largura das fendas nos diagramas de irradiação dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀ . Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz.....	53
Figura 4.13 – Efeito do comprimento das fendas na distribuição de campo dos modos TM ₃₀₀ e TM ₅₀₀	55
Tabela 4.4 – Informações do estudo do comprimento das fendas.....	56

Figura 4.14 – Efeito do comprimento das fendas nos diagramas de irradiação dos modos TM300 e TM500. Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz.....56

Tabela 4.5 – Comparação das dimensões dos modelos.....	58
Tabela 4.6 – Resultados da comparação entre os modelos apresentados.....	58
Figura 4.15 – Comparação da largura de banda e do ganho em função da frequência para os modelos propostos. Curva preta modelos propostos e curva vermelha modelo convencional.....	59
Figura 4.16 – Comparação do diagrama de irradiação para os modelos propostos em 3,5GHz. Curva preta modelos propostos e curva vermelha modelo convencional.....	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3G	Terceira Geração de Redes Móveis
4G	Quarta Geração de Redes Móveis
5G	Quinta Geração de Redes Móveis
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
ANSYS HFSS	<i>High Frequency Structural Simulator</i>
Bw	Largura de Banda
MHz	Mega Hertz
GHz	Giga Hertz
dBi	Decibel Isotrópico
Patch	Estrutura de Correção
MIMO	<i>Multiple-Input and Multiple-Output</i>
TM ₃₀	Antena operando em Modo 30
TM ₅₀	Antena operando em Modo 50
TM ₀₂	Antena operando em Modo 02
TM ₂₂	Antena operando em Modo 22
$VSWR_{máx}$	Coefficiente de Onda Estacionária Máximo
WRAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacidade de Canal
S	Intensidade do Sinal
N	Intensidade do Ruído
ϵ_r	Permissividade Dielétrica do Substrato
W	Dimensionamento da largura do Elemento Ressonador
L	Comprimento do elemento ressonador
f_r	Frequência de Operação
Z_{en}	Impedância de Entrada da Antena
E_{norm}	Campo Elétrico Normalizado
J_s	Densidade de Corrente Elétrica Equivalente
M_s	Densidade de Corrente Magnética Equivalente
λ_0	Comprimento de Onda no Ar
k_0	Número de onda no Ar
Q	Fator de Qualidade
e_{rad}	Eficiência de Irradiação
Q_{sur}	Perdas por Ondas de Superfície
Q_c	Perdas nos Condutores
Q_d	Perdas no Dielétrico
Q_{rad}	Perdas por Irradiação
G_1 e G_{12}	Condutâncias
ω	Frequência Angular
$Ua_{m\acute{a}x}$	Energia de Pico Armazenada

P_{dis}	Potência Dissipada
h	Altura
ΔL	Comprimento Efetivo do Ressonador
Y	Admitância Paralela Equivalente
J_0	Função de Bessel de Primeira Espécie e Ordem Zero

SUMÁRIO

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS	16
CAPÍTULO 1 -	16
1.1 INTRODUÇÃO	16
1.2 PROBLEMATIZAÇÃO	17
1.3 TEMA DO PROJETO	19
1.4 OBJETIVOS.....	19
1.4.1 Objetivos Gerais	19
1.4.2 Objetivos Específicos	20
1.5 JUSTIFICATIVAS	20
1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	20
REFERENCIAL TEÓRICO	21
CAPÍTULO 2 -	21
CAPÍTULO 3 -	21
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS	21
2.2 ANTENAS DE MICROFITA RETANGULARES.....	21
2.3 ANTENA DE MICROFITA ALTO GANHO E BANDA LARGURA OPERANDO NOS MODOS TM_{30} E TM_{50}	38
2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	40
MATERIAIS	E
.....	MÉTODOS
.....	41
RESULTADOS	E
.....	DISCUSSÕES
.....	43
CONCLUSÕES,	CONTRIBUIÇÕES
.....	E
.....	TRABALHOS
.....	FUTUROS
.....	64
REFERÊNCIAS	66

CAPÍTULO 1

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

Neste Capítulo são apresentados as motivações e objetivos a serem alcançados nesse trabalho.

1.1 INTRODUÇÃO

A revolução tecnológica vivenciada por diversos segmentos da sociedade tem levado à necessidade de uma grande demanda de tráfego de dados nas redes de telecomunicações, principalmente nas redes sem fio. Assim, cada vez mais espera-se que as redes sejam capazes de suportar elevadas taxas de transmissões (HENRY, 2020).

Segundo o relatório anual da internet da Cisco (2018–2023) (CISCO, 2021), espera-se que o número total de usuários da Internet em todo o mundo cresça de 3,9 bilhões em 2018 para 5,3 bilhões em 2023. Ainda segundo este relatório, os dispositivos e conexões deverão crescer certa de 10% entre 2018 e 2023, atingindo o valor total na casa de 30 bilhões.

Com o objetivo de prover suporte à grande demanda existente, diversas propostas vêm sendo apresentadas em diversas partes do mundo. Dentre elas, a evolução das redes de telefonia móveis é vista como algo de extrema importância, de modo que a criação e implementação quinta geração de telefonia móvel celular (5G) visa revolucionar a forma de se comunicar (GHOSH, 2019).

As soluções propostas pelo (5G) vão além de simplesmente aumentar as taxas de transmissão (aumento da vazão de dados), sendo esperado a redução significativa da latência de comunicação, aumentar o alcance, a capilaridade (grau de disseminação de uma rede) e o número de usuários da rede (CERQUEIRA JR, 2018). Assim, o 5G não representa apenas uma evolução nas redes de telefonia móvel celular, mas sim a criação de um conceito tecnológico mais amplo. Dessa forma, as aplicações esperadas para as redes celulares 5G no Brasil podem ser divididas em quatro cenários (ALVES; MENDES, 2015). Alta vazão de dados, áreas de baixa densidade populacional ou baixa receita por usuários (WRAN), comunicações entre máquinas e cenários que possuem requisitos rigorosos em termos de comunicação em tempo real.

As redes 5G já estão sendo implementadas ao redor do mundo desde 2019 em alguns países da Europa, nos Estados Unidos, Japão, Coreia do Sul e China. No Brasil, as licitações

das frequências de uso público, destinado as operadoras de telefonia, aconteceram em 2021, sendo que a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) padronizou quatro faixas de frequência: (ZAPAROLLI, 2021). 700MHz, 2,3GHz, 3,5GHz e 26GHz. Em março de 2021 o Ministério das Telecomunicações, na Resolução nº 742, apresentou os regulamentos sobre condições de uso das faixas de radiofrequências de 3,3GHz a 3,8GHz e de 24,25GHz a 27,90GHz (MINISTÉRIO DAS COMUNICAÇÕES, 2021). Assim essas duas porções do espectro foram destinadas ao 5G em um primeiro momento.

1.2 PROBLEMATIZAÇÃO

Dentre os diversos desafios esperados para o 5G está à infraestrutura de rede que suporte a demanda esperada. Assim, tem-se estudos e projetos em diversas frentes de trabalho no segmento de telecomunicações, como por exemplo, para propor técnicas de modulação e múltiplo acesso (CAI; QIN; CUI; LI; G. Y; MCCANN, 2018) e dispositivos de radiofrequência e micro-ondas, dos quais se destacam as antenas (ERICSSON, 2021).

Como apresentado, um dos grandes desafios do 5G é atender o aumento exponencial de vazão de dados. Então, para oferecer maiores taxas de transmissão, além de conexões massivas e latência ultrabaixa, as redes 5G devem apresentar melhorias se comparada as redes 3G e 4G (HUAWAI, 2021). Da teoria da informação de Shannon, determina-se que a capacidade de um canal (C), que representa a máxima taxa de transmissão possível, é dada por (SHANNON, 1948):

$$C = Bw \times \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (1.1)$$

onde Bw é a banda alocada para transmissão, S e N são, respectivamente, a intensidade do sinal e do ruído. Dessa forma, observa-se que para aumentar as taxas de transmissão, os dispositivos envolvidos nos sistemas devem operar em largura de faixa maior e/ou permitir uma relação sinal ruído maior. Em se tratando de antenas aplicadas a 5G, deve-se observar modelos com maior banda e/ou diretividade (ganho).

Como apresentado pela Resolução nº 742 da Anatel, o 5G no Brasil será alocado principalmente nas faixas de radiofrequências de 3,3GHz a 3,8GHz e de 24,25GHz a 27,90GHz. Então, a operação com maiores bandas é mais factível para as frequências superiores a 20GHz. Nessas frequências não há muitas aplicações atualmente, sendo possível trabalhar com faixas maiores sem comprometer outras tecnologias. Entretanto, é importante destacar que quanto maior a frequência de operação maior é atenuação experimentada pelo sinal ao se propagar.

Para frequências maiores que 20GHz a atenuação no enlace é mais intensa, de modo que se tem a necessidade de áreas de cobertura menores, criando os conceitos de microcelulas, picocelulas e femtocelulas (MCCASKILL, 2021). O uso de antenas mais diretivas é solução potencial tanto para as frequências mais baixas quanto para as mais altas. Nas mais altas, essa característica é fundamental que o sinal, que sofrerá mais intensamente com atenuação, possa chegar de fato aos usuários com uma relação sinal-ruído aceitável. Para as frequências mais baixas, uma antena de maior ganho maximiza a relação sinal-ruído, o que garante maiores taxas de transmissão. Entretanto, quanto maior o ganho menor é abertura de feixe, cobrindo uma área geográfica menor. As antenas de maior ganho, por terem largura de feixe mais estreito, para atender os usuários que estão distribuídos em uma região é necessário um sistema inteligente de guiamento do feixe irradiado (HUAWEI, 2021).

Devido aos desafios de se trabalhar nas frequências 24,25GHz a 27,90GHz, nesse trabalho será focado a operação apenas na faixa no entorno de 3,5GHz. Na literatura encontra-se alguns modelos de antenas aplicadas à 5G operando na faixa de 3,5GHz. Em (WONG; CHANG; CHEN; WANG, 2020) é apresentado um conjunto de antenas de microfita (*patch*) integradas em uma estrutura em forma de *Y* para operação de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) capaz de operar de 3,3GHz à 4,2GHz (*B_w* de 24% da frequência central). Entretanto, a limitação deste conjunto de antenas é o ganho, sempre inferior a 10dBi. Em (CIYDEM; MIRAN, 2020) tem-se o projeto de antena microfita suspensa, operando em polarização dupla, com banda de 3,3GHz à 3,8GHz (*B_w* de 14% da frequência central). A limitação principal dessa estrutura também é o ganho, inferior a 10dBi como a antena anterior. Em (LI; ZHAO; TANG; YIN, 2020) é apresentada uma antena de microfita com duas bandas, a primeira de 3,28GHz à 3,71GHz (*B_w* de 12,3% da frequência central) e a segunda de 4,8GHz à 5,18GHz (*B_w* de 7,6% da frequência central), capaz de operar em dupla polarização. Assim como as anteriores, esta antena apresenta ganho inferior à 10dBi nas duas bandas. Apesar de geometria distintas, essas três propostas de antenas para 5G tem como ponto em comum a geometria de projeto baseada em uma antena de microfita. Isso se dá devido ao baixo custo e facilidade de construção destas antenas (o que é um dos objetivos desse projeto), além de terem seus conceitos amplamente modelados na literatura, o que facilita e muito ao propor alterações e conceber novos modelos. Por esses motivos, definiu-se com estrutura base para o projeto de trabalho uma antena de microfita. Entretanto, espera-se para a antena proposta que ganho seja superior à 10dBi, apresentando então contribuição aos modelos analisados anteriormente.

Uma antena de microfita retangular convencional apresenta banda inferior à 2% da frequência central de projeto e ganho na direção de máxima irradiação na ordem de 7dBi

(BALANIS, 1997). Por esse motivo, para se obter uma antena com maior ganho e largura de faixa, nesse projeto propõem modificações na estrutura convencional baseadas no trabalho (WEN; XIE; ZHU, 2019). O conceito discutido neste artigo propõe duas modificações da antena de microfita: à inserção de dois cortes retangulares estreitos no elemento ressonador e a criação de uma estrutura diferencial de alimentação. Com essas modificações os autores conseguiram aumentar a largura de banda para cerca de 6% e o ganho para mais de 10dBi. Entretanto, o projeto é apresentado para operar de 5,4GHz à 5,74GHz. Dessa forma, nesse trabalho é proposto o reprojeto dessa estrutura para operar na faixa de 3,5GHz.

1.3 TEMA DO PROJETO

Tendo em vista a necessidade de antenas com maior largura de faixa e/ou diretividade (ganho) para operação nas redes celulares 5G, o tema deste trabalho refere-se ao projeto numérico de uma antena de microfita modificada para apresentar ganho mínimo de ao menos a 10dBi e largura de banda mínima de ao menos 5% da frequência central de operação em 3,5GHz (licenciada para o 5G no Brasil). Para tal, estudou-se as características esperadas para o 5G no Brasil, as técnicas de projeto de antenas de microfita retangulares e uma técnica de modificação de uma antena de microfita retangular para aumento de ganho e da largura de faixa. Por fim, o desenvolveu-se o projeto numérico da antena utilizando o programa de simulação Ansys Electronics Desktop.

1.4 OBJETIVOS

Este trabalho de conclusão (TCC) tem como objetivo o projeto numérico de uma antena de microfita com maior ganho (pelo menos 10dBi) e largura de faixa (pelo menos 5%) se comparado ao modelo convencional das antenas. Dessa forma, os objetivos a serem alcançados podem ser divididos em gerais e específicos.

1.4.1 Objetivos Gerais

Os objetivos gerais desse trabalho podem-se dividir em:

- (a) Estudar os cenários para o 5G no Brasil.
- (b) Estudar a importância de antenas de alto ganho e faixa larga no 5G.
- (c) Estudar o projeto de antenas de microfita retangulares operando no modo fundamental (TM₁₀).
- (d) Estudar o projeto de antenas de microfita retangulares operando em modos de alta ordem (TM₃₀ e TM₅₀).

(e) Projeto numérico da antena de microfita de alto ganho e faixa larga operando nos modos TM30 e TM50.

- i. Analisar largura de faixa.
- ii. Ganho em função da frequência.
- iii. Diagramas de irradiação.

1.4.2 Objetivos Específicos

Os objetivos específicos deste trabalho podem-se ser divididos em:

(a) A partir do estudo de artigos e resoluções (principalmente da Anatel) entender as características que devem ser levadas em conta para o projeto de uma antena aplicada as redes 5G no Brasil. Com isso, pode-se definir a faixa de frequências de 3,5GHz e importância do projeto de uma antena proposta.

(b) A partir de artigos e livros compreender as equações de projeto das antenas microfita retangulares convencionais e técnicas (principalmente pelo trabalho de WEN; XIE; ZHU, 2019) para o aumento de ganho e da largura de faixa. A partir desses conceitos pode-se definir a geometria da antena, bem com suas dimensões a serem estudadas, que são base para construir o modelo numérico.

(c) Com a geometria e as dimensões definidas, pode-se construir e analisar a antena proposta. Assim, analisou-se separadamente a influências das variáveis de projeto com o objetivo de propor modelos finais com característica potenciais para utilização em redes 5G.

1.5 JUSTIFICATIVAS

Espera-se com o projeto apresentado nesse trabalho de conclusão de curso contribuir com soluções para antenas aplicadas a redes 5G operando em 3,5GHz. Além de modelos de antenas, tem-se como objetivo apresentar metodologias de projeto para o desenvolvimento de antenas compactas, de baixo custo e fácil fabricação, que tenham ganho superior a 10dBi e banda de ao menos 5% da frequência central de operação.

1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo apresentou-se os conceitos que motivam a estudar e projetar antenas que tenha características aplicáveis ao 5G. Dessa forma, tem-se o ponto de partida para o desenvolvimento que será discutido nesse trabalho de conclusão de curso.

CAPÍTULO 2

REFERENCIAL TEÓRICO

Neste Capítulo são apresentados os conceitos fundamentais para projeto das antenas de microfita retangulares, além de demonstrar uma técnica eficiente para o aumento do ganho e banda desta antena.

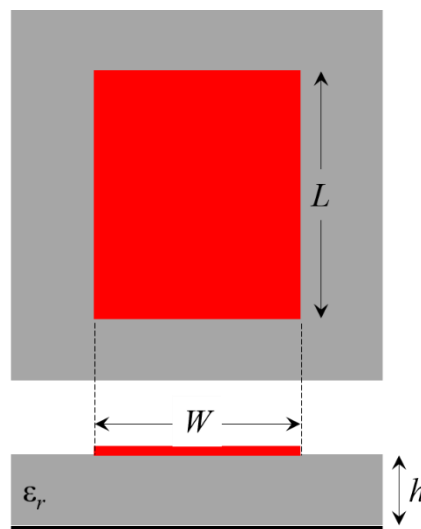
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo projetar uma antena de microfita retangular para operar na frequência central de 3,5GHz, com ganho e banda superiores ao modelo convencional. Dessa forma, primeiramente será realizado um estudo teórico sobre antenas de microfita retangulares (afim de compreender melhor as técnicas de projeto dessa antena) e posteriormente será discutido as modificações necessárias para o aumento do ganho e da banda desta antena.

2.2 ANTENAS DE MICROFITA RETANGULARES

De modo simplificado (ver na Figura 2.1), uma antena de microfita retangular é formada por três partes: um plano de terra (em preto) e um elemento ressonador (em vermelho) metálicos e um substrato dielétrico (em cinza) com permissividade dielétrica ϵ_r .

Figura 2.1 – Antena de microfita retangular.



Fonte: o Autor

Historicamente, a evolução das telecomunicações e seus dispositivos, como por exemplo as antenas, tem forte ligação com a corrida armamentista e grandes guerras. Isso não foi diferente quando o assunto é antena de microfita. Desde seu surgimento nos anos de 1950 (GUTTON; BAISSINOT, 1955), até os dias atuais, essa estrutura foi sempre atrativa, entre outras aplicações, ao uso em dispositivos militares.

A evolução dos sistemas de micro-ondas juntamente aos circuitos integrados aliando a necessidade do mercado em desenvolver e utilizar antenas de baixo custo de fabricação iniciou-se o processo de utilização das antenas de microfita. Por possuírem pequenas dimensões, essas estruturas puderam ser utilizadas em diversas aplicações em tecnologias que trabalham em altas frequências, a partir de 1GHz. Dentre essas aplicações, destacam-se a utilização em aeronaves de alta performance, espaçonaves, satélites e mísseis, onde tamanho, peso, fácil instalação e perfil aerodinâmico são primordiais para o sucesso da implementação.

Mais precisamente nos últimos anos, com a evolução da comunicação sem fio impulsionada pelas propostas do 5G e da internet das coisas, as antenas de microfita e suas derivações tem ganhado atenção especial. Isso se dá principalmente pelo fato de se buscar dispositivos compactos, de baixo custo e fácil adaptação e diversas estruturas (INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO RIO GRANDE DO NORTE, 2020).

Dentre as principais características das antenas de microfita retangulares encontra-se duas que podem ser vistas como limitantes para sua utilização em algumas aplicações: largura de faixa estreita e ganho máximo inferior à uma dezena de dBi. Tais características estão ligadas aos conceitos físicos da antena e serão apresentados de forma mais clara a seguir.

