

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CAMPUS PATOS DE MINAS

JOSÉ DAVID VARGAS DE MELO NETO

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA DE ALTO
GANHO OPERANDO NO MODO TM_{100} PARA APLICAÇÕES
EM 5G**

Patos de Minas - MG

2022

JOSÉ DAVID VARGAS DE MELO NETO

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA DE ALTO
GANHO OPERANDO NO MODO TM_{100} PARA APLICAÇÕES
EM 5G**

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

Orientador: Dr. Renan Alves dos Santos

Patos de Minas – MG
2022

JOSÉ DAVID VARGAS DE MELO NETO

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO
OPERANDO NO MODO TM₁₀₀ PARA APLICAÇÕES EM 5G**

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

Orientador: Dr. Renan Alves dos Santos

Aprovado em ___ de _____ de 2022.

Membros da Banca:

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

Prof. Dr. Davi Sabbag Roveri
(Membro interno – FEELT – UFU)

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

Patos de Minas – MG
2022

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço a Deus por ter me dado saúde e forças para superar todos os desafios que me deparei ao longo da minha vida.

Aos meus pais, João Mateus de Melo e Creusmar Regina Alves Borges Mateus, por todo o apoio, amor, carinho e educação dado a mim e por sempre estarem presentes. Amo muito vocês!

Ao meu irmão João Mateus por todo o companheirismo e incentivo.

A minha tia Irene Maria e ao Sr. José Eustáquio por toda a ajuda que me deram durante minha graduação. Sou muito grato a vocês.

A minha namorada/noiva Daniele, por sempre estar ao meu lado, me apoiando e incentivando nos momentos difíceis da minha graduação. Te amo!

Ao meu orientador Dr. Renan Alves, por toda a ajuda prestada no desenvolvimento deste trabalho e pelos os ensinamentos passados durante a graduação.

Aos meus professores, por todos os ensinamentos durante esse período importante da minha formação.

A Universidade Federal de Uberlândia Campus Patos de Minas, por ter me dado a oportunidade de conquistar minha graduação nesta instituição conceituada.

E a todos que me ajudaram direta e indiretamente durante minha trajetória acadêmica. Meus sinceros agradecimentos a todos.

RESUMO

A necessidade das pessoas de estarem conectadas a todo momento e o uso cada vez mais crescente da tecnologia em diversos setores da sociedade, provocaram um aumento na demanda por serviços de telecomunicações nos últimos anos. É de extrema importância buscar por alternativas para otimizar e aumentar a capacidade de transmissão das redes de comunicações. Uma ótima opção são as redes móveis de quinta geração (5G), por permitirem altas taxas de transmissão. Porém, nesse tipo de sistema o sinal transmitido sofre muita atenuação ao transpor obstáculos, devido a utilização de frequências elevadas para garantir uma alta taxa de transferência de dados. Uma das formas para solucionar este problema é tentar melhorar o ganho das antenas. Um exemplo de antenas amplamente utilizadas em comunicações de rádio frequência são as antenas de microfita retangulares, por serem de baixo custo e de fácil fabricação. No entanto o ganho típico desse tipo de antena está na ordem entre 7 dBi ~8dBi. Neste contexto, este trabalho busca melhorar o ganho de uma antena de microfita retangular através de uma técnica que consiste em inserir quatro pinos metálicos simetricamente nas duas diagonais do elemento ressonador, criando um curto circuito com o plano terra. Com a simples modificação foi obtido um acréscimo no ganho de 2,36 dB.

Palavras-chave: 5G. Antenas de Microfita Retangular. Ganho.

ABSTRACT

The need for people to be connected at all times and the increasing use of technology in different sectors of society, has caused an increase in demand for telecommunications services in recent years. It is extremely important to look for alternatives to optimize and increase the transmission capacity of communications networks. A great option is the fifth generation mobile networks (5G), as they allow high transmission rates. However, in this type of system the transmitted signal suffers a lot of attenuation when crossing obstacles, due to the use of high frequencies to guarantee a high data transfer rate. One way to solve this problem is to try to improve the gain of the antennas. An example of antennas widely used in radio frequency communications are rectangular microstrip antennas, as they are inexpensive and easy to manufacture. However, the typical gain of this type of antenna is in the order of 7 dBi ~ 8dBi. In this context, this work seeks to improve the gain of a rectangular microstrip antenna through a technique that consists of inserting four metallic pins symmetrically in the two diagonals of the resonator element, creating a short circuit with the ground plane. With the simple modification, an increase in gain of 2.36 dB was performed.