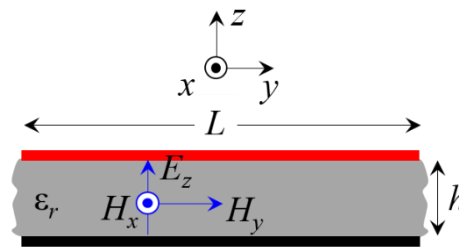
O projeto de uma antena de microfita retangular envolve o dimensionamento da largura (W) e do comprimento do elemento ressonador (L), bem como a determinação do local onde a alimentação deve ser inserida na antena. Para tal, tem-se como variáveis de entrada do projeto a frequência de operação (f_r) e a permissividade dielétrica do substrato (ϵ_r).

O estudo e dimensionamento da antena pode ser feito a partir da análise de dois métodos aproximados: cavidade e linha de transmissão (BALANIS, 1997). No método da cavidade encontra-se as frequências de ressonância, a distribuição de modos, o formato da irradiação, a diretividade, o fator de qualidade e a largura de banda da antena. Pelo método da linha de transmissão faz-se o dimensionamento das variáveis L e W , além de realizar o estudo da impedância de entrada da antena.

O método da cavidade é uma análise matemática que aproxima a antena de microfita retangular de uma cavidade ressonante retangular (BALANIS, 1997). Dessa forma, determina-

se as distribuições de campo no interior do substrato dielétrico a partir do estudo baseado nas equações de Maxwell na região como uma cavidade limitada por condutores (acima e abaixo) e por paredes magnéticas (para simular um circuito aberto) ao longo do perímetro do ressonador (ver na Figura 2.2).

Figura 2.2 – Aproximação de uma antena de microfita à uma cavidade ressonante.



Fonte: o Autor

Ao alimentar o ressonador, a partir da inserção de uma diferença de potencial em relação ao plano terra, cria-se uma distribuição de cargas na superfície superior e inferior do ressonador, bem como na parte superior do plano de terra. Estas distribuições estão ligadas aos dois mecanismos físicos da atração e da repulsão (BALANIS, 1997). A partir da atração e o da repulsão, que gera movimento, tem-se predominantemente um fluxo de corrente sob o ressonador, que ocorre na maioria dos casos práticos pois a razão h/W é muito pequena.

Analisando o comportamento da propagação da onda eletromagnética no interior da antena, nota-se que, para atender a condição de contorno para a componente tangencial de campo elétrico na superfície de separação de um meio dielétrico com um meio condutor (JUSTINO, 2008), o campo elétrico tangencial ao ressonador deve ser nulo. Assim, tem-se que o campo elétrico nas direções x e y (ver na Figura 2.2) deve ser igual a zero. Dessa forma, tem-se apenas o campo elétrico orientado na direção z . Então, da lei de Faraday, tem-se o campo magnético orientado nas direções positiva de x e y . Como a irradiação ocorre na direção z , perpendicular ao ressonador, observa-se o campo elétrico orientado na mesma direção de propagação da onda eletromagnética e o campo magnético perpendicular a ambos. Assim, pode-se afirmar que a distribuição de campos no interior da antena como uma cavidade é do tipo de uma onda transversal magnética em relação ao eixo z (TM_z).

Tipicamente, pode-se considerar o substrato dielétrico como um meio sem perdas e assim simplificar a análise a partir do método da cavidade ressonante. Então, partindo das leis de Faraday e Ampère, determinado a expressão do vetor potencial magnético e resolvendo a equação de onda e aplicando condições de contorno, chega-se à expressão da frequência de ressonância como sendo (BALANIS, 1997):

$$(f_r)_{mnp} = \frac{3 \times 10^8}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (2.1)$$

onde m , n , p representam, respectivamente, o número de variações do campo ao longo das direções x , y , z (conforme orientação da Figura 2.1). Os coeficientes m , n , p indicam qual o modo de propagação no substrato dielétrico, modo este que ditará a frequência de operação e o formato da irradiação da antena.

Para a faixa de frequência de micro-ondas, compreendida para frequências superiores a 1GHz (JUSTINO, 2008), onde geralmente as antenas de microfita são utilizadas, tem-se a altura do substrato dielétrico bem inferior a largura e o comprimento do ressonador, a expressão da frequência de ressonância é convencionalmente reduzida para:

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

Sabendo que um modo em uma cavidade corresponde a distribuição de campo na estrutura, tem-se o modo fundamental definido como aquele cuja distribuição de campo ocorre para a menor frequência de ressonância (JUSTINO, 2008). O dimensionamento das variáveis L e W serão detalhados no método da linha de transmissão, entretanto, vale adiantar que nas equações de projeto encontra-se $L < W$. Assim, tem-se que o modo fundamental de funcionamento da antena de microfita retangular é o TM_{01} (para a orientação da Figura 1.2). Entretanto, a distribuição de campos na cavidade depende da orientação da fonte de alimentação. Para que o modo de TM_{01} seja excitado a alimentação deve ser feita de forma transversal ao comprimento L . Na definição de comprimento e largura do ressonador, convencionou-se o que a alimentação seja feita de modo normal à W . Dessa forma, apesar do modo TM_{10} ser o imediatamente superior ao fundamental, na prática ele é o primeiro modo excitado nas antenas de microfita retangulares (BALANIS, 1997). Como isso, para o primeiro modo geralmente excitado, a frequência de ressonância é dada por:

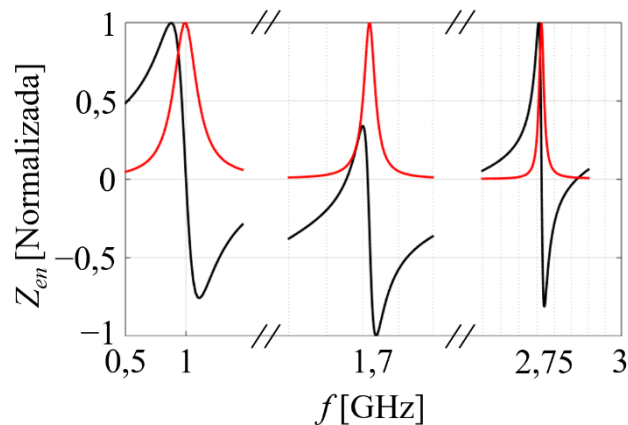
$$(f_r)_{10} = \frac{3 \times 10^8}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

Dessa simplificação, chega-se à informação que para o modo TM_{10} a frequência de ressonância depende apenas de L em uma razão inversamente proporcional.

Para validar o conceito da frequência de ressonância das antenas de microfita retangulares é apresentado na Figura 2.3 a curva da impedância de entrada da antena (Z_{en}) em função da frequência obtida a partir do método dos elementos finitos no *software* Ansys HFSS.

Para tal, tem-se o projeto da antena para operar na frequência de 1GHz para o primeiro modo de ressonância. Para fins de exemplificação escolheu-se analisar os modos TM_{10} , TM_{20} e TM_{22} . Para facilitar a visualização, as curvas foram normalizadas para que o valor máximo da parte real de cada modo seja igual à 1, entanto, vale destacar que cada modo apresentar valores de impedâncias distintos. Na curva em preto tem-se a parte imaginária da impedância de entrada. Em 1GHz observa-se a ressonância (frequência cuja parte real de impedância é nula) para o modo TM_{10} . Em 1,71GHz tem-se a frequência de ressonância do modo TM_{02} e em 2,76GHz tem-se a frequência de ressonância do modo TM_{22} . Outra característica importante da impedância desta antena é o fato que parte real da impedância (curva em vermelho) é sempre máxima nas frequências de ressonância, tendendo praticamente a zero nas demais frequências.

Figura 2.3 – Exemplo da curva de impedância de entrada de uma antena de microfita retangular em função da frequência. A parte real está em vermelho e a parte imaginária em preto.



Fonte: o Autor

Para a orientação do eixo de coordenadas da Figura 2.2, da solução da equação de onda dentro da cavidade que representa a antena (BALANIS, 1997), encontra-se a expressão de campo elétrico normalizado como sendo:

$$(E_{znorm})_{mnp} = \cos\left(\frac{m\pi}{L}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{W}y\right)\cos\left(\frac{p\pi}{h}z\right) \quad (2.4)$$

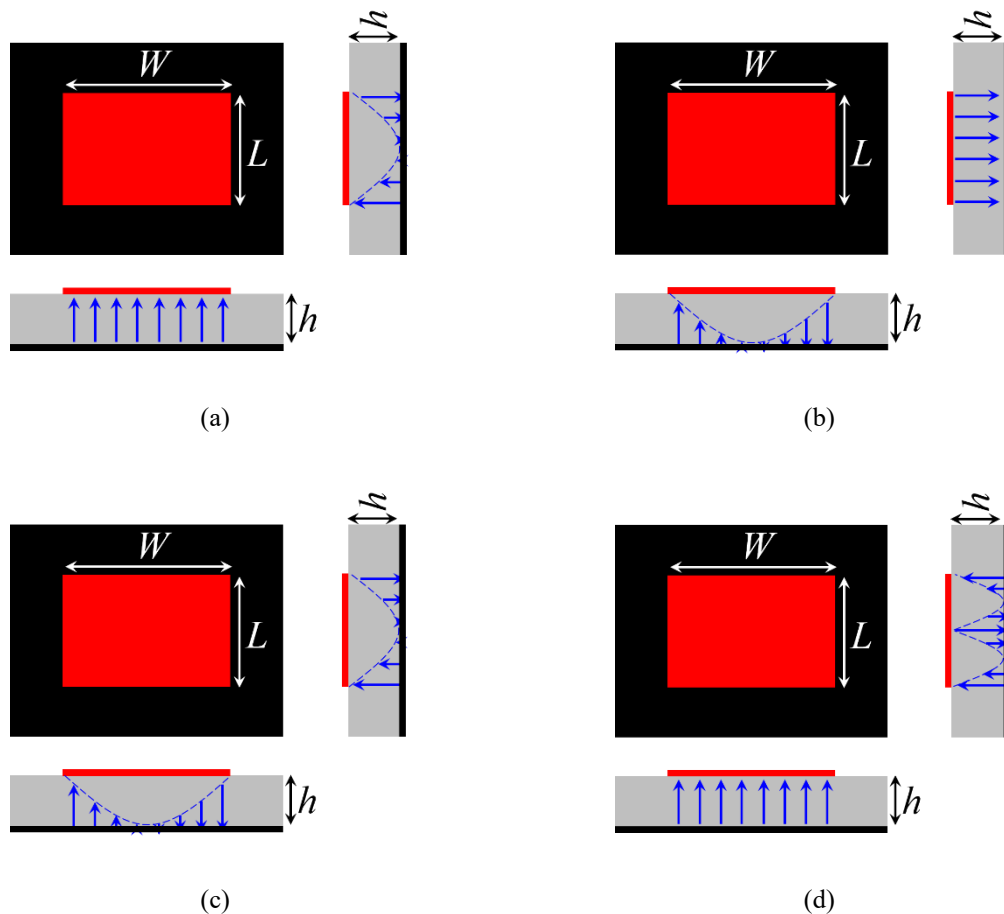
Nota-se que a destruição de modos é descrita matematicamente na forma do produto de três cossenos, cada um variando em uma direção do sistema tridimensional de coordenadas.

Como para a frequência de ressonância, pelo fato de h ser bem inferior a L e W , pode-se simplificar a expressão de campo elétrico normalizado para:

$$(E_{znorm})_{mn} = \cos\left(\frac{m\pi}{L}x\right)\cos\left(\frac{n\pi}{W}y\right) \quad (2.5)$$

Dessa forma, é possível representar alguns modos de campo elétrico na antena como na Figura 2.4. Quando o índice m ou n é nulo, tem-se o campo constante ao longo da correspondente dimensão da antena. Para o modo TM_{10} , observa-se um ciclo de cosseno ao longo de L e o campo constante em W . Para o modo TM_{01} , observa-se um ciclo de cosseno ao longo de W e o campo constante em L . Para o modo TM_{20} , observa-se dois ciclos de cosseno ao longo de L e o campo constante em W . Para o modo TM_{11} , observa-se um ciclo de cosseno ao longo de L e um ciclo de cosseno ao longo de W .

Figura 2.4 – Exemplos de distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico de uma antena de microfita retangular. (a) TM_{10} . (b) TM_{01} . (c) TM_{11} . (d) TM_{20} .

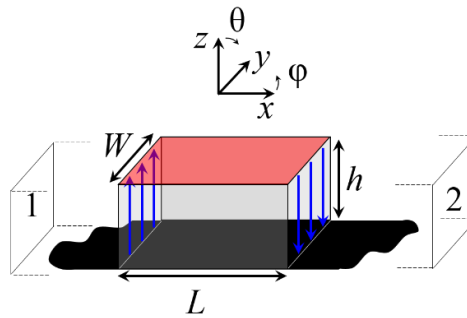


Fonte: o Autor

O método da cavidade também apresenta uma modelagem aproximada, porém muito eficiente, para a determinação dos campos irradiados pela antena de microfita no modo TM_{10} . Esta análise tem como premissa a modelagem da antena de microfita retangular como uma cavidade, preenchida com um substrato dielétrico, formada por duas paredes condutoras

elétricas perfeitas (superior e inferior) e quatro paredes condutoras magnéticas perfeitas (paredes laterais) (ver a Figura 2.5) (BALANIS, 1997). É importante destacar que o substrato é visto como delimitado as dimensões do ressonador, não se estende além das bordas da plaqueta.

Figura 2.5 – Modelagem da antena de microfita retangular com uma cavidade para a obtenção dos campos irradiados.



Fonte: o Autor

Pelo Princípio da Equivalência de Campo (BALANIS, 1997), ao excitar o ressonador, surge sobre ele uma densidade de corrente equivalente J_t em sua superfície superior. Por sua vez, as quatro paredes laterais, vistas como quatro aberturas estreitas (fendas), são representadas pela densidade de corrente elétrica equivalente J_s e pela densidade de corrente magnética equivalente M_s . As quatro fendas possuem altura h , sendo que duas possuem comprimento L e dois comprimentos W . Duas dessas fendas, as que possuem comprimento L , são vistas como não irradiantes, uma vez que seus campos irradiados cancelam ao longo dos planos principais. As outras duas, que possuem comprimento W , denominadas 1 e 2 na Figura 2.5, são vistas como fendas irradiantes e o campo total será a combinação da irradiação de cada uma dessas aberturas.

O campo total irradiado pela antena de microfita retangular é determinado pela soma dos campos irradiados por cada uma das duas fendas de comprimento W e altura h . Pelo Princípio da Equivalência de Campo, cada fenda irradia os mesmos campos que um dipolo magnético com densidade de corrente M_s (BALANIS, 1997). É importante mencionar que é considerado que as densidades de correntes magnéticas equivalentes ao longo das duas fendas têm ambas a mesma magnitude e a mesma fase. Dessa forma, pode-se analisar a antena como um arranjo de duas fontes (densidades de corrente) de mesmas amplitude e fase separadas por uma distância L . Como para o modo TM_{10} (ver na equação 2.3) tem-se L igual a meio comprimento de onda guiado no substrato dielétrico, as irradiações dessas duas fontes somam-se produzindo um diagrama de irradiação normal ao ressonador e ao plano de terra. Então, a

irradiação de antena pode ser ilustrada como na Figura 2.6, onde tem-se os diagramas normalizados para o plano xz de cada e total.

Figura 2.6 – Exemplificação da irradiação de uma antena de microfita retangular. (a) Formação do diagrama de irradiação total. (b) Análise do diagrama de irradiação total sobreposto a antena.



Fonte: o Autor

A diretividade de uma antena de microfita retangular, como para qualquer outra antena, é dada pela razão entre a máxima intensidade de irradiação e a potência irradiada. Como para o modo TM_{10} a antena apresenta duas fendas irradiantes, pode-se calcular a diretividade de cada fenda e usar o conceito de arranjo de antenas para encontrar a diretividade resultante. Dessa forma, pode-se calcular a diretividade da antena como (BALANIS, 1997):

$$D = \left(\frac{2\pi W}{\lambda_0} \right)^2 \frac{\pi}{\int_0^\pi \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 \text{sen}^3 \theta \cos^2 \left(\frac{k_0 L}{2} \text{sen} \theta \text{sen} \varphi \right) d\theta d\varphi} \quad (2.6)$$

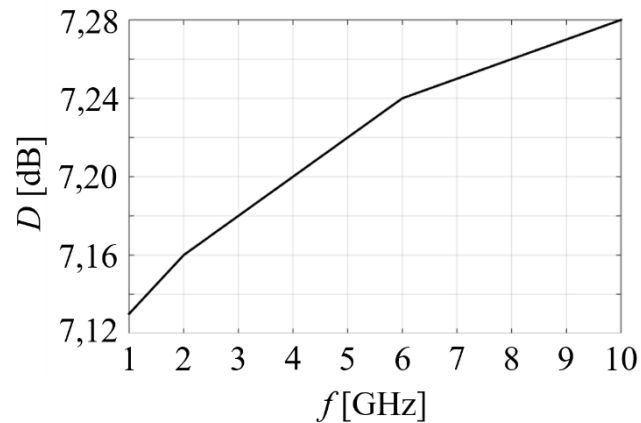
onde λ_0 e k_0 são, respectivamente, o comprimento e número de onda no ar. Entretanto, uma aproximação com boa concordância leva a simplificação dos valores de diretividade para (BALANIS, 1997):

$$\begin{aligned} D &= 6,6 = 8,2 \text{ dB} & W \ll \lambda_0 \\ D &= 8 \left(\frac{W}{\lambda_0} \right) & W \gg \lambda_0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Para exemplificar o comportamento da diretividade da antena de microfita em função da frequência resolveu-se a (2.6) considerando os seguintes parâmetros de entrada: $1\text{GHz} \leq (f_r)10 \leq 10\text{GHz}$, $\varepsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57\text{mm}$. Observa-se uma sutil variação da diretividade em escala logarítmica em função da frequência, observando um valor mínimo de 7,13dB e um valor máximo de 7,27dB. Com isso, nota-se uma variação de pouco mais de 1dB, no caso

extremo, em relação ao modelo simplificado de (2.7). Dessa forma, constata-se como comportamento característico das antenas de microfita retangular uma diretividade de gira no entorno de 7 e 8dB.

Figura 2.7 – Exemplo do comportamento da diretividade da antena de microfita retangular em função da frequência.



Fonte: o Autor

O fator de qualidade (Q), largura de banda (B_w) e eficiência de irradiação (e_{rad}) são grandezas que se relacionam e representam figuras de mérito muito importantes para os estudos de antenas. O fator de qualidade, também denominado fator de mérito, é inversamente proporcional às perdas de potência na antena. Entretanto, as perdas não necessariamente tratam-se de potência dissipada, mas sim remete-se à energia que não é armazenada na estrutura. Assim, pode-se dividir este parâmetro para as antenas de microfita retangulares em quatro partes (BALANIS, 1997): devido as perdas por ondas de superfície (Q_{sur}), as perdas nos condutores (Q_c), as perdas no dielétrico (Q_d) e as perdas por irradiação (Q_{rad}). As três primeiras parcelas estão ligadas a dissipação de energia, enquanto, Q_{rad} remete a parte da energia de foto irradiada.

As antenas de microlinha retangulares possuem B_w tipicamente estreita, dependendo da forma com que a antena é alimentada tem-se $B_w < 2\%$ (BALANIS, 1997). Essa característica é vista como uma das maiores desvantagens desse tipo de antena. O principal motivo para a faixa estreita de operação das antenas de microlinha retangulares está ligado a um elevado valor de fator de mérito. Pela aproximação de cavidades ressonantes, pode-se expressar Q , da seguinte forma (JUSTINO, 2008):

$$Q = \frac{\omega U a_{m\acute{a}x}}{P_{dis}} \quad (2.8)$$

onde ω é a frequência angular, $Ua_{máx}$ é energia de pico armazenada e P_{dis} é a potência dissipada.

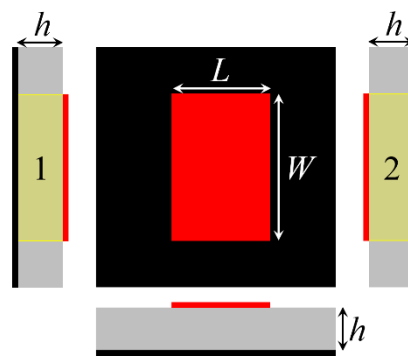
O fator de mérito é inversamente proporcional a banda de operação fracionária (B_w) de uma antena ou qualquer circuito. Pode-se quantificar a B_w em relação à um valor de casamento de impedâncias aceitável, dado pelo coeficiente de onda estacionária máximo ($VSWR_{máx}$), da seguinte forma (BALANIS, 1997):

$$B_w(\%) = \frac{VSWR_{máx} - 1}{Q\sqrt{VSWR_{máx}}} \quad (2.9)$$

Tipicamente, define-se o valor de $VSWR_{máx} = 1,92$ (que garante um coeficiente de reflexão $S_{11} = -10\text{dB}$), de modo que se tem $B_w \cong 0,66/Q$. Tipicamente, as antenas de microfita apresentam elevado valor do fator de mérito, de modo que se observa a largura de faixa $B_w < 0,02f_0$ (2% da frequência central).

O método da linha de transmissão tem como objetivo representar a antena de microfita retangular por um arranjo de duas fendas, separadas por uma linha de transmissão de microfita como baixa impedância e comprimento L (BALANIS, 1997). Essas duas fendas são iguais e possuem largura W e a altura h (ver na Figura 2.8).

Figura 2.8 – Antena de microfita modelada pelo método da linha de transmissão.



Fonte: o Autor

Segundo o método da cavidade, reordenando (2.3), o comprimento L pode ser determinado a partir da frequência de ressonância desejada para o modo TM_{10} , da seguinte forma:

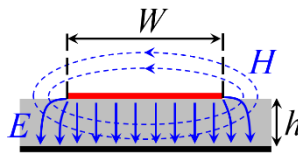
$$L = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{10} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.10)$$

Entretanto, o método da cavidade considera que toda a distribuição de campo no interior da antena está confinada apenas entre o plano de terra e ressonador. Todavia, nos estudos de

linhas de transmissão de microfita, observa-se que isso não ocorre na prática. Como a largura da fita (W) é finita não se obtém uma distribuição uniforme de cargas, isso ocorre, pois, a repulsão entre elas gera um acúmulo nas bordas. Então, no deslocamento da onda eletromagnética na estrutura, uma parcela caminha pelo ar e outra no dielétrico (ver na Figura 2.9), cada uma com velocidade de fase diferente. Esse fato leva ao efeito conhecido como franjamento dos campos nas bordas da fita condutora. Assim, a permissividade dielétrica e a permissividade do meio externo afetam os campos, sendo necessário determinar uma constante dielétrica efetiva (ϵ_{ref}), corrigindo (2.10) para:

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{10} \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (2.11)$$

Figura 2.9 – Efeito do franjamento em microfita.



Fonte: o Autor

Como os campos se deslocam parte no ar cuja permissividade dielétrica relativa é igual a unidade, o valor da ϵ_{ref} é inferior a constante dielétrica do substrato. Como já mencionado, tipicamente tem-se $W > h$, e assim pode-se calcular ϵ_{ref} como sendo (BALANIS, 1997):

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (2.12)$$

Analisando (2.12), nota-se que a constante dielétrica efetiva depende da largura W , que deve ser definida inicialmente. Para se ter um ressonador eficiente, é aconselhável que a fita tenha uma largura próxima a meio comprimento de onda (JUSTINO, 2008). Uma forma aproximada de se fazer isso é considerar o valor médio das constantes dielétrica relativa do ar e do substrato no cálculo. Dessa forma, determina-se:

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{10} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.13)$$

Mesmo com a reformulação apresentada em (2.11), o cálculo de L pelo método da linha de transmissão ainda apresenta um erro, que acarretará em um deslocamento em frequência no projeto da antena. O franjamento, já mencionado, além de gerar campos com certa curvatura além das bordas em W , também causa tal efeito além das bordas em L (ver na Figura 2.10). Com isso, o comprimento efetivo do ressonador é acrescido de duas porções denominadas ΔL em cada extremidade da antena. Dessa forma, ao aplicar (2.11) a ressonância da antena ocorria em uma frequência menor do que a desejada. Para corrigir esse efeito, a equação do comprimento da antena é modificada para:

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{10} \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (2.14)$$

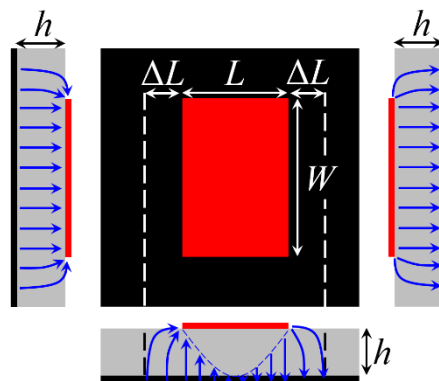
Sendo que ΔL pode ser encontrado por uma expressão prática e popular dada por (JUSTINO, 2008):

$$\Delta L = \frac{0,412h(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(0,264 + \frac{W}{h}\right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(0,8 + \frac{W}{h}\right)} \quad (2.15)$$

Entretanto, se $W \gg h$, observado para a faixa de micro-ondas, o cálculo de ΔL pode ser aproximado por (JUSTINO, 2008):

$$\Delta L = \frac{h}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.16)$$

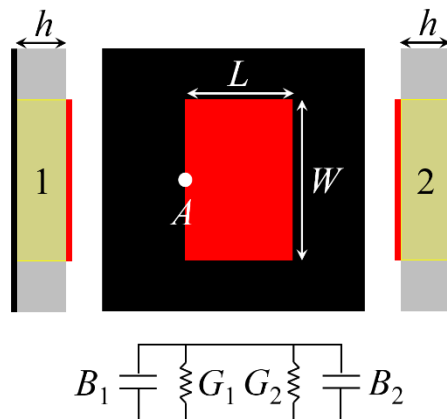
Figura 2.10 – Efeito do franjamento na antena de microfita.



Fonte: o Autor

Pelo modelo da linha de transmissão, uma antena de microfita retangular é representada por duas fendas, separadas por uma linha de transmissão de microfita com baixa impedância e comprimento L (como na Figura 2.11). Sabendo que cada uma dessas fendas possui comprimento W e altura h , é possível determinar a impedância de cada uma dessas aberturas e fazer uma análise de circuito para encontrar a impedância de entrada da antena.

Figura 2.11 – Comparação da antena de microfita com uma linha de transmissão circuital.



Fonte: o Autor

Para simplificar análise, as duas fendas irradiante podem ser representadas por uma admitância paralela equivalente Y , dada por:

$$Y = G + iB \quad (2.17)$$

onde G descreve uma condutância e B uma susceptância. Como as fendas são iguais, tem-se:

$$Y_1 = Y_2 \Rightarrow G_1 = G_2 \Rightarrow B_1 = B_2 \quad (2.18)$$

Sendo que para a faixa de micro-ondas, tipicamente os substratos dielétricos possuem altura $h < \lambda_0/10$, os valores de G e B podem ser expressos por (BALANIS, 1997):

$$G_1 = G_2 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad 2.19-a$$

$$B_1 = B_2 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln(k_0 h)] \quad 2.19-b$$

Para encontrar a impedância de entrada da antena, no ponto A da Figura 2.11, é necessário encontrar inicialmente a admitância total nesse ponto. Para isso, deve-se somar Y_1 , que se situa em A , com o comportamento que Y_2 possui nesta mesma coordenada. Como a antena é vista como um trecho de linha de transmissão, isso pode ser feito a partir do conceito de transformação de admitâncias de linhas de transmissão (BALANIS, 1997). Como para o

modo TM_{10} o comprimento L é aproximadamente meio comprimento de onda guiado no substrato, como descrito no método na cavidade, ocorre uma inversão na polaridade dos campos nos extremos de L (ver na Figura 2.12). Em termos de admitância na linha, isso impacta no sinal da parte imaginária, de modo que no ponto A , Y_2 passa à ser analisado como:

$$(Y_2)_A = G_2 - iB_2 = G_1 - iB_1 \quad (2.20)$$

Então, a admitância total em A para o modo TM_{10} pode ser escrita como:

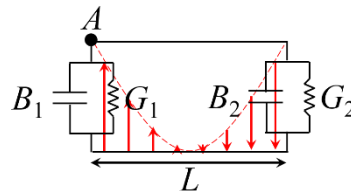
$$Y_A = Y_1 + (Y_2)_A = (G_1 + iB_1) + (G_1 - iB_1) = 2G_1 = \frac{W}{60\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right] \quad (2.21)$$

Sabendo que a impedância é dada pelo inverso da admitância, pode-se escrever a impedância de entrada da antena de microfita retangular no ponto A como:

$$(Z_{en})_A = \frac{1}{Y_A} = \frac{1}{\frac{W}{60\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right]} = \frac{60\lambda_0}{W \left[1 - \frac{1}{24}(k_0h)^2 \right]} \quad (2.22)$$

Com essa análise, chega-se à informação que para o modo TM_{10} a impedância de entrada é inversamente proporcional à W .

Figura 2.12 – Conceito da transformação de admitâncias de linhas de transmissão aplicada a antena de microfita retangular no modo TM_{10} .



Fonte: o Autor

Pelo método da linha de transmissão, como já mencionado, a antena de microfita retangular vista como duas fendas irradiantes, separadas por uma linha de transmissão de microfita com baixa impedância e comprimento L , é importante analisar o impacto do acoplamento mútuo entre as fendas. Sendo assim, (2.22) deve ser corrigida, adicionando a admitância total o efeito de acoplamento entre as regiões de irradiação (G_{12}), de modo que (BALANIS, 1997):

$$(Z_{en})_A = \frac{1}{Y_A} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (2.23)$$

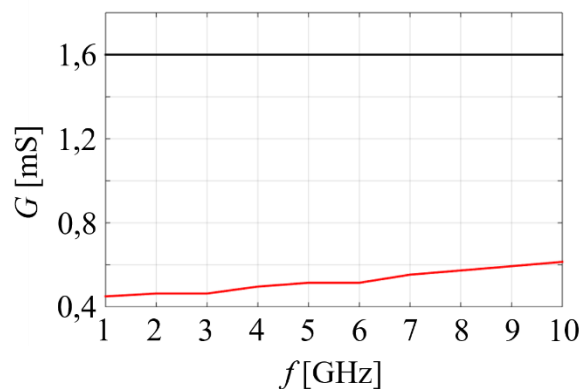
Onde o sinal mais (+) é usado para modos com distribuição ímpar (anti-simétrica) entre as fendas, enquanto o sinal menos (-) é usado para modos com distribuição par (simétrica). Os valores de G_{12} podem-se encontrados a partir de (BALANIS, 1997):

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad (2.24)$$

em que J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero.

Para exemplificar o comportamento das condutâncias G_1 e G_{12} em função da frequência, resolveu-se (1.19-a) e (1.24) (ver a Figura 2.13) considerando os seguintes parâmetros de entrada: $1\text{GHz} \leq (f_r)_{10} \leq 10\text{GHz}$, $\varepsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57\text{mm}$. Observa-se que G_1 permanece praticamente constante com a frequência para o modo TM_{10} . Isso ocorre pois em (1.19-a) tem-se W inversamente proporcional a λ_0 , enquanto, k_0 possui pouca influência sobre o valor final para a faixa de frequência estudada. Nota-se também que os valores de G_{12} crescem sutilmente com a frequência, entretanto, sempre sendo muito inferiores a G_1 .

Figura 2.13 – Exemplo do comportamento das condutâncias da antena de microfita retangular em função da frequência. G_1 está em preto e G_{12} em vermelho.



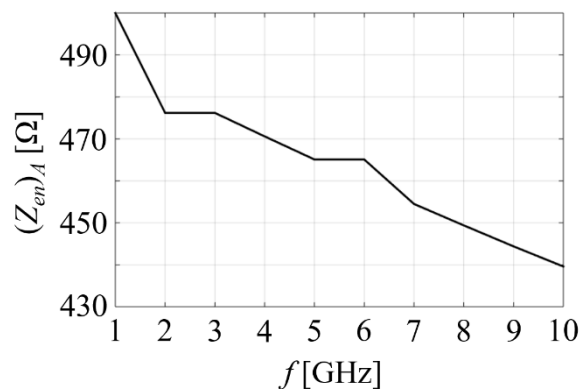
Fonte: o Autor

Tendo em vista o estudo do comportamento da impedância de entrada da antena de microfita retangular para o modo TM_{10} , resolveu-se (1.23) para $1\text{GHz} \leq (f_r)_{10} \leq 10\text{GHz}$, $\varepsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57\text{mm}$. Como demonstrado na Figura 1.14, a $(Z_{en})_A$ na condição de ressonância tende a decair com a frequência, sempre assumindo valores na ordem de centenas de Ohms. Esses valores correspondem à um dos comportamentos típicos desta antena.

Para validar o comportamento da impedância de entrada da antena em função da frequência, no entorno da ressonância do modo TM_{10} , analisou numericamente $(Z_{en})_A$ a partir do método dos elementos finitos em programa de simulação numérica comercial. Para tal, tem-

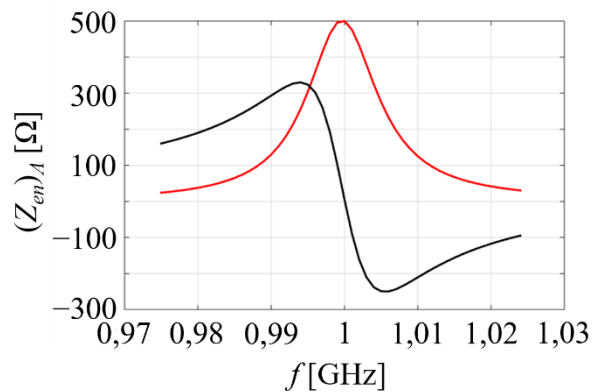
se o projeto da antena para operar na frequência de 1GHz no modo TM_{10} considerando $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57\text{mm}$. Assim, na Figura 1.15, tem-se o comportamento típico da impedância entrada da antena de microfita retangular, destacando as partes real e imaginária. Observa-se que em 1GHz ocorre a ressonância, onde tem-se a impedância de entrada puramente real, com valor de 500Ω . Para as frequências inferiores a ressonância tem-se a parte imaginária assumindo um comportamento de reatância indutiva, enquanto para as frequências superiores a ressonância observa-se um comportamento de reatância capacitiva.

Figura 2.14 – Exemplo do comportamento da impedância de entrada no ponto A da antena de microfita retangular em função da frequência.



Fonte: o Autor

Figura 2.15 – Exemplo da curva de impedância de entrada de uma antena de microfita retangular no modo TM_{10} . A parte real está em vermelho e a parte imaginária em preto.



Fonte: o Autor

O valor típico da impedância de entrada das antenas de microfita retangulares, operando no modo TM_{10} , sempre será superior a uma centena de ohms e isso pode ser visto como um problema para sua utilização nos atuais sistemas de telecomunicações. Sabe-se que a impedância de referência ou de ajuste dos equipamentos, operando na faixa de radiofrequência e micro-ondas, possui valor específico, normalmente de 50Ω . Com isso, torna-se necessário a

utilização de alguma técnica para realizar o casamento de impedância. Para isso, pode-se utilizar o conceito da a variação da impedância ao longo do ressonador de modo proporcional ao quadrado do campo elétrico no substrato dielétrico, de modo que:

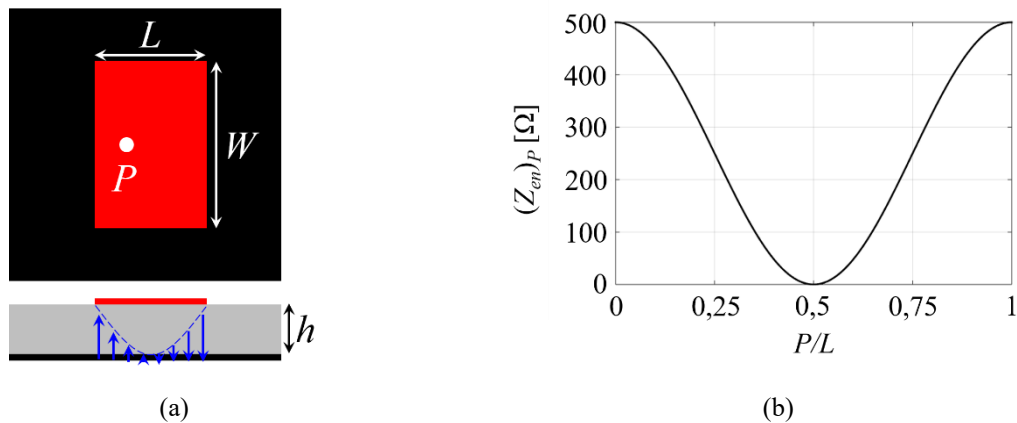
$$Z_{en}(x, y) \propto (E_{znorm}(x, y))_{mn}^2 \quad (2.25)$$

A proporcionalidade torna-se igual para o modo TM_{10} ao multiplicar o quadro do campo elétrico pelo valor da impedância no ponto A . Assim, a impedância pode ser escrita como:

$$(Z_{en})_P = (Z_{en})_A (E_{znorm}(P))_{10}^2 = (Z_{en})_A \cos^2\left(\frac{\pi}{L}P\right) \quad (2.26)$$

onde P (ver na Figura 2.16) é um ponto genérico ao longo do eixo x no qual encontra-se a impedância desejada, que por exemplo pode ser 50Ω .

Figura 2.16 – Exemplificação da variação do ponto da alimentação para modificar a impedância de entrada da antena de microfita retangular. (a) Variação da posição da alimentação. (b) Variação da impedância de entrada para a ressonância no TM_{10} ao longo do comprimento da antena.



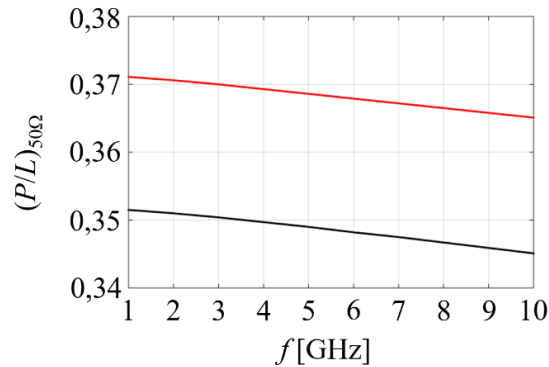
Fonte: o Autor

A alimentação das antenas de microfita pode ser feita de ao menos quatro formas (BALANIS, 1997): sonda coaxial, linha de microfita, acoplamento por abertura, e acoplamento por proximidade. Nesse trabalho será utilizado a forma por sonda coaxial devido à simplicidade de executar casamento de impedâncias pelo deslocamento do ponto da alimentação. Como apresentado na Figura 1.16(a), para a sonda coaxial basta inserir o condutor central da alimentação no ponto P .