Keywords: 5G. Rectangular Microstrip Antennas. Gain.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Crescimento Global do Tráfego de Dados Móveis.....	10
Figura 2.1: Antena de microfita retangular	15
Figura 2.2: Formas de alimentar a antena de microfita retangular.....	16
Figura 2.3: Aproximações para a análise a antena de microfita retangular.....	17
Figura 2.4: Orientação do eixo de coordenação em relação à antena de microfita retangular.	19
Figura 2.5: Exemplo do comportamento do diagrama de irradiação de diretividade da antena de microfita retangular.	20
Figura 2.6: Ilustração do aumento do comprimento elétrico na antena de microfita retangular devido ao efeito do franjamento.	22
Figura 2.7: Análise de uma antena de microfita retangular pelo modelo da linha de transmissão.	22
Figura 2.8: Modificações propostas para aumentar o ganho da antena de microfita retangular operando no modo TM ₁₀₀	26
Figura 2.9: Representação do circuito equivalente da antena de microfita quadrada com pinos.	27
Figura 4.1: Gráfico da impedância versus frequência.	32
Figura 4.2: Diagrama 3D de irradiação de diretividade da antena.	33
Figura 4.3: Gráfico da impedância versus para $g = 0,2$	34
Figura 4.4: Diagrama 3D de irradiação de diretividade da antena para $g = 0,2$	34
Figura 4.5: Gráfico da impedância versus frequência para $g = 0,3$, $g = 0,4$, $g = 0,6$ e $g = 0,8$	35
Figura 4.6: Perturbação de campo gerada pelos os pinos de curto em diferentes espaçamentos	36
Figura 4.7: Diagrama 3D de irradiação de diretividade da antena para $g = 0,3$, $g = 0,4$, $g = 0,6$ e $g = 0,8$	36
Figura 4.8: Simulação do coeficiente de reflexão para diferentes valores de q	38
Figura 4.9: Simulação do ganho para diferentes valores de q	39
Figura 4.10: Simulação do coeficiente de reflexão para diferentes valores de v	39
Figura 4.11: Simulação do ganho para diferentes valores de v	40
Figura 4.12: Simulação do coeficiente de reflexão para a antena convencional e modificada.	41

Figura 4.13: Ganho obtido com os dois modelos de antena.....	41
Figura 4.14: Diagrama 2D de irradiação da antena convencional e da antena modificada.....	41

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

IoT	<i>Internet of Things</i>
5G	<i>Redes Móveis de Quinta Geração</i>
4G	<i>Redes Móveis de Quarta Geração</i>
Gbits/s	<i>Gigabits por segundo</i>
GHz	<i>Gigahertz</i>
C	<i>Capacidade de um canal de Transmissão</i>
Bw	<i>Largura de Faixa ou Banda de Operação</i>
N	<i>Intensidade do Ruído</i>
S	<i>Intensidade do Sinal</i>
RF	<i>Radio Frequência</i>
λ_0	<i>Comprimento de Onda</i>
h	<i>Espessura do Substrato</i>
ϵ_r	<i>Constante Dielétrica</i>
L	<i>Comprimento do elemento ressonador</i>
W	<i>Largura do elemento ressoandor</i>
L_d	<i>Comprimento do laminado dielétrico</i>
W_d	<i>Largura do laminado dielétrico</i>
TM	<i>Transversal Magnético</i>
f_r	<i>Frequência de ressonância</i>
ϵ_{ref}	<i>Constante Dielétrica Efetiva</i>
ΔL	<i>Extensão Normalizada do Comprimento</i>
Y	<i>Admitância</i>
G	<i>Condutância</i>
B	<i>Susceptância</i>
Z_{en}	<i>Impedância de Entrada</i>
E	<i>Campo Elétrico</i>
dB	<i>Decibéis</i>
D	<i>Distância entre pinos</i>

N	<i>Número de pinos</i>
R	<i>Raio dos pinos</i>
M	<i>Campos magnéticos</i>
L_p	<i>Indutância da Coluna de Pinos</i>
μ₀	<i>Permeabilidade Magnético no Vácuo</i>

SUMÁRIO

RESUMO.....	5
ABSTRACT	6
LISTA DE FIGURAS.....	7
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	9
1.CONCEITOS INTRODUTÓRIOS.....	10
1.1 Introdução.....	10
1.2 Tema do Projeto	12
1.3 Problematização.....	12
1.4 Objetivos.....	12
1.4.1 Objetivos Gerais	12
1.4.2 Objetivos Específico.....	13
1.5 Justificativas	13
1.6 Considerações finais	13
2.REFERENCIAL TEÓRICO	14
2.1 Considerações iniciais	14
2.2 Antena de microfita retangular	14
2.2.1 Método de alimentação.....	15
2.2.2 Métodos de análise	17
2.2.3 Estudo para operação no primeiro modo excitado	18
2.2.3.1 Análise pelo método da cavidade	18
2.2.3.2 Análise pelo método da linha de transmissão.....	20
2.3 Antena de microfita de alto ganho operando no modo TM_{100}	25
2.4 Considerações Finais	28
3.MATERIAIS E MÉTODOS	29
3.1 Considerações iniciais	29
3.2 Metodologia de desenvolvimento.....	29
3.4 Recursos necessários	30
4.RESULTADOS E DISCUSSÕES	31
4.1 Considerações iniciais	31
4.2 Estudo da posição dos curtos.....	33

4.3 Estudo da posição de alimentação	37
4.4 Estudo do raio dos curtos	39
4.5 Comparação entre modelos	40
4.6 Considerações finais	42
5.CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	43
5.7 Conclusões.....	43
5.8 Propostas para a continuação do trabalho	44
REFERÊNCIAS	45
ANEXO1.....	47
ANEXO 2.....	48

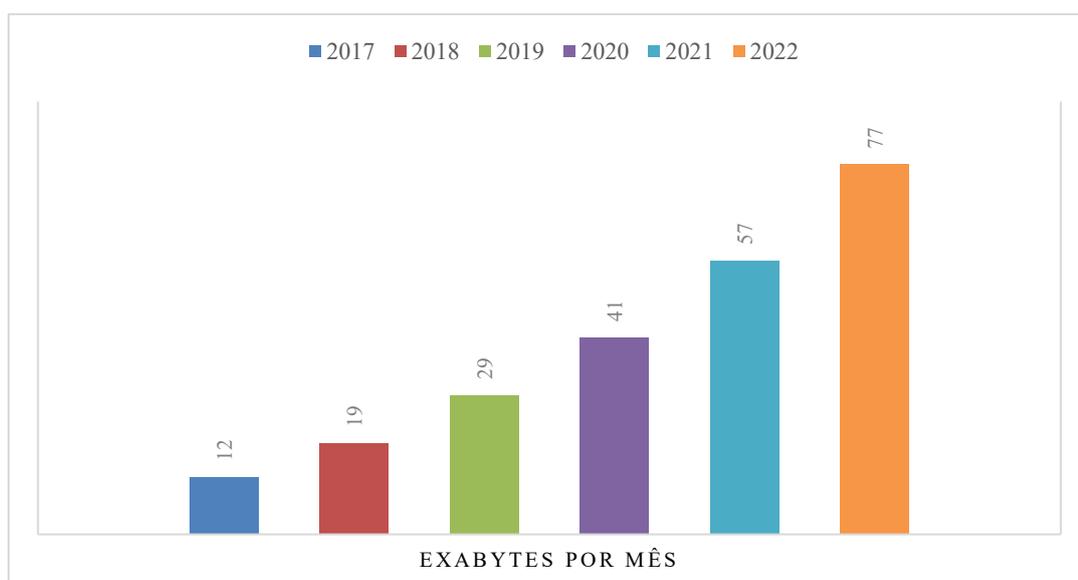
Capítulo 1

1. CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

1.1 Introdução

O uso cada vez maior da tecnologia nos diversos setores da sociedade tem se tornado uma realidade ao redor do planeta. Isso tem sido impulsionado pelo desejo das pessoas de estarem conectadas a todo momento [1], e pelo surgimento da automatização na indústria e no campo [2]. Relatórios de diversas empresas de telecomunicações apontam para um expressivo aumento do fluxo de dados, que só será atendido com o aumento das taxas de transmissão. Um desses relatórios, apresentado pela Cisco Systems [3], demonstra que o tráfego global de dados móveis será de 77 exabytes/mês em 2022, o que representa um aumento de seis vezes em relação o que se observava em 2017 conforme ilustrado na figura 1.1.