Para a avaliar a relação entre P e L que leva a uma impedância de 50Ω para a antena de microfita retangular, resolveu-se (2.26) considerando $1\text{GHz} \leq (f_r)_{10} \leq 10\text{GHz}$, $\epsilon_r = 2,2$ e $4,4$ e $h = 1,57$ e 3mm . Como apresentado na Figura 1.17, a relação tende a diminuir ligeiramente com a frequência, entretanto, mesmo com valores distintos no estudo, os valores sempre são encontrados no intervalo entre 0,34 e 0,38. Assim, pode-se concluir que esses valores típicos

para a faixa de frequência de micro-ondas e os substratos dielétricos comerciais comumente utilizados em projetos.

Figura 2.17 – Exemplo do comportamento da relação P/L em função da frequência. $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,57\text{mm}$ está em preto $\epsilon_r = 4,4$ e $h = 3\text{mm}$ está em vermelho.



Fonte: o Autor

2.3 ANTENA DE MICROFITA ALTO GANHO E BANDA LARGURA OPERANDO NOS MODOS TM₃₀ E TM₅₀

Como apresentado as antenas de microfita retangulares possuem como característica diretividade de cerca de 7dB e largura de faixa menor que 2% da frequência central de operação da antena. Desta forma, estes valores podem ser limitantes para a utilização desta classe de antenas em tecnologias como 5G que visam o aumento nas taxas de transmissão.

Na literatura encontra-se diversas estratégias para melhorar a largura de banda das antenas de microfita. Por exemplo, em (SUN; LI; ZHANG; FENG, 2017) estrutura híbrida strip-slot é proposta para aumentar a largura de banda em até 41%. Outra técnica é apresentada em (SANTOS, 2017), onde é proposto o truncamento do plano terra da antena e o arredondamento dos vértices inferiores do elemento irradiador, aumentando a banda para 45,5%.

Na literatura encontra-se também diversas técnicas para se aumentar o ganho de uma antena de microfita. As mais comuns se baseiam no conceito de trabalhar com modos de ordem superior. Dentro desse conceito, destacam-se os trabalhos (ZHANG; ZHU; WU, 2018) onde trabalha-se no modo TM₃₀ para se alcançar um ganho de 13,3dBi e (HE; LI; SUN; ZHANG; CHEN, 2018) onde alcança-se 10,9dBi (em dupla polarização) ao trabalhar no modo TM₅₀.

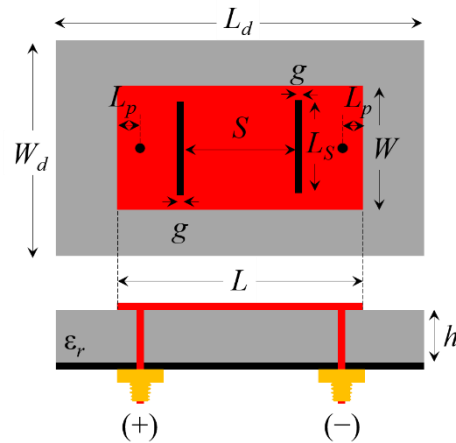
Com o objetivo de projetar uma antena de microfita que simultaneamente apresente maior banda e ganho (sendo então uma solução potencial para redes como o 5G), esse trabalho

terá como base os conceitos apresentados em (WEN; XIE; ZHU, 2019). Por esse motivo, será apresentado os conceitos teóricos para se obter esta antena, de modo que ele possa ser re-projetada para as características do 5G no Brasil na segunda etapa deste trabalho de conclusão de curso.

Para se obter uma antena de microfita que apresente simultaneamente maior largura de banda e ganho, em (WEN; XIE; ZHU, 2019) é proposto a operação simultânea nos modos TM_{03} and TM_{05} . Cada modo possui uma banda específica e um diagrama irradiação mais diretivo que o modo fundamental (uma vez que suas respectivas ressonâncias ocorrem em frequências mais elevadas, tornando a antena eletricamente maior) porém com lóbulos laterais com maior intensidade.

Os autores propõem então adição de duas fendas no elemento irradiador que juntamente com uma alimentação balanceada (ver na Figura 2.18). Essa forma de alimentação ajuda a criar uma simetria na distribuição de campo no substrato dielétrico da antena, ajudando no controle do formato da irradiação. As fendas provocam uma perturbação na distribuição de campo no substrato dielétrico da antena, deslocamentos das frequências de ressonâncias desses dois modos superiores (principalmente do TM_{50}). Ajustando a aproximação desses dois modos é possível criar uma única banda de operação, com faixa mais larga que a de apenas um modo ressonante. Como demonstrado por (WEN; XIE; ZHU, 2019), o principal fator de afeta nesse deslocamento dos modos é a distância entre as fendas e esse conceito é estudado no projeto numérico desse trabalho. Os modos TM_{30} e TM_{50} , para uma antena de microfita sem modificações, apresentam altos lóbulos laterais. A adição das fendas, com comprimento, largura e posição corretamente definidos, afeta a distribuição de campo no ressonador, reduzindo os lóbulos laterais e maximizando o ganho. Em (WEN; XIE; ZHU, 2019) a antena é projetada em um substrato com espessura $h = 0,8$ mm e constante dielétrica de 2,2. Para tal, encontrou-se uma largura de faixa de 5,4 a 5,74GHz (6,1%) e ganho máximo de 10,7dBi.

Figura 2.18 – Modificações da antena de microfita retangular para obter alto ganho e banda larga operando nos modos TM_{30} e TM_{50} .



Fonte: o Autor

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foram apresentados os conceitos físicos e técnicas de projeto das antenas de microfita retangulares convencionais e para a condição de alto ganho e faixa larga de operação. Tais informações são base para o desenvolvimento realizado a seguir no trabalho.

CAPÍTULO 3

MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é apresentada a metodologia de desenvolvimento do trabalho.

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A metodologia utilizada neste projeto é dívida no estudo teórico de artigos científicos, dissertações de mestrado e teses de doutorado e livros e em as simulações numéricas no programa *Ansys Electronics Desktop*.

3.2 METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO

Ao final do trabalho de conclusão de curso, validou-se os conceitos teóricos a partir de simulações numéricas. Isso foi realizado a partir da otimização das dimensões da antena para atender as respostas esperadas (ganho e banda). Para tal, um conjunto de estudos foi realizado no simulador tendo como métricas de desempenho o casamento de impedâncias (dado pelo estudo do coeficiente de reflexão) e da irradiação (dada pelo estudo da diretividade e do ganho).

A metodologia de desenvolvimento do projeto foi subdividida em:

- i) Estudo das técnicas de projeto para a antena de microfita retangular operar no terceiro e quintos modos excitados, formando uma única banda e tendo diagrama de irradiação com baixos lóbulos laterais.
- ii) Construção do modelo numérico, aplicando as técnicas de projeto, e otimização das dimensões da antena.
- iii) Análise da largura de faixa a partir de simulações do casamento de impedâncias (principalmente observando o coeficiente de reflexão);
- iv) Análise do ganho (e conseqüentemente da diretividade) em função da frequência (na faixa de frequências de operação da antena) nas duas polarizações de interesse;
- v) Análise dos diagramas de irradiação de ganho (em 2 e 3 dimensões) em frequências específicas na faixa de operação da antena para as duas polarizações de interesse;

3.3 RECURSOS NECESSÁRIOS

O projeto da antena foi executado em ambiente de simulação numérica no programa *Ansys Electronics Desktop*, sendo utilizado o módulo de simulação HFSS

(*High Frequency Structure Simulator*), com análises baseadas no método de elementos finitos (FEM) para otimizar o modelo e levantar os resultados. Atualmente o curso de Eletrônica e de Telecomunicações do campus de Patos de Minas não possui a licença do programa *Ansys Electronics Desktop*, por isso, as simulações foram realizadas com auxílio do Laboratório de Telecomunicações LabTel da Universidade Federal de Itajubá, coordenado pelo professor Dr. Danilo Henrique Spadoti, por meio de acesso remoto.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo apresentou-se, de forma simples e direta, a metodologia e os recursos necessários para o desenvolvimento desse trabalho de conclusão de curso. Com base nessas informações, tem-se o apontamento para as etapas que são apresentadas de forma mais detalhada no capítulo a seguir.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo é apresentado as principais análises e resultados obtidos nesse trabalho.

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

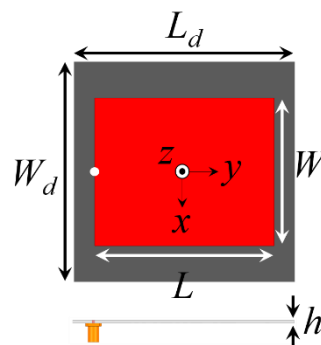
O ponto de partida para o desenvolvimento da antena apresentada nesse trabalho teve como base o estudo das dimensões da antena apresentada em (WEN; XIE; ZHU, 2019). Para tal, conforme a ilustração da Figura 2.18, tem-se as dimensões $L = 57\text{mm}$, $W = 47\text{mm}$, $L_d = W_d = 70\text{mm}$, $S = 17,7\text{mm}$, $L_s = 45\text{mm}$, $g = 2,5\text{mm}$ e $L_p = 1,4\text{mm}$. Então, sabendo que o substrato dielétrico usando foi o F4B com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 0,8\text{mm}$, observa-se que para essa configuração a antena opera de 5,4GHz à 5,74GHz (o que leva à uma frequência central de 5,57GHz).

Sabendo que a frequência de ressonância das antenas de microfita retangulares é inversamente proporcional o comprimento do elemento ressonador, definiu-se como estratégia de projeto parametrizar todas as dimensões da antena em função do valor de L . Dessa forma, ao reprojeter a antena, mudando a frequência central de 5,57GHz para 3,5GHz, é possível manter a proporcionalidade entre as dimensões. Assim, seguindo as dimensões apresentadas em (WEN; XIE; ZHU, 2019), chegou-se à $W \cong 0,825L$, $L_d = W_d \cong 1,228L$, $S \cong 0,311L$, $L_s \cong 0,789L$, $g \cong 0,044L$ e $L_p \cong 0,024L$.

Como descrito no Capítulo 2, as modificações propostas (WEN; XIE; ZHU, 2019) aproximam as frequências de ressonâncias dos dois modos de terceira e quinta ordem, criando uma única banda de operação. Entretanto, é mais fácil partir das análises sem tais modificações e ir gradativamente inserindo as alterações e averiguando seus impactos. Para tal, primeiramente procurou-se encontrar a frequência de ressonância do modo fundamental da antena sem as modificações, sendo assim possível determinar quantas vezes o valor da frequência aumentou com as modificações. Aplicando as equações da fundamentação teórica apresentada no Capítulo 2, chegou-se na frequência de aproximadamente 1,77GHz para a antena descrita em (WEN; XIE; ZHU, 2019) operando no modo fundamental. Isso representa que a frequência de ressonância com as modificações é de cerca de 3,15 vezes em relação a antena sem modificações (isso é obtido dividindo 5,57GHz por 3,15). Como o objetivo da antena proposta nesse trabalho é operar na faixa de 3,5GHz, seguindo o raciocínio apresentado

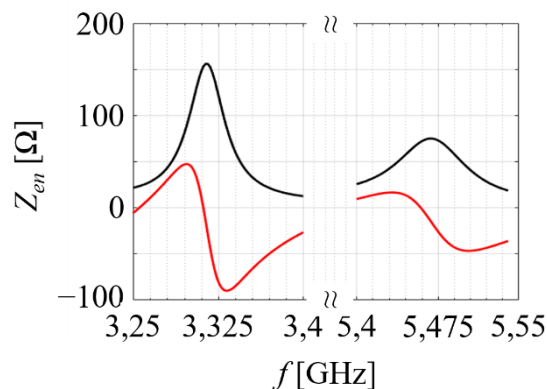
anteriormente, ao dividir a frequência de 3,5GHz por 3,15 foi obtido um valor de aproximadamente 1,11GHz como sendo frequência aproximada que antena proposta deve operar em seu modo fundamental. Com isso, o próximo passo foi calcular as dimensões com base na frequência encontrada e para o substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$, determinou-se $L \cong 91,5\text{mm}$ (com base nas equações de projeto do Capítulo 2). Então, seguindo a parametrização proposta apresentada, para antena ainda sem corte, tem-se $W \cong 0,825L \cong 75,5\text{mm}$ e $L_d = W_d \cong 1,228L \cong 112,4\text{mm}$. É importante destacar que alimentação ainda foi realizada na borda do ressonador. Isso se deu, pois, as demais modificações afetam a impedância de entrada, de modo que o ponto da alimentação será ajustado posteriormente. Após esse dimensionamento, construiu-se um modelo numérico no simulador Ansys Electronics Desktop (conforme a Figura 4.1) e após várias simulações foi observada a curva da impedância de entrada (partes real e imaginária) em que se pode constatar a presença das frequências de ressonância dos modos TM_{300} e TM_{500} com sendo, respectivamente, 3,32GHz e 5,46GHz (Ver na Figura 4.2).

Figura 4.1 – Antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial.



Fonte: o Autor

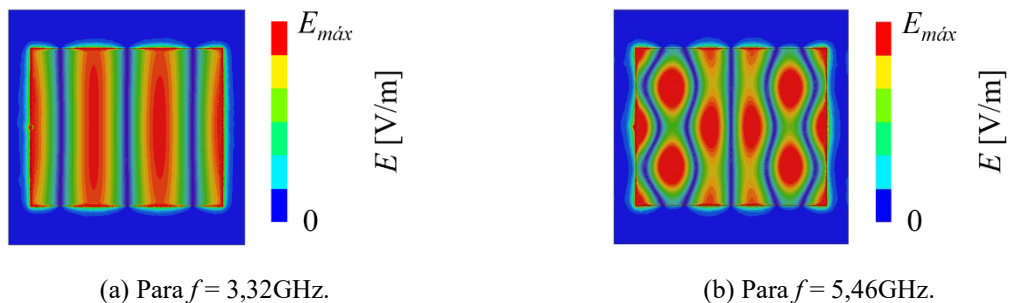
Figura 4.2 – Curva da impedância da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial.



Fonte: o Autor

Após a análise da impedância em função da frequência, tendo identificado as ressonâncias dos modos TM_{300} e TM_{500} , a partir da análise da distribuição de campo elétrico no substrato dielétrico verificou-se que realmente essas frequências se tratam dos modos desejados. Conforme a Figura, nota-se que para 3,32GHz tem-se três pontos de nulo na distribuição de campo ao longo do comprimento L , o que caracteriza o modo TM_{300} . Por sua vez, nota-se que para 5,46GHz tem-se cinco pontos de nulo na distribuição de campo ao longo do comprimento L , o que caracteriza o modo TM_{500} . Vale destacar que para o modo TM_{500} existem nulos que seguem uma “distribuição curva”. Isso se justifica pela presença de outros modos em frequências próximas que acabam perturbando os campos do TM_{500} .

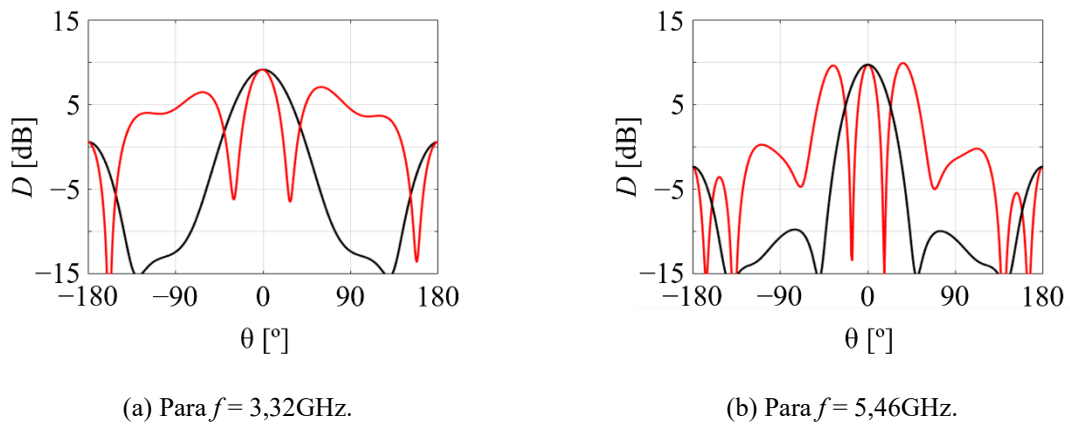
Figura 4.3 – Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial.



Fonte: o Autor

Tendo validado as frequências de ressonância dos modos TM_{300} e TM_{500} com sendo, respectivamente, 3,32GHz e 5,46GHz, o passo seguinte foi analisar o comportamento da irradiação nessas frequências (conforme a Figura 4.4). Como a antena ainda possui alimentação na borda do ressonador (não havendo casamento de impedâncias) analisou-se os diagramas de irradiação de diretividade em escala logarítmica. Para tal, analisaram-se os diagramas nos planos xz e yz conforme a orientação da Figura 4.1. Nota-se que para o plano xz , independente da frequência analisada, tem-se a irradiação caracterizada por um lóbulo principal bem definido e lóbulos secundários baixos. Isso se justifica, pois, conforme a Figura 4.3, nesse plano (seguindo uma linha de análise) não há variação na distribuição de campo. Entretanto, no plano yz , devido a variação de campo, nota-se três pontos lóbulos altos para o modo TM_{300} e cinco para o modo TM_{500} . Esses valores de números de modos já eram esperados de acordo com os conceitos do método da cavidade, apresentado no Capítulo 2. Valores de lóbulos laterais altos podem ser um problema, visto que cria réplicas do sinal (transmito ou recebido) em mais de uma direção. Por esse motivo um dos objetivos de projeto é reduzir os valores dos lóbulos laterais, maximizando a irradiação no lóbulo principal, e isso é feito da inserção das fendas, de acordo com o apresentado em (WEN; XIE; ZHU, 2019).

Figura 4.4 – Diagramas de irradiação da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e sem alimentação diferencial. Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz .

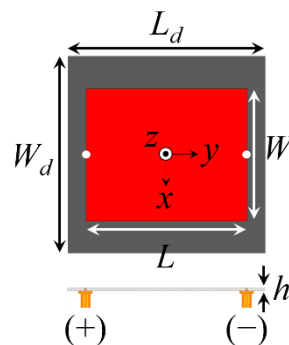


Fonte: o Autor

4.2 ESTUDO DA ALIMENTAÇÃO DIFERENCIAL

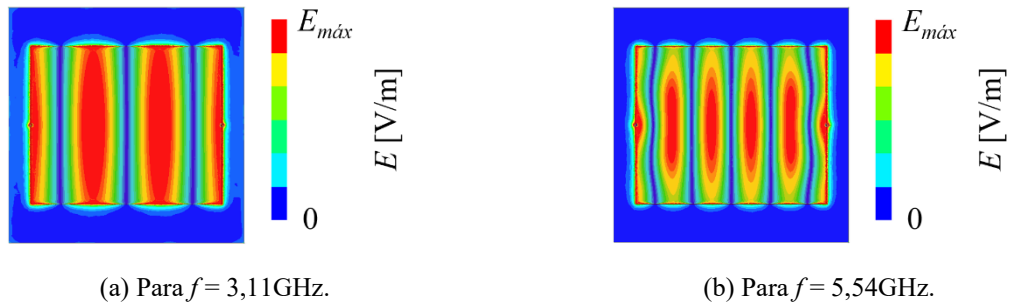
Conforme apresentado em (WEN; XIE; ZHU, 2019), a alimentação diferencial para os modos de operação ímpares (como é o caso do TM_{300} e TM_{500}) não cria uma perturbação destrutiva nos campos do dielétrico. Isso ocorre, pois, há uma inversão de fase simétrica a partir de uma linha central do ressonador. Assim, pode-se colocar duas alimentações simétricas com mesma amplitude e defasadas de 180° (ver na Figura 4.5) afim de prover uma melhora na distribuição de campo (principalmente no modo TM_{500}), como apresentado na Figura 4.6. Entretanto, é importante destacar que a presença de mais de uma sonda de alimentação afeta (devido a seu efeito indutivo) as frequências de ressonância, que são deslocadas para 3,11GHz (no modo TM_{300}) e 5,54GHz (no modo TM_{500}).

Figura 4.5 – Antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e com alimentação diferencial.



Fonte: o Autor

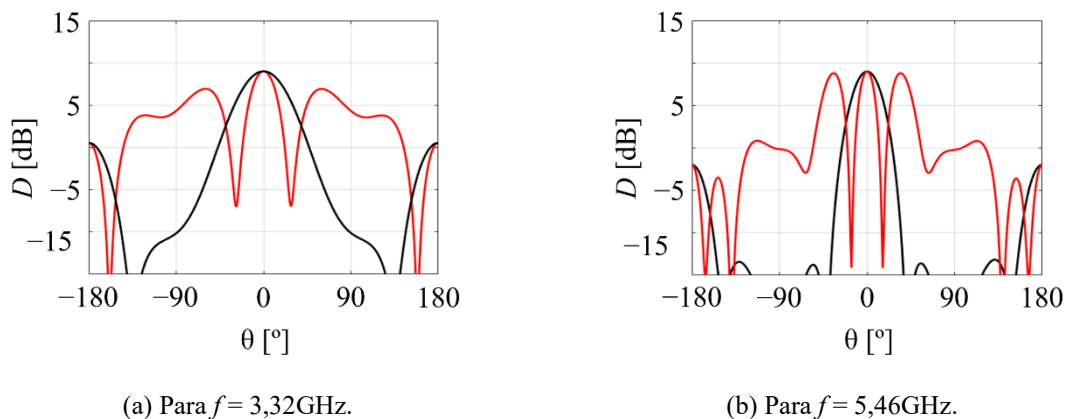
Figura 4.6 – Distribuição de campo elétrico no substrato da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e com alimentação diferencial.



Fonte: o Autor

Tendo validado as frequências de ressonância dos modos TM_{300} e TM_{500} na presença da alimentação diferencial com sendo, respectivamente, 3,11GHz e 5,54GHz, o passo seguinte foi analisar o comportamento da irradiação nessas frequências (conforme a Figura 4.7). Nota-se que a alimentação diferencial pouco afeta no comportamento da irradiação, em que no plano yz , devido a variação de campo, nota-se três pontos lóbulos altos para o modo TM_{300} e cinco para o modo TM_{500} .

Figura 4.7 – Diagramas de irradiação da antena de microfita retangular proposta sem a presença de cortes no ressonador e com alimentação diferencial. Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz .



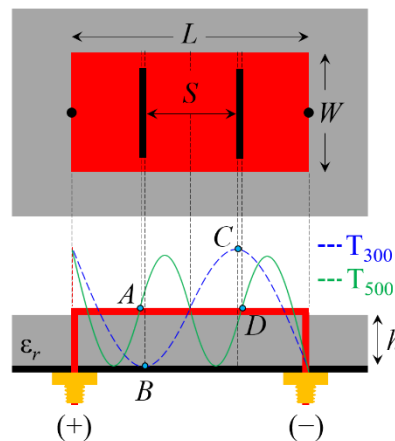
Fonte: o Autor

4.3 ESTUDO DA POSIÇÃO DAS FENDAS

A Figura 4.8 apresenta a ilustração das vistas superior e lateral da antena proposta, destacando as curvas das distribuições de campo elétrico correspondentes nos modos TM_{300} e TM_{500} . Nota-se que as fendas são inseridas nas regiões entre os pontos A e B (do lado da alimentação positiva) e entre os pontos C e D (do lado da alimentação negativa). As informações físicas (de dimensões) e elétricas (dos valores de campo) dos pontos A , B , C e D são detalhadas na Tabela 4.1. É importante destacar que o ponto C tem o mesmo efeito do ponto B e o ponto D do ponto A . O ponto A está localizado na posição física de $-L/5$ (ou seja, à $L/5$

do centro do ressonador na direção da alimentação positiva) e é o segundo ponto nulo de campo elétrico da distribuição de campo elétrico no modo TM_{500} . Sabendo que o comportamento da distribuição de corrente no ressonador é o inverso do campo elétrico (quando um é nulo o outro é máximo), em A (ponto nulo da distribuição do campo elétrico) tem-se um dos pontos com valor de pico da distribuição da corrente superficial do modo TM_{500} . Assim, ao inserir uma fenda neste ponto produz-se um efeito capacitivo máximo no modo TM_{500} . Tal efeito reduzirá efetivamente a frequência ressonante do modo TM_{500} para uma região de frequência muito mais baixa (WEN; XIE; ZHU, 2019). No ponto B (muito próximo ao A) a posição física está localizada em $-L/6$ (ou seja, à $L/6$ do centro do ressonador na direção da alimentação positiva) e é o segundo ponto de pico da distribuição do campo elétrico no modo TM_{300} . Assim, a corrente de superfície do modo TM_{300} terá um valor mínimo, de modo que o efeito capacitivo produzido pela fenda é quase desprezível (WEN; XIE; ZHU, 2019). Com isso, a frequência de ressonância do modo TM_{300} se manterá muito próxima da sem a presença da fenda.

Figura 4.8 – Ilustração do efeito das fendas nos pontos de nulo das distribuições de campo dos modos TM_{300} e TM_{500} .



Fonte: o Autor

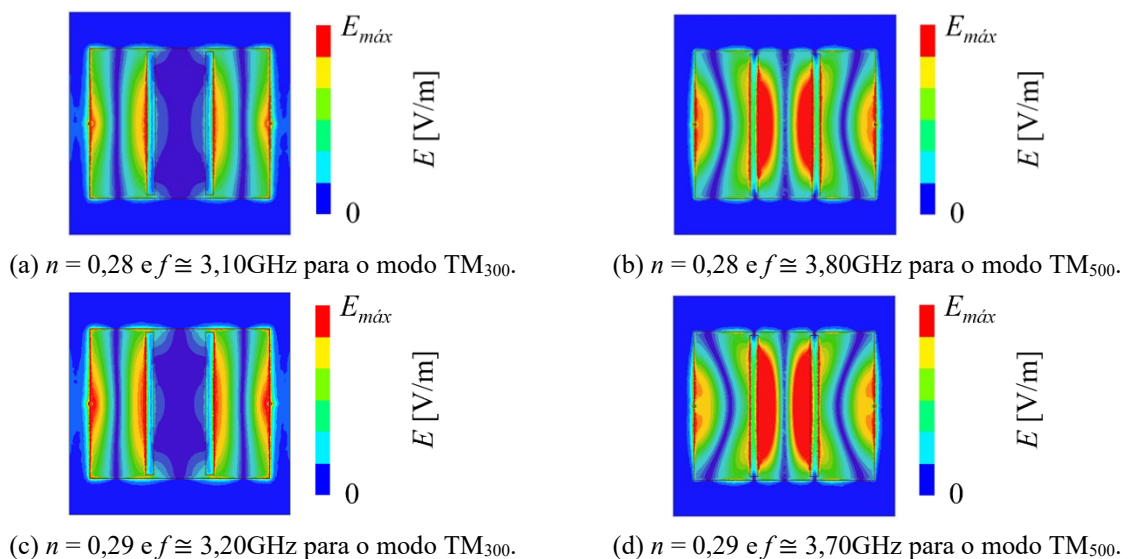
Tabela 4.1 – informações físicas e elétricas dos modos TM_{300} e TM_{500} nos pontos A , B , C e D .

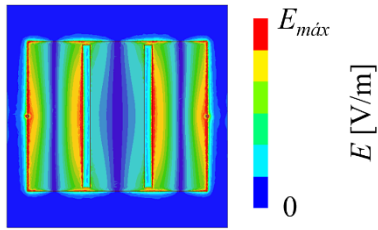
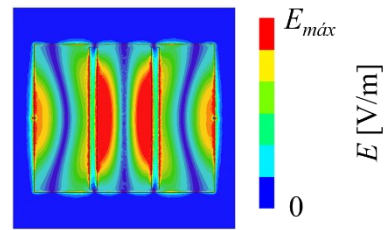
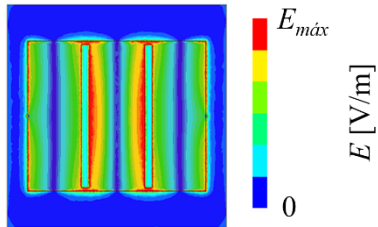
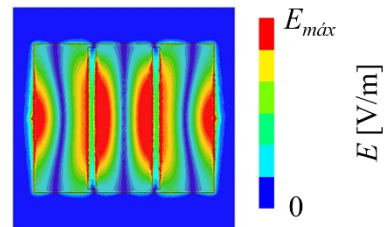
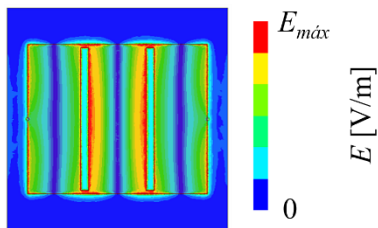
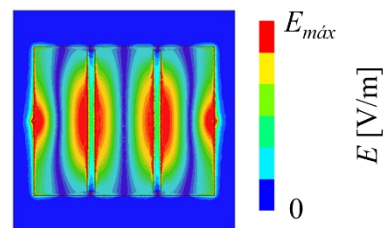
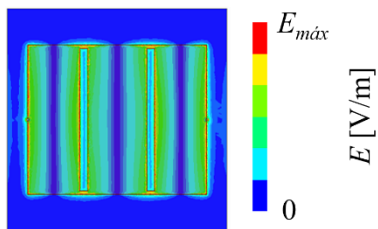
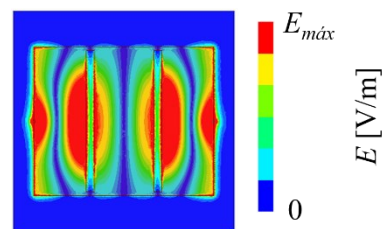
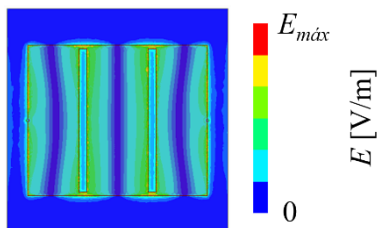
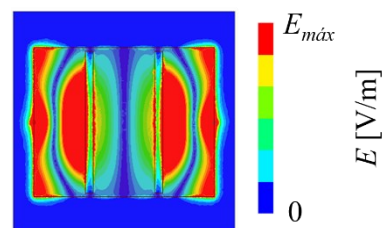
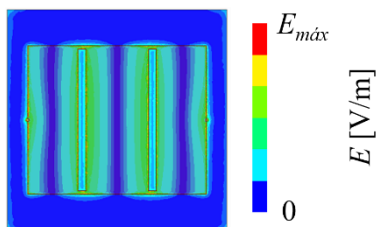
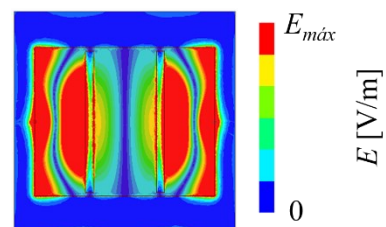
Ponto	A	B	C	D
Posição física	$-L/5$	$-L/6$	$L/5$	$L/6$
Campo elétrico	Nulo para o TM_{500}	Pico para o TM_{300}	Pico para o TM_{300}	Nulo para o TM_{500}
Corrente de superfície	Pico para o TM_{500}	Nulo para o TM_{300}	Nulo para o TM_{300}	Pico para o TM_{500}
Efeito da capacitância	Máximo para o TM_{500}	Mínimo para o TM_{300}	Mínimo para o TM_{300}	Máximo para o TM_{500}
Frequência de ressonância	Reduz para o TM_{500}	Inalterado para o TM_{300}	Inalterado para o TM_{300}	Reduz para o TM_{500}

Para avaliar o efeito das suas fendas simétricas nas frequências de ressonâncias dos modos TM_{300} e TM_{500} , seguindo a parametrização proposta anteriormente, definiu-se $L \cong 91,5\text{mm}$, $W \cong 0,825L \cong 75,5\text{mm}$, $L_d = W_d \cong 1,228L \cong 112,4\text{mm}$, $L_s \cong 0,789L \cong 72,2\text{mm}$, $g \cong 0,044L \cong 4,03\text{mm}$ e $L_p = 0\text{mm}$ (a posição da alimentação será definida após os estudos). Então, variou-se o valor da distância entre as fendas (no modelo numérico no simulador Ansys Electronics Desktop) seguindo a lei de formação $S = nL$ e os resultados foram reportados na Figura 4.9 e na Tabela 4.1. Nota-se (pela distribuição de campos) que os modos TM_{300} (identificados por três pontos de nulos ao longo do comprimento L) e TM_{500} (identificados por cinco pontos de nulos ao longo do comprimento L) tem suas frequências de ressonância modificadas (em como já esperado o modo TM_{500} é o mais afetado), de modo que para $n = 0,32$ tem-se a maior aproximação dos modos sendo que as frequências de ressonância assumem os valores $3,35\text{GHz}$ (para o TM_{300}) e $3,4\text{GHz}$ (para o TM_{500}).

Conforme a Tabela 4.2 e a Figura 4.10, observa-se que para todos os valores de n estudados tem-se a diretividade da antena maior que $11,40\text{dB}$ (sendo que antes da inserção das fendas o valor era de aproximadamente 9dB). Isso ocorre, pois, com a inserção das fendas (posicionadas de modo correto) tem-se a perturbação em partes da corrente distribuída no ressonador que estão em contra fase (WEN; XIE; ZHU, 2019) e, com isso, tem-se uma redução dos lóbulos laterais (isso fica mais claro a partir da relação entre os valores de ganho do lóbulo principal com o valor no lóbulo secundário mais intenso, descrita pela sigla SLL) no plano yz (ver na Figura 4.10), de modo que a irradiação é concentrada no lóbulo principal.

Figura 4.9 – Efeito da distância entre as fendas na distribuição de campo dos modos TM_{300} e TM_{500} .

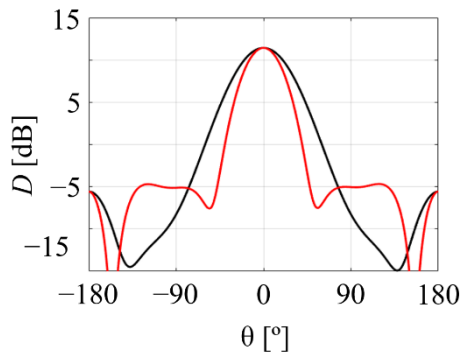
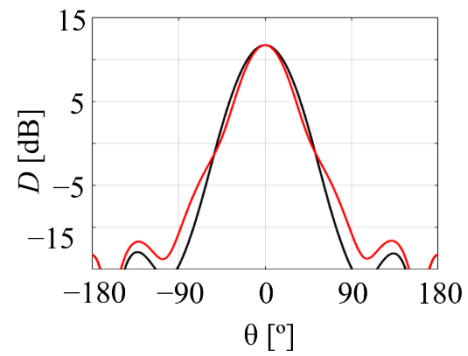
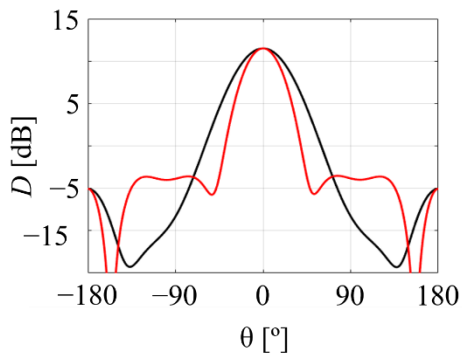
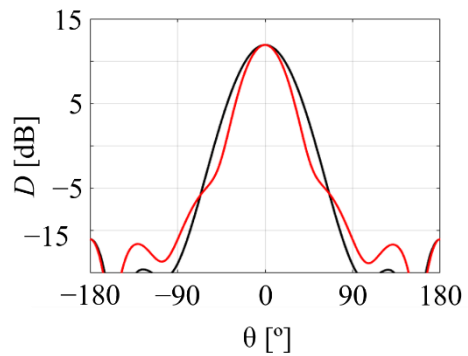
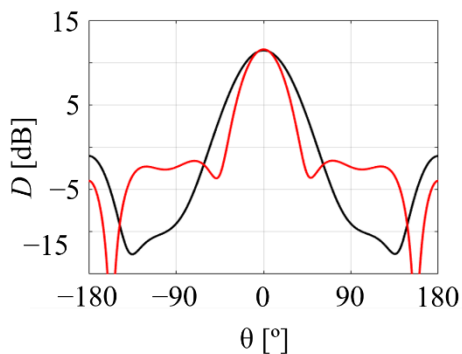
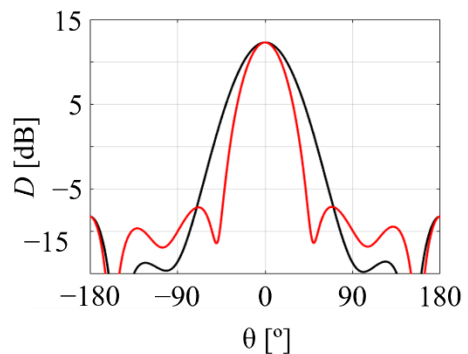