Figura 1.1: Crescimento Global do Tráfego de Dados Móveis



Fonte: Modificada pelo autor [3].

A *Internet of Things* (IoT) é uma das tecnologias mais importantes desse século, que representa uma rede de objetos físicos incorporados a sensores, softwares e outras tecnologias com o objetivo de conectar e promover a troca de dados com outros dispositivos. Tais dispositivos variam de objetos domésticos comuns a ferramentas avançadas nos setores industriais. Estudos apontam que até 2025 o número de dispositivos IoT conectados cheguem a 22 bilhões [4]. Para transmitir essa enorme quantidade de dados será necessário que a capacidade das redes móveis de quarta geração (4G) seja ampliada em cerca de mil vezes [5]. Espera-se que esse problema seja resolvido com a implementação das redes móveis de quinta geração (5G).

O 5G é uma nova tecnologia de transporte de dados em redes envolvendo dispositivos móveis. Enquanto a tecnologia 4G garantia tráfego de 1Gbit/s, o 5G poderá alcançar taxas de até 10 Gbit/s com latência reduzida para 1 milissegundos. Isso irá aumentar a velocidade de conexão, permitindo o consumo de serviços complexos como a transferência de arquivos, comunicação em tempo real e aplicações que necessitam de trocas rápidas de informações [6].

O grande desafio enfrentado pelo 5G está relacionado com a frequência de operação. Para o transporte de uma grande quantidade de dados é necessário trabalhar com frequências mais elevadas. O espectro para serviços 5G não está limitado às frequências abaixo de 6GHz, bandas de alta frequência acima de 24GHz conhecidas como ondas milimétricas vem sendo estudadas para serem utilizadas nessa tecnologia. Porém, a propagação das ondas milimétricas está sujeita a altas perdas, devido sua dificuldade em transpor obstáculos como construções, folhagem e até mesmo o corpo humano [7].

Para garantir o progresso contínuo das redes sem fio é de extrema importância buscar por alternativas em relação a bandas de frequência, pois o espectro utilizado atualmente se encontra saturado. O matemático e engenheiro Claude Shannon explica em sua teoria da informação que a máxima taxa de transmissão, ou seja, a capacidade de um canal de transmissão (C), é dada por [8]:

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

onde Bw é largura de banda medida em Hz, S a intensidade do sinal recebido e N a intensidade do ruído, ambas medidas em dB. Assim, para aumentar a taxa de transmissão de dados é necessário aprimorar a capacidade do canal através de duas possibilidades: trabalhando com largura de banda de transmissão maiores ou aumentar a relação sinal ruído.

Para que o 5G funcione dentro dos padrões desejados é necessário o desenvolvimento antenas mais eficientes para garantir a transmissão de uma grande quantidade de dados, mantendo a qualidade das informações, e ao mesmo tempo não causando poluição visual nos grandes centros urbanos.

1.2 Tema do Projeto

Este trabalho propõe o estudo e desenvolvimento de uma antena de microfita de alto ganho e baixo custo operando no primeiro modo excitado (TM_{100}) para ser empregada em aplicações em redes móveis de quinta geração (5G).

1.3 Problematização

A conexão total entre pessoas e máquinas que o mundo tem observado gera o grande desafio de se prover demanda de tráfego de dados nas redes. O observado nas tecnologias de comunicação sem fio atuais, como o (4G), nota-se que não há suporte para a demanda de tráfego prevista nos próximos anos. Por isso, o grande desafio do momento no mundo das telecomunicações é prover um passo a mais nos dispositivos e tecnologias, chegando ao modelo para a quinta geração de telefonia móvel celular (5G). Os dispositivos empregados nesta tecnologia devem ser capazes de superar as diversas atenuações do sinal transmitido no meio, garantido assim um correto funcionamento.

1.4 Objetivos

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo principal realizar projeto numérico (a partir de simulações computacionais) de uma antena de microfita de alto ganho (maior que o modelo convencional que tipicamente está na ordem de $7 \sim 8\text{dBi}$) operando no modo TM_{100} . Para tal, tem-se como frequência de projeto 3,5GHz, frequência alocada para as futuras redes 5G.