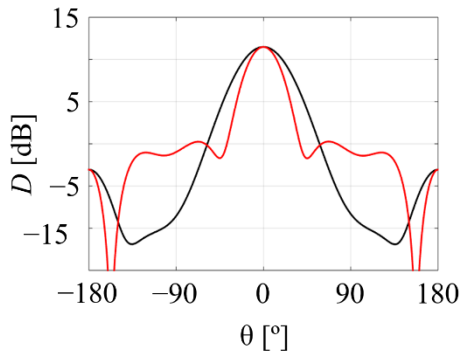
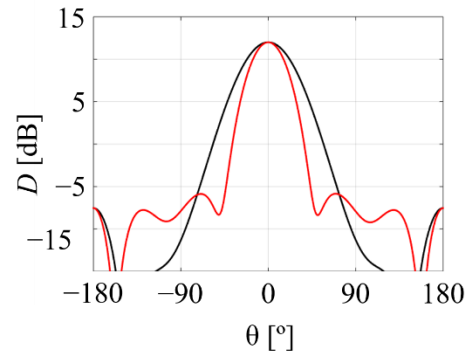
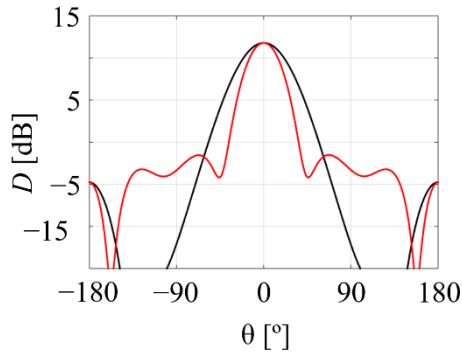
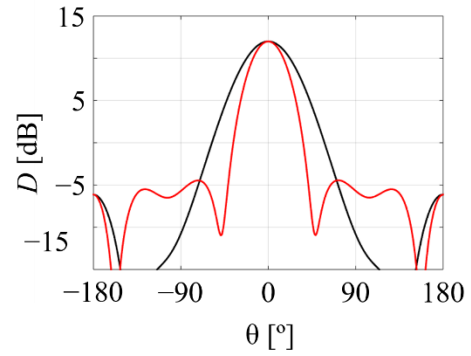
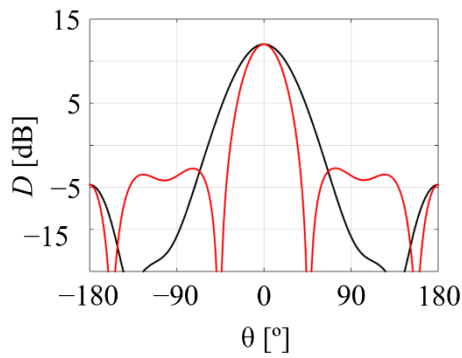
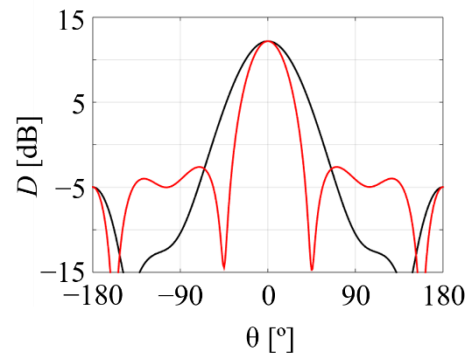
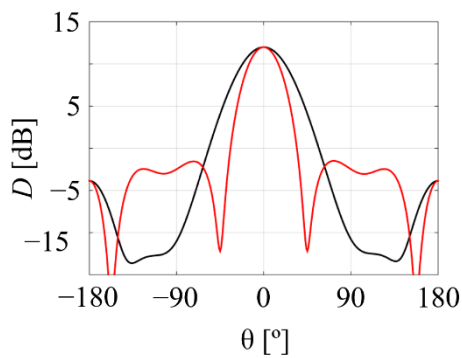
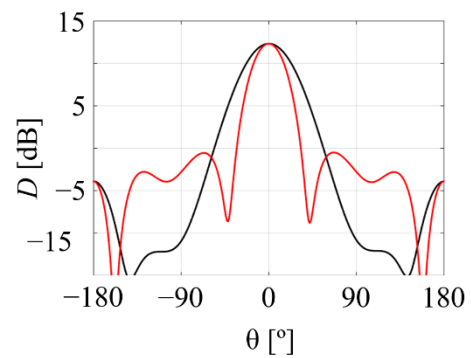
(e) $n = 0,30$ e $f \cong 3,20\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(f) $n = 0,30$ e $f \cong 3,65\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(g) $n = 0,31$ e $f \cong 3,25\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(h) $n = 0,31$ e $f \cong 3,50\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(i) $n = 0,32$ e $f \cong 3,35\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(j) $n = 0,32$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(l) $n = 0,33$ e $f \cong 3,33\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(m) $n = 0,33$ e $f \cong 3,45\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(n) $n = 0,34$ e $f \cong 3,30\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(o) $n = 0,34$ e $f \cong 3,50\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(p) $n = 0,35$ e $f \cong 3,23\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(q) $n = 0,35$ e $f \cong 3,60\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

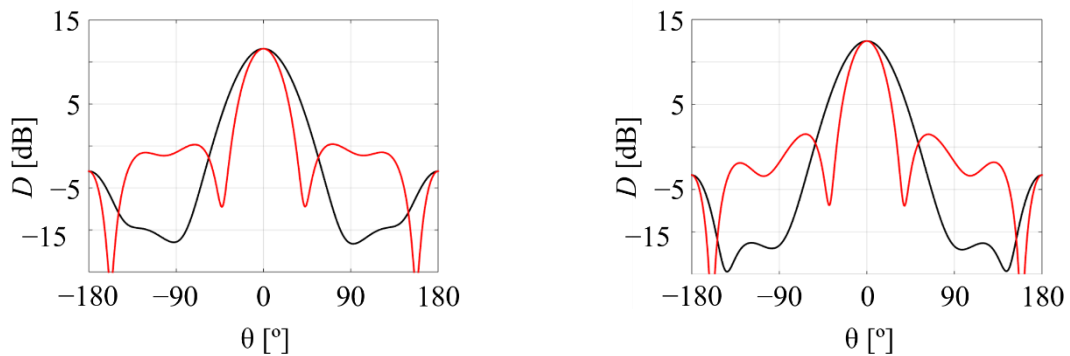
Fonte: o Autor

Tabela 4.2 – Informações do estudo da posição das fendas.

S/L	f_{TM300} (GHz)	f_{TM500} (GHz)	D_{TM300} (dB)	D_{TM500} (dB)	SLL_{TM300} (dB)	SLL_{TM500} (dB)
0,28	3,10	3,80	11,40	11,70	16,20	23,40
0,29	3,15	3,70	11,50	11,90	15,10	23,50
0,30	3,20	3,65	11,50	12,30	13,20	19,40
0,31	3,25	3,50	11,50	12,00	11,20	17,90
0,32	3,35	3,40	11,80	12,00	13,30	16,50
0,33	3,33	3,45	12,00	12,20	14,80	14,80
0,34	3,30	3,50	12,00	12,30	13,50	12,90
0,35	3,23	3,60	11,60	12,50	11,50	11,00

Figura 4.10 – Efeito da distância entre as fendas nos diagramas de irradiação dos modos TM_{300} e TM_{500} . Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz .(a) $n = 0,28$ e $f \cong 3,10\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(b) $n = 0,28$ e $f \cong 3,80\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(c) $n = 0,29$ e $f \cong 3,20\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(d) $n = 0,29$ e $f \cong 3,70\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(e) $n = 0,30$ e $f \cong 3,20\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(f) $n = 0,30$ e $f \cong 3,65\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

(g) $n = 0,31$ e $f \cong 3,25$ GHz para o modo TM_{300} .(h) $n = 0,31$ e $f \cong 3,50$ GHz para o modo TM_{500} .(i) $n = 0,32$ e $f \cong 3,35$ GHz para o modo TM_{300} .(j) $n = 0,32$ e $f \cong 3,40$ GHz para o modo TM_{500} .(l) $n = 0,33$ e $f \cong 3,33$ GHz para o modo TM_{300} .(m) $n = 0,33$ e $f \cong 3,45$ GHz para o modo TM_{500} .(n) $n = 0,34$ e $f \cong 3,30$ GHz para o modo TM_{300} .(o) $n = 0,34$ e $f \cong 3,50$ GHz para o modo TM_{500} .

(p) $n = 0,35$ e $f \cong 3,23\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(q) $n = 0,35$ e $f \cong 3,60\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

Fonte: o Autor

Após o estudo da posição das fendas concluiu-se que, em termos de aproximação das ressonâncias dos modos TM_{300} e TM_{500} para criar uma banda única de operação, os valores de $n = 0,31, 0,32$ e $0,33$ demonstram-se como configurações potenciais. Por esse motivo, após o levantamento dos demais estudos, esses valores de n serão considerados para a proposta de modelos finais da antena desenvolvida.

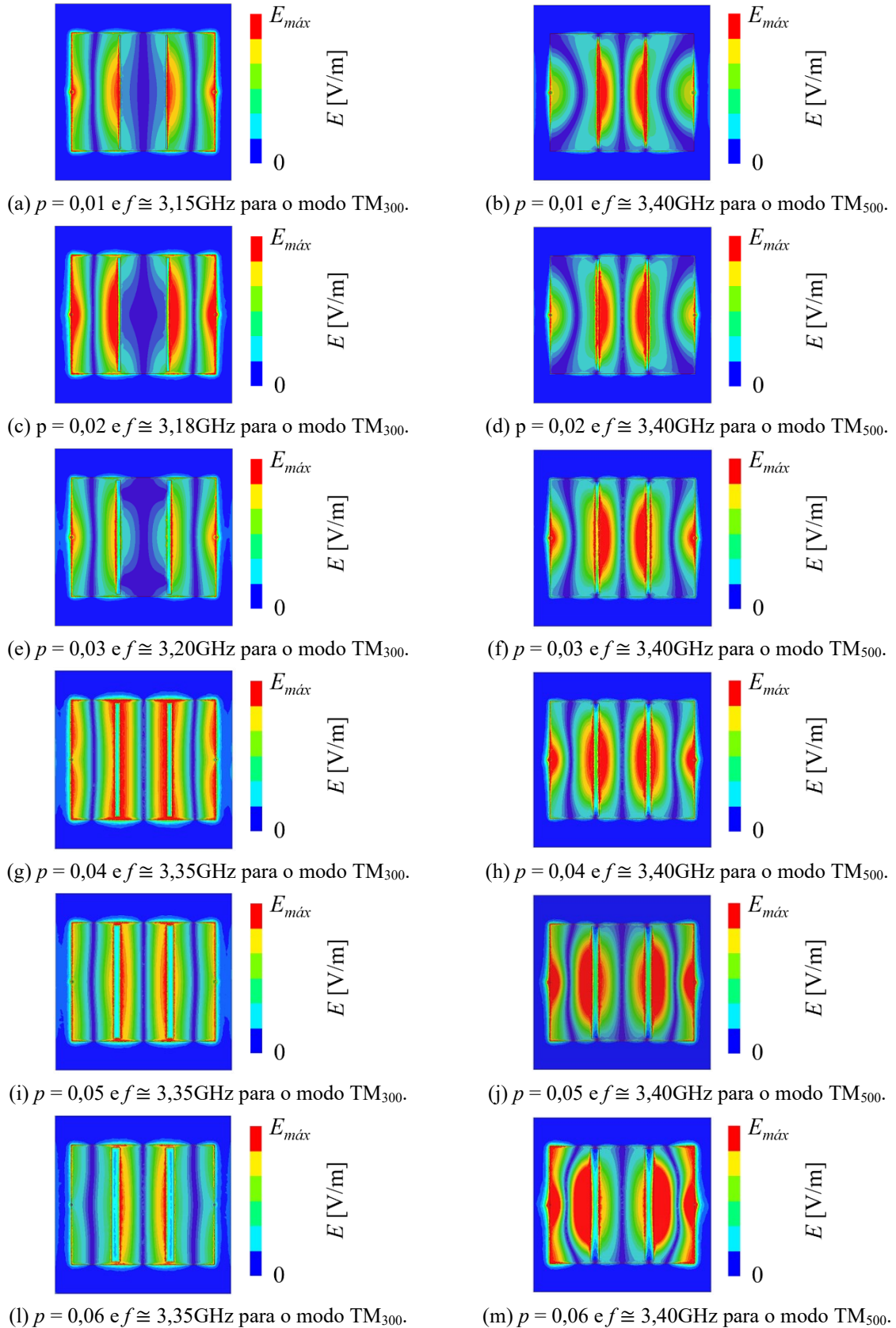
4.4 ESTUDO DA LARGURA DAS FENDAS

Conforme apresentado na Figura 4.11 e na Tabela 4.3, a largura das fendas podem afetar na resposta esperada para a antena. Entretanto, no trabalho de (WEN; XIE; ZHU, 2019) não foi apresentado um estudo sobre essa dimensão, sendo apenas fixado $g \cong 0,044L$ (conforme a representação da Figura 2.18). Então, como contribuição desse trabalho, seguindo a parametrização proposta anteriormente, em que $L \cong 91,5\text{mm}$, $W \cong 0,825L \cong 75,5\text{mm}$, $L_d = W_d \cong 1,228L \cong 112,4\text{mm}$, $L_s \cong 0,789L \cong 72,2\text{mm}$, $S = 0,32L \cong 29,3\text{mm}$ (conforme obtido no estudo anterior) e $L_p = 0\text{mm}$ (a posição da alimentação será definida após os estudos), fez-se o levantamento da largura das fendas (no modelo numérico no simulador Ansys Electronics Desktop) seguindo a lei de formação $g = pL$ e os resultados foram reportados na Figura 4.11 e na Tabela 4.3. Nota-se (pela distribuição de campos), para a faixa de valores estudadas, que o modo TM_{500} praticamente não apresenta modificação na frequência de ressonância, enquanto o modo TM_{300} é deslocado para frequências um pouco inferiores quando a largura das fendas é menor que a proposta do trabalho de (WEN; XIE; ZHU, 2019). Isso se justifica, pois, com uma largura menor as fendas não atingem exatamente os pontos máximo em contra fase das distribuições de campo do modo TM_{300} (ver na Figura 4.8).

Conforme a Tabela 4.3 e a Figura 4.12, observa-se que para todos os valores de p estudados tem-se a diretividade da antena maior que 11dB e o valor no lóbulo secundário mais intenso, no plano yz (ver na Figura 4.12), sempre a baixo de 12dB do lóbulo principal. Com

isso, concluiu-se que dentre os valores estudados, os valores mais potenciais para o projeto são $p = 0,3, 0,4, 0,5$ e $0,6$.

Figura 4.11 – Efeito da largura das fendas na distribuição de campo dos modos TM_{300} e TM_{500} .

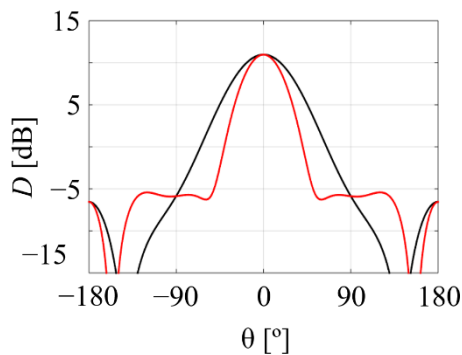
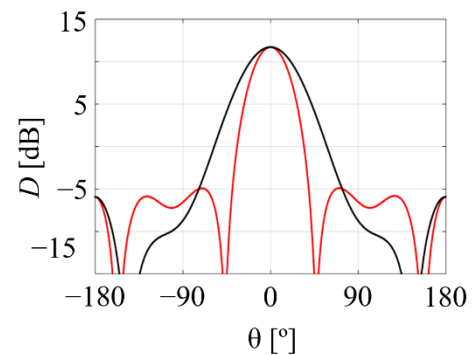
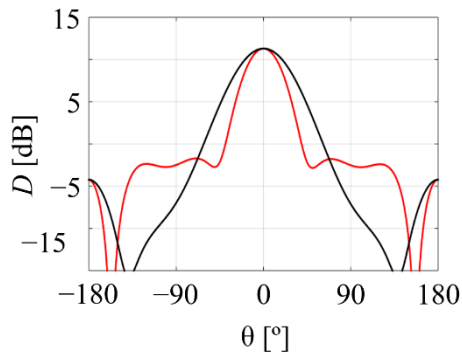
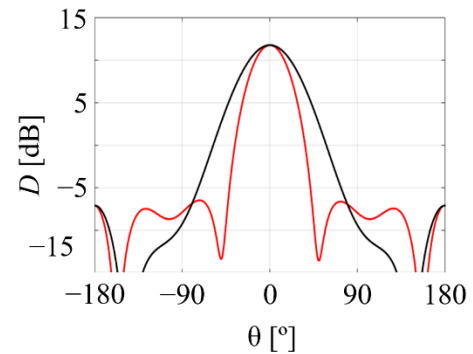
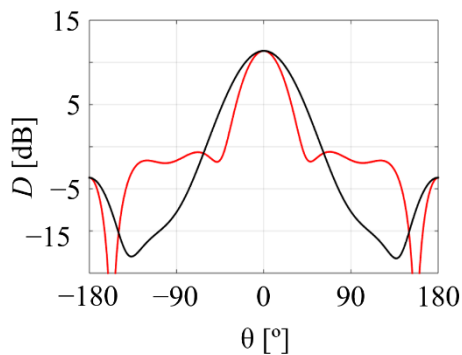
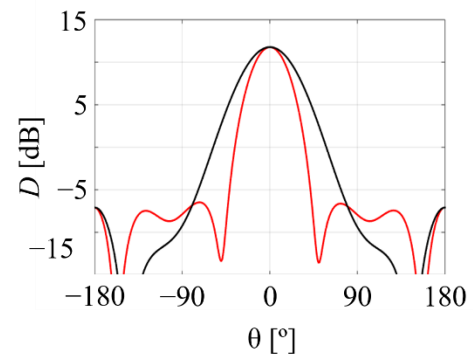


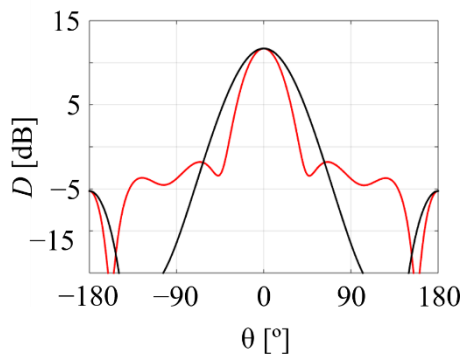
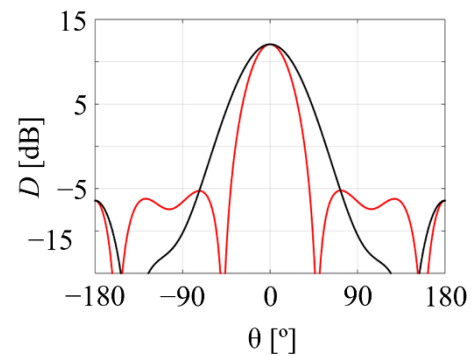
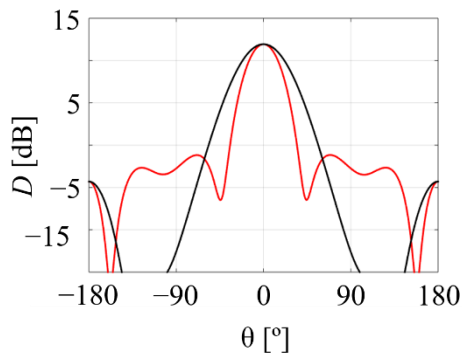
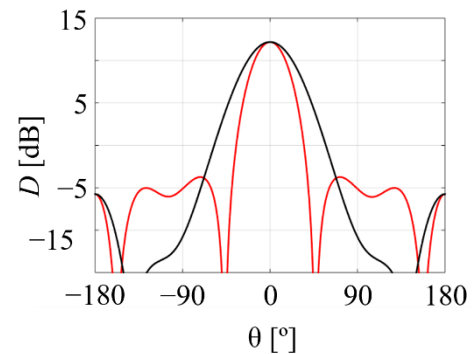
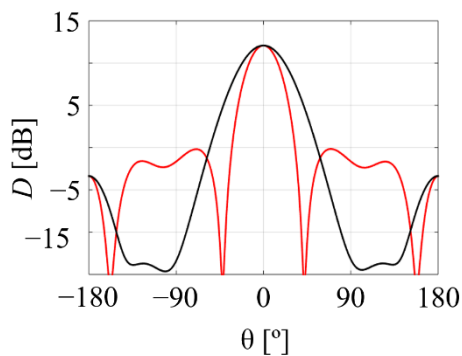
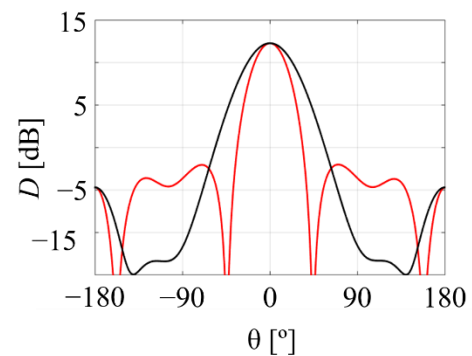
Fonte: o Autor

Tabela 4.3 – Informações do estudo da largura das fendas.

g/L	f_{TM300} (GHz)	f_{TM500} (GHz)	D_{TM300} (dB)	D_{TM500} (dB)	SLL_{TM300} (dB)	SLL_{TM500} (dB)
0,01	3,15	3,40	11,00	11,70	16,40	16,60
0,02	3,18	3,40	11,30	11,80	13,00	18,30
0,03	3,20	3,40	11,40	11,90	12,00	18,30
0,04	3,35	3,40	11,70	12,10	13,60	17,30
0,05	3,35	3,40	11,90	12,20	12,10	15,90
0,06	3,35	3,40	12,08	12,30	12,30	14,30

Figura 4.12 – Efeito da largura das fendas nos diagramas de irradiação dos modos TM_{300} e TM_{500} . Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz .

(a) $p = 0,01$ e $f \cong 3,15\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(b) $p = 0,01$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(c) $n = 0,02$ e $f \cong 3,18\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(d) $n = 0,02$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(e) $p = 0,03$ e $f \cong 3,20\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(f) $p = 0,03$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

(g) $p = 0,04$ e $f \cong 3,35\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(h) $p = 0,04$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(i) $p = 0,05$ e $f \cong 3,35\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(j) $p = 0,05$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(l) $p = 0,06$ e $f \cong 3,35\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(m) $p = 0,06$ e $f \cong 3,40\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

Fonte: o Autor

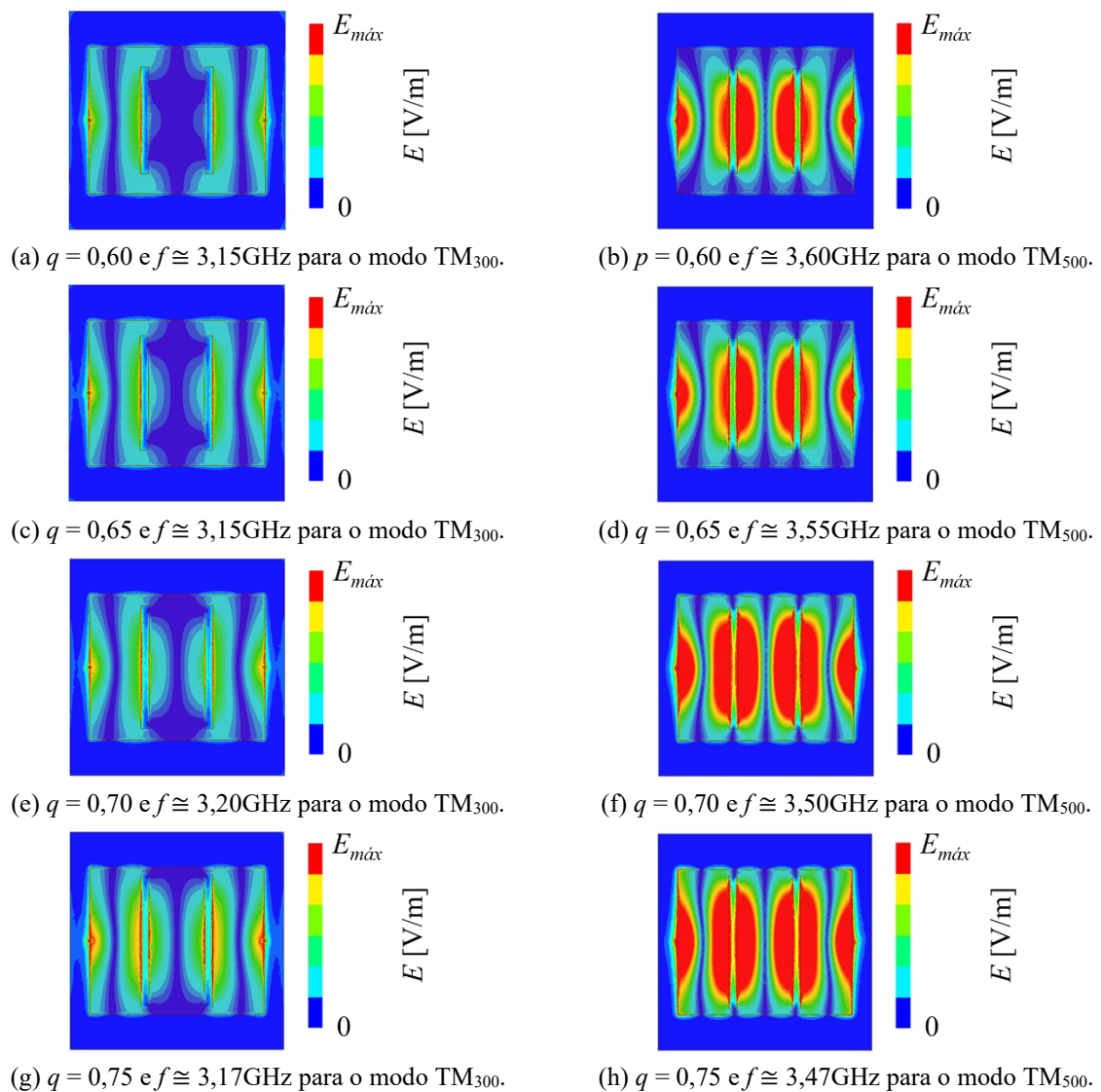
4.5 ESTUDO DO COMPRIMENTO DAS FENDAS

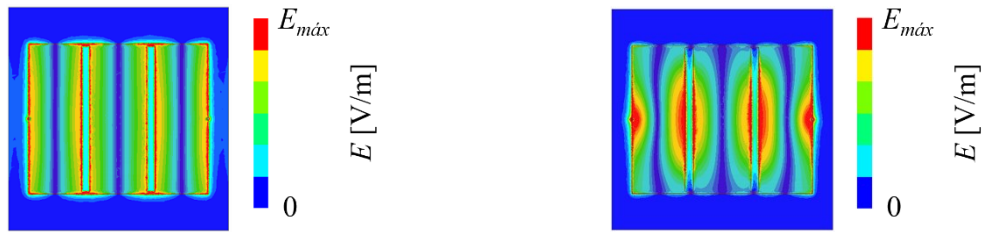
Outra variável não avaliada no trabalho de (WEN; XIE; ZHU, 2019) foi o comprimento das fendas, sendo apenas fixado $L_s \cong 0,789L$ (conforme a representação da Figura 2.18). Então, como outra contribuição desse trabalho, seguindo a parametrização proposta anteriormente, em que $L \cong 91,5\text{mm}$, $W \cong 0,825L \cong 75,5\text{mm}$, $L_d = W_d \cong 1,228L \cong 112,4\text{mm}$, $S = 0,32L \cong 29,3\text{mm}$, $g \cong 0,044L \cong 4,03\text{mm}$ (conforme a recomendação do artigo) e $L_p = 0\text{mm}$ (a posição da alimentação será definida após os estudos), fez-se o levantamento do comprimento das fendas (no modelo numérico no simulador Ansys Electronics Desktop) seguindo a lei de formação $L_s = qL$ e os resultados foram reportados na Figura 4.13 e na Tabela 4.4. Nota-se (pela distribuição de campos), para a faixa de valores estudadas, que o comprimento das fendas

desloca as ressonâncias dos modos TM_{300} e TM_{500} , sendo que a aproximação mais expressiva entre as duas ressonâncias ocorre no entorno de $q = 0,8$. Assim, pode-se concluir que o valor de $L_s \cong 0,789L$ adotado por (WEN; XIE; ZHU, 2019), mesmo sem explicação prévia, já havia sido adotado para otimizar a aproximação.

Conforme a Tabela 4.4 e a Figura 4.14, observa-se que para todos os valores de q estudados tem-se a diretividade da antena maior que 11dB e o valor no lóbulo secundário mais intenso, no plano yz (ver na Figura 4.12), sempre a baixo de 13dB do lóbulo principal. Com isso, concluiu-se que dentre os valores estudados, os valores mais potenciais para o projeto são q próximos à 0,8 devido a aproximação das ressonâncias.

Figura 4.13 – Efeito do comprimento das fendas na distribuição de campo dos modos TM_{300} e TM_{500} .

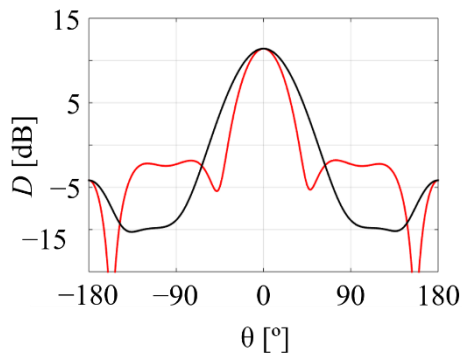
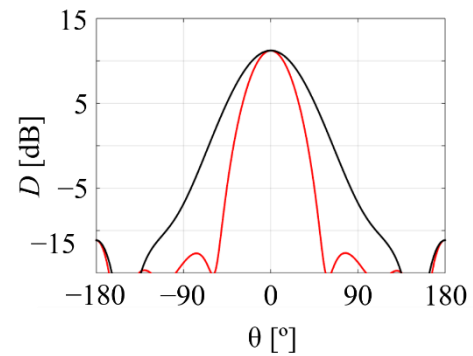
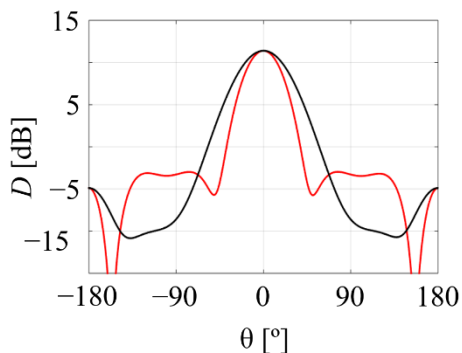
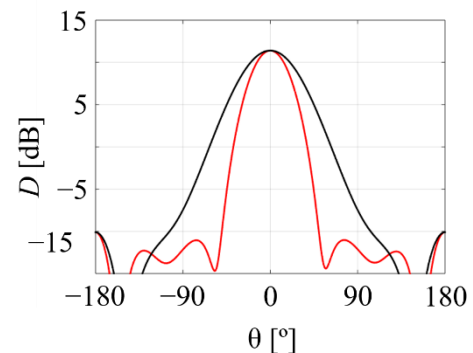


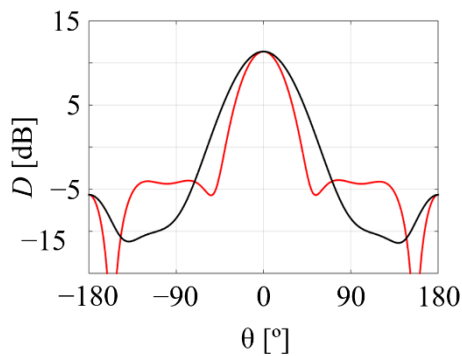
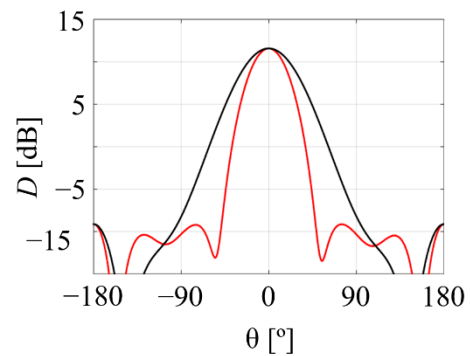
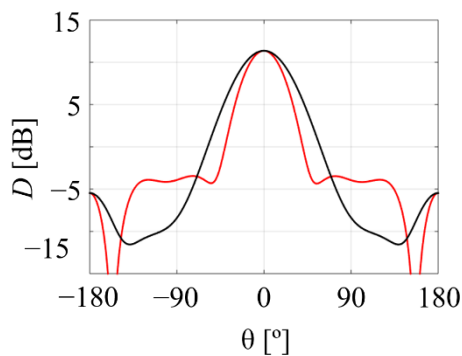
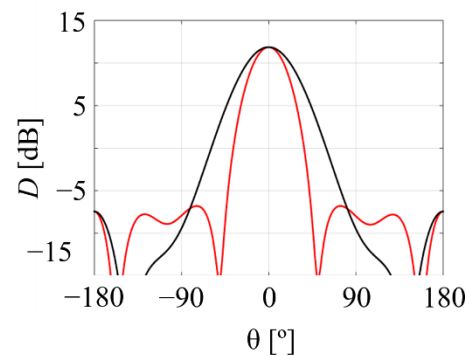
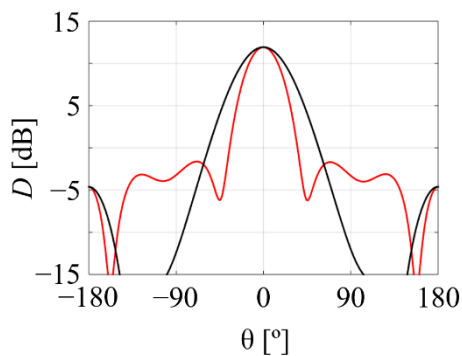
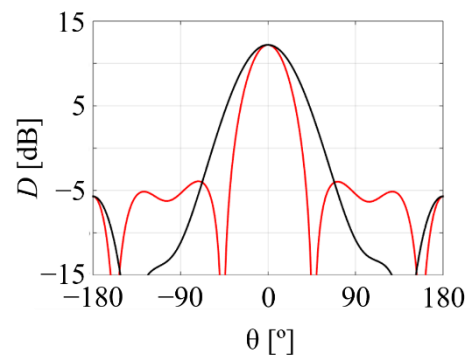
(i) $q = 0,80$ e $f \cong 3,35\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(j) $q = 0,80$ e $f \cong 3,45\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

Fonte: o Autor

Tabela 4.4 – Informações do estudo do comprimento das fendas.

q/L	$f_{\text{TM}_{300}}$ (GHz)	$f_{\text{TM}_{500}}$ (GHz)	$D_{\text{TM}_{300}}$ (dB)	$D_{\text{TM}_{500}}$ (dB)	$SLL_{\text{TM}_{300}}$ (dB)	$SLL_{\text{TM}_{500}}$ (dB)
0,60	3,15	3,60	11,40	11,20	13,30	24,20
0,65	3,15	3,55	11,40	11,40	14,40	22,50
0,70	3,15	3,50	11,40	11,60	15,30	20,80
0,75	3,17	3,47	11,40	11,90	14,80	18,70
0,80	3,35	3,45	11,90	12,20	13,50	16,00

Figura 4.14 – Efeito do comprimento das fendas nos diagramas de irradiação dos modos TM_{300} e TM_{500} . Curva preta referente ao plano xz e curva vermelha referente ao plano yz .(a) $q = 0,60$ e $f \cong 3,15\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(b) $q = 0,60$ e $f \cong 3,60\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(c) $q = 0,65$ e $f \cong 3,15\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(d) $q = 0,65$ e $f \cong 3,55\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

(e) $q = 0,70$ e $f \cong 3,20\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(f) $q = 0,70$ e $f \cong 3,50\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(g) $q = 0,75$ e $f \cong 3,17\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(h) $q = 0,75$ e $f \cong 3,47\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .(i) $q = 0,80$ e $f \cong 3,35\text{GHz}$ para o modo TM_{300} .(j) $q = 0,80$ e $f \cong 3,45\text{GHz}$ para o modo TM_{500} .

Fonte: o Autor

4.6 MODELOS PROPOSTOS

Após estudar a influência de cada uma das variáveis que compõem a antena, definiu-se (a partir da análise conjunta das variáveis) tendo como métricas ganhos na direção de máxima irradiação e largura de banda, cinco modelos potenciais a serem usados para a antena proposta. É importante destacar que para cada um deles foi definido numericamente qual o valor ideal da posição da alimentação L_p (tendo em vista o casamento de impedâncias). Os modelos propostos foram comparados a um modelo convencional (sem as fendas) que seguiu a mesma relação de projeto seguida nesse trabalho para W , L_d e W_d . A comparação entre as dimensões de cada um desses modelos é apresentada na Tabela 4.5 (as variáveis seguem a representação da Figura 2.18).

Tabela 4.5 – Comparação das dimensões dos modelos.

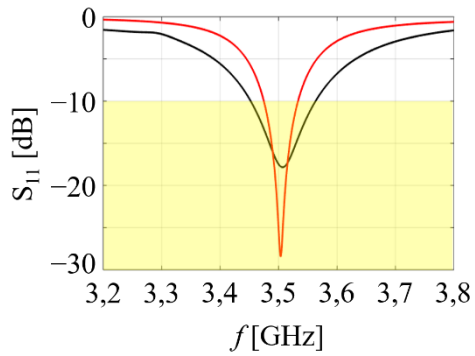
Modelo	h [mm]	L [mm]	W	L_d	W_d	L_p	g	S	L_S
Convencional	1.575	27,3	$0,825*L$	$1,228*L$	$1,228*L$	$0,4*L$	-	-	-
1	1.575	91,5	$0,825*L$	$1,228*L$	$1,228*L$	$0,1*L$	$0,044*L$	$0,32*L$	$0,789*L$
2	1.575	91,5	$0,825*L$	$1,228*L$	$1,228*L$	$0,1*L$	$0,044*L$	$0,31*L$	$0,789*L$
3	1.575	85,9	$0,825*L$	$1,228*L$	$1,228*L$	$0,1*L$	$0,030*L$	$0,32*L$	$0,789*L$
4	1.575	85,9	$0,825*L$	$1,228*L$	$1,228*L$	$0,1*L$	$0,040*L$	$0,31*L$	$0,789*L$
5	1.575	85,9	$0,825*L$	$1,228*L$	$1,228*L$	$0,1*L$	$0,040*L$	$0,31*L$	$0,800*L$

A Tabela 4.6 e as Figuras 4.15 e 4.16 apresentam os resultados dos modelos propostos comparados com o modelo convencional. É importante destacar que, como proveito na literatura, definiu-se a largura de banda para os pontos de frequência cujo coeficiente de reflexão (S_{11}) assume valores menores que -10dB (garantindo ao menos 90% da potência entregue aos terminais possa chegar à antena para ser convertida em onda eletromagnética). Assim, o modelo convencional apresenta largura de banda percentual de cerca de $B_w = 1,71\%$ da frequência central $f_o = 3,5\text{GHz}$ e ganho na direção de máxima irradiação em f_o de $G_o = 6,58\text{dBi}$. Observa-se que todos os modelos propostos apresentam aumento de banda e ganho se comparado ao convencional, sendo o modelo 4 o que apresenta maior banda (porém, dentre os estudados o menor ganho) e o modelo 1 o que apresenta o maior ganho (porém, dentre os estudados a menor banda). O efeito inverso entre banda e ganho nos modelos propostos se justifica pelo fato que para ter maior banda os modos TM_{300} e TM_{500} tem que estar mais afastados (isso é efeito principalmente a partir das escolhas dos valores de S e g) e com isso cria-se dois picos de ganhos, o que leva a redução do valor observado.

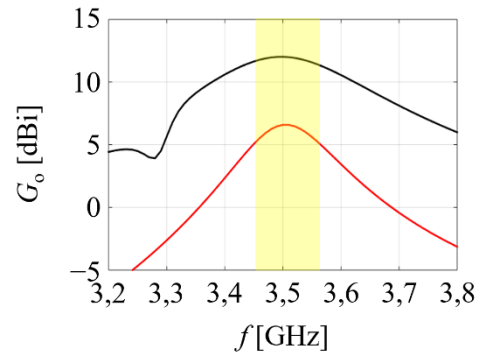
Tabela 4.6 – Resultados da comparação entre os modelos apresentados.

Modelo	f_{min} [GHz]	f_{max} [GHz]	f_o [GHz]	B_w [%]	ΔB_w	G_o [dBi]	ΔG_o [dB]
Convencional	3,47	3,53	3,50	1,71	-	6,58	-
1	3,45	3,56	3,51	3,14	1,83	12,01	5,43
2	3,38	3,52	3,45	4,06	2,37	11,45	4,87
3	3,37	3,53	3,45	4,64	2,71	11,17	5,59
4	3,40	3,58	3,49	5,16	3,01	10,82	4,24
5	3,40	3,56	3,48	4,60	2,68	11,11	4,53

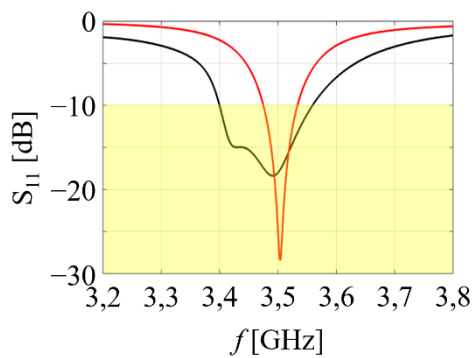
Figura 4.15 – Comparação da largura de banda e do ganho em função da frequência para os modelos propostos. Curva preta modelos propostos e curva vermelha modelo convencional.



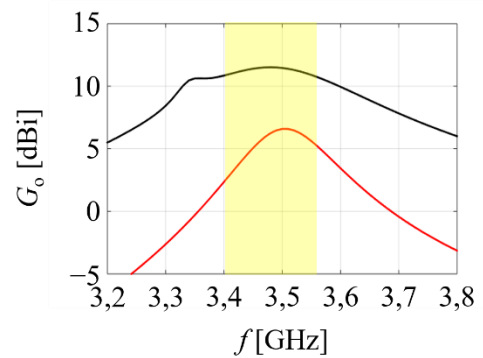
(a) Banda do modelo 1 vs o convencional.



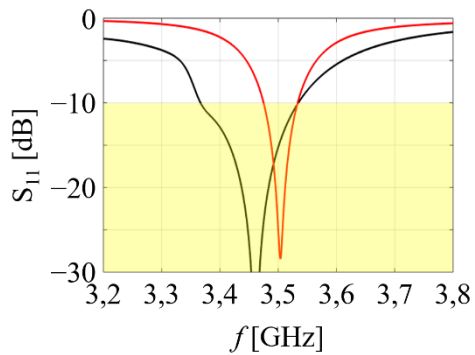
(b) Ganho do modelo 1 vs o convencional.



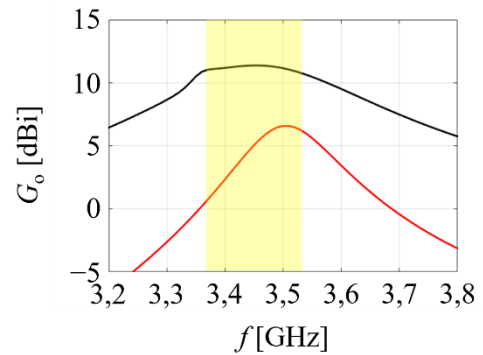
(c) Banda do modelo 2 vs o convencional.



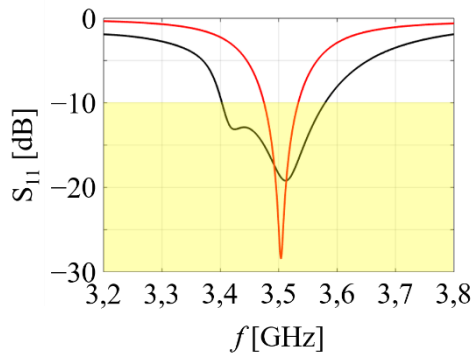
(d) Ganho do modelo 2 vs o convencional.



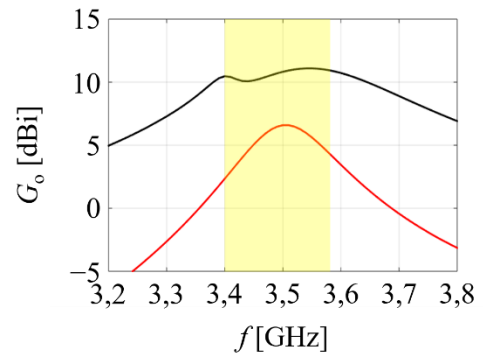
(e) Banda do modelo 3 vs o convencional.



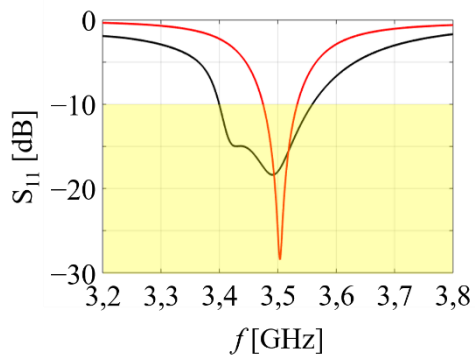
(f) Ganho do modelo 3 vs o convencional.



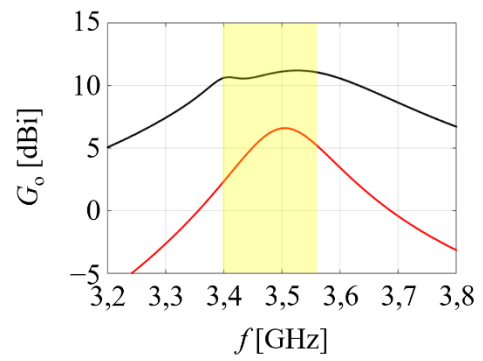
(g) Banda do modelo 4 vs o convencional.



(h) Ganho do modelo 4 vs o convencional.



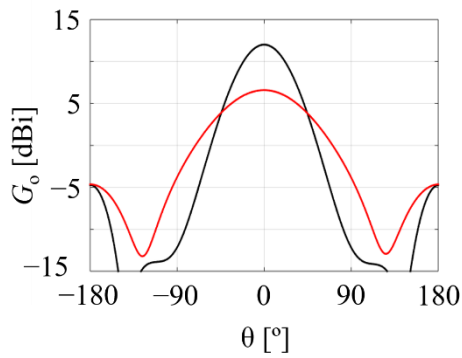
(i) Banda do modelo 5 vs o convencional.



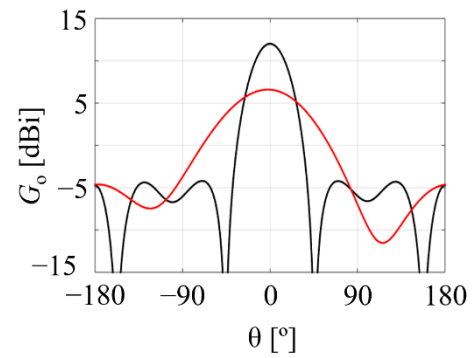
(j) Ganho do modelo 5 vs o convencional.

Fonte: o Autor

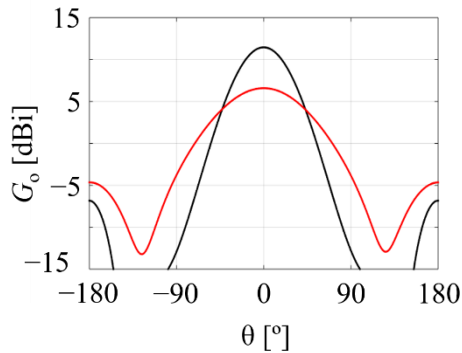
Figura 4.16 – Comparação do diagrama de irradiação para os modelos propostos em 3,5GHz. Curva preta modelos propostos e curva vermelha modelo convencional.



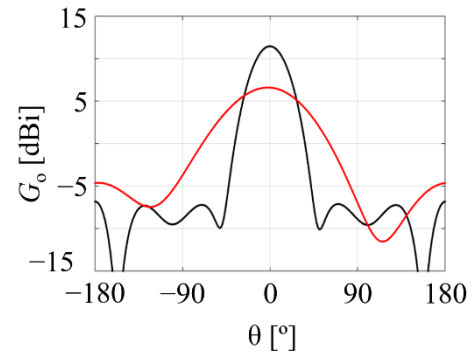
(a) Modelo 1 vs o convencional para o plano xz.



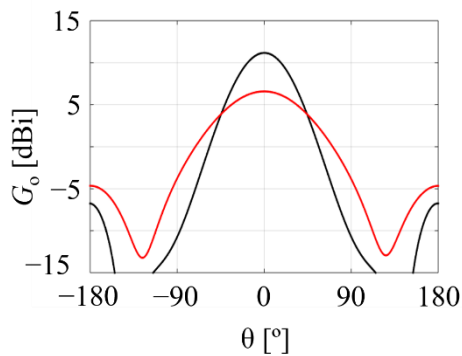
(b) Modelo 1 vs o convencional para o plano yz.



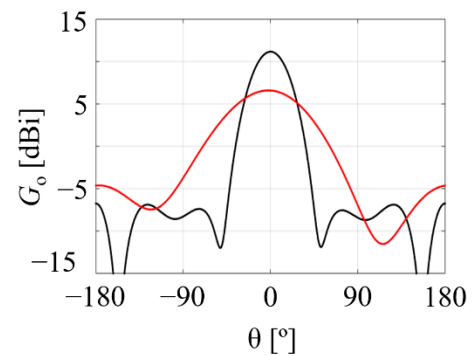
(c) Modelo 2 vs o convencional para o plano xz.



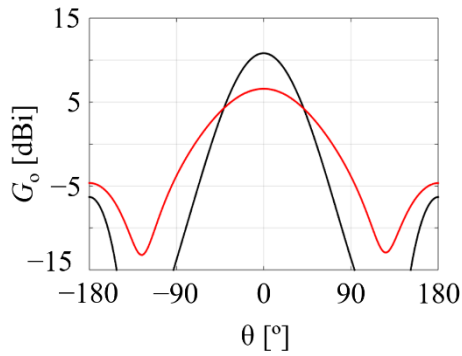
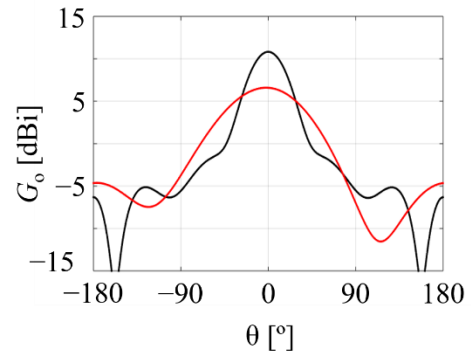
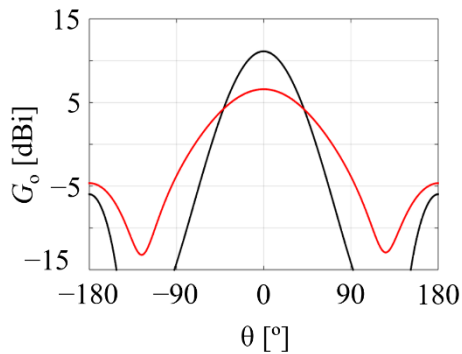
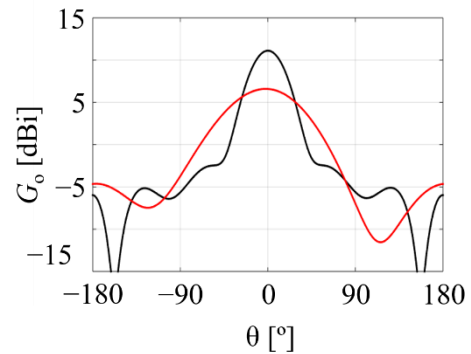
(d) Modelo 2 vs o convencional para o plano yz.



(e) Modelo 3 vs o convencional para o plano xz.



(f) Modelo 3 vs o convencional para o plano yz.

(g) Modelo 4 vs o convencional para o plano xz .(h) Modelo 4 vs o convencional para o plano yz .(i) Modelo 5 vs o convencional para o plano xz .(j) Modelo 5 vs o convencional para o plano yz .

Fonte: o Autor

Os cinco modelos apresentados atendem (ao menos em parte) os valores de banda (que era de ao menos 5% da frequência central) e ganho (maior que 10dBi) estipulados para o projeto. Com isso, concluir-se que foi atendido as metas estipuladas para esse trabalho de conclusão de curso. Entretanto, não será definido um modelo como o ideal dentre os apresentados e sim deixado a indicação de cinco modelos potências a serem escolhidos e função de querer mais banda ou mais ganho.

4.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo apresentou-se os estudos e modelos finais para a antena proposta nesse trabalho. Assim, destaca-se além de resultados que atestam que as metas propostas foram cumpridas, a apresentam de uma metodologia de projeto que pode ser utilizada para re-projetar essa antena para outras frequências e/ou outros materiais.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

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

5.1 CONCLUSÕES

Esse trabalho de conclusão de curso teve como objetivo o projeto de uma antena de microfita com um alto ganho e faixa larga de operação, a fim de atender as características do 5G operando em 3,5GHz. Dessa forma, a partir dos conceitos apresentados em (WEN; XIE; ZHU, 2019) estudou-se e avaliou-se numericamente uma metodologia de projeto que permitisse projetar a antena dentro das características desejadas.

Na parte introdutória apresentou-se os conceitos gerais com o objetivo de contextualizar e apresentar de forma detalhada o tema do projeto. No referencial teórico discutiu-se sobre as técnicas de projeto das antenas de microfita e as modificações necessárias para aumentar simultaneamente o ganho e banda de operação. Em materiais e métodos discorreu-se sobre a maneira em que o trabalho foi dividido e os recursos necessários para sua execução e de maneira geral. Por fim, em resultados e discussões pode-se apresentar o estudo detalhado das variáveis que compõem a antena, bem como propor cinco configurações potenciais para a implementação prática dessa antena.

Com base nos estudos e resultados apresentados nesse trabalho de conclusão de curso, conclui-se que o projeto proposto representa uma contribuição significativa em termos de antenas aplicadas ao futuro das comunicações sem fio. Por isso, acredita-se que os objetivos do trabalho foram alcançados.

5.2 PROPOSTAS PARA A CONTINUAÇÃO DO TRABALHO

Acredita-se que o trabalho atingiu os objetivos propostos. Entretanto, pode-se ter uma evolução ao combinar a técnica propostas com outras mais recentes apresentadas na literatura sobre antenas de microfita de alto ganho, podendo assim obter valores mais elevados de ganho e operação em polarização circular ou dupla.

REFERÊNCIAS

A. Ghosh, A. Maeder, M. Baker and D. Chandramouli, "**5G Evolution: A View on 5G Cellular Technology Beyond 3GPP Release 15,**" in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127639-127651, 2019.

Arismar Cerqueira S. Jr, "**Redes Celulares 5G e Desenvolvimento Nacional,**" em RTIC - Revista de Tecnologia da Informação e Comunicação, vol. 8, no. 2, 2018.

Cai, Y., Qin, Z., Cui, F., Li, G. Y., and McCann, J. A., "**Modulation and Multiple Access for 5G Networks,**" in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, pp. 629–646, 2018

"**Cisco Annual Internet Report (2018–2023)**" *White Paper Cisco*, March 9, 2020. Disponível em: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.html>, acesso em: 16 mar 2021.

C. Balanis, **Antenna Theory – Analysis and Design**, 2nd ed., John. Wiley & Sons, Inc., NY, EUA, 1997.

D. Zapparolli, "**Tecnologia 5G made in Brazil**". Revista Pesquisa Fapesp, outubro de 2020. Disponível em: <https://revistapesquisa.fapesp.br/tecnologia-5g-made-in-brazil/>. Acesso em: 16 mar 2021.

H. Gutton and G. Baissinot, "**Flat Aerial for Ultra High Frequencies,**" French Patent No. 703 113, 1955.

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte, "**ANÁLISE E SÍNTESE DE ANTENAS PATCH DE MICROFITA**" Disponível em <<https://memoria.ifrn.edu.br/bitstream/handle/1044/1494/An%C3%A1lise%20e%20s%C3%ADntese%20de%20antenas%20patch%20de%20microfita.pdf?sequence=3&isAllowed=y>>. Acesso em 27/03/2020 as 10:44 horas.

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].

JUSTINO, J. A., "**Engenharia de Micro-ondas-Fundamentos e Aplicações**", Érica, 2008.

K. Wong, H. Chang, J. Chen and K. Wang, "**Three Wideband Monopolar Patch Antennas in a Y-Shape Structure for 5G Multi-Input–Multi-Output Access Points,**" in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 3, pp. 393-397, March 2020].

M. H. P. Alves e L. L. Mendes, "**Levantamento dos cenários de utilização das redes 5G no Brasil,**" em SBrT2015 - XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Juiz de Fora, 2015

Ministério das Comunicações. Agência Nacional de Telecomunicações. **Resolução nº 742, de 01 de março de 2021. Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 3,5GHz e o Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 24,25GHz a 27,90GHz.** Disponível em: <https://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2021/1512-resolucao-742> Acesso em: 16 mar 2021.

M. Ciydem and E. A. Miran, "**Dual-Polarization Wideband Sub-6 GHz Suspended Patch Antenna for 5G Base Station,**" in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 1142-1146, July 2020]

"**New 5G, New Antenna**" *White Paper Huawei*. Disponível em: <https://carrier.huawei.com/~media/CNBNV2/download/products/antenna/New-5G-New-Antenna-5G-Antenna-White-Paper-v2.pdf>. Acesso em: 16 mar 2021.

Shannon, C. E., "**A Mathematical Theory of Communication,**" in *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 1948

S. McCaskill. 5G Radar. March 23, 2020. "**5G microinfrastructure: microcells, femtocells and picocells explained**". Disponível em: <https://www.5gradar.com/features/5g-microinfrastructure-microcells-femtocells-and-picocells-explained>. Acesso em: 16 mar. 2021.

SANTOS, R. et al. "**Multi-technology wireless coverage based on a leaky-wave reconfigurable antena**". 2017 11Th European Conference On Antennas And Propagation (Eucap), p. 2824-2828, mar. 2017.

S. Henry, A. Alsohaily and E. S. Sousa, "**5G is Real: Evaluating the Compliance of the 3GPP 5G New Radio System With the ITU IMT-2020 Requirements,**" in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 42828-42840, 2020.

White Paper Ericsson "Advanced antenna systems for 5G networks", November 2018. Disponível em: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/advanced-antenna-systems-for-5g-networks>. Acesso em: 16 mar 2021.

"W. Sun, Y. Li, Z. Zhang and Z. Feng, "**Broadband and Low-Profile Microstrip Antenna Using Strip-Slot Hybrid Structure,**" in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 3118-3121, 2017.

X. Zhang, L. Zhu and Q. 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.

Y. Li, Z. Zhao, Z. Tang and Y. Yin, "**Differentially Fed, Dual-Band Dual-Polarized Filtering Antenna With High Selectivity for 5G Sub-6 GHz Base Station Applications,**" in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 4, pp. 3231-3236, April 2020.

Y. He, Y. Li, W. Sun, Z. Zhang and P. 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.