1.4.1 Objetivos Gerais

O objetivo principal desse trabalho é apresentar um modelo numérico de antena que tenha características dentro das esperadas para o 5G. Por isso, tem-se como métrica de desempenho o projeto de uma antena compacta, de baixo custo e fácil inserção em diversas estruturas. Dessa forma, optou-se por trabalhar com antenas de microfita retangulares pelo fato

de atenderem essas características. Entretanto, essas antenas apresentam ganho máximo na ordem de $7 \sim 8\text{dBi}$ [9], o que pode ser visto como um problema para o 5G. Assim, será utilizado uma técnica simples e eficiente, demonstrada [10] que visa aumentar o ganho dessas estruturas sem comprometer suas vantagens.

1.4.2 Objetivos Específico

Tem-se como objetivo a otimização da antena de microfita retangular convencional, inserindo 4 pinos metálicos de modo que eles fiquem posicionados simetricamente no elemento ressonador. Estes pinos atuam como um curto-circuito entre o ressonador e o plano terra da antena, causando uma perturbação na distribuição de campo. A posição dos pinos será ajustada de modo que consiga um aumento expressivo do ganho e da diretividade da antena [10].

1.5 Justificativas

Dentre os desafios de obter altas taxas de dados nas redes 5G estão a proposta de novos dispositivos de radiofrequência e micro-ondas, nos quais se enquadram as antenas. Por isso, a proposta deste trabalho é justificada como uma maneira de contribuir com as novas redes móveis com uma antena simples, compacta, de baixo custo e alto ganho.

1.6 Considerações finais

Neste Capítulo, foram apresentados os conceitos introdutórios ao trabalho de conclusão de curso afim de uma contextualizar o desenvolvimento proposto. Com base nisso, será possível discorrer sobre o estudo (referencial teórico) da antena proposta neste trabalho.

Capítulo 2

2. REFERENCIAL TEÓRICO

2.1 Considerações iniciais

Este trabalho de conclusão de curso teve como objetivo projetar uma antena para as características do 5G brasileiro na frequência central de 3,5GHz. Para tal, definiu-se a antena de microfita retangular como a estrutura a ser projetada, aplicando uma técnica de inserção de pinos que curto circuitam o ressonador e o plano terra, conceito baseado no proposto em [10], para aumentar o ganho na direção de máxima irradiação. Dessa forma, primeiramente foi realizado um estudo teórico sobre antenas de microfita e posteriormente a análise das modificações necessárias para o aumento do ganho desta antena operando em seu primeiro modo excitado.

2.2 Antena de microfita retangular

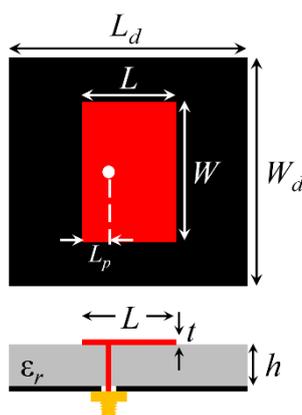
As antenas de microfita são muito utilizadas em aplicações de micro-ondas, principalmente em dispositivos móveis, tornando-as muito importantes nos tempos atuais onde a mobilidade é algo fundamental na vida das pessoas. Estas antenas possuem algumas vantagens por serem de baixo custo, de fácil fabricação e de fácil integração em diversos circuitos [18].

Existem várias configurações de antena de microfita, sendo o mais simples o modelo cujo elemento irradiador é retangular como ilustrado na figura 2.1. Nesse caso, a antena é composta por um elemento irradiador metálico de pequena espessura (t), com valores típicos na ordem de micrometros, posicionado a uma distância (h) acima de um plano terra também metálico e com espessura (t). Entre o ressonador e o plano terra existe uma camada dielétrica conhecida como substrato ou laminado. Esse material possui altura h que para a faixa de micro-ondas normalmente para boa eficiência de irradiação da antena é inferior à 10% do comprimento de onda na frequência central de operação da antena [19]. Além da altura, o

laminado dielétrico possui como principais características (que indicam quais os aplicáveis para certas situações de projeto) a permissividade dielétrica relativa ϵ_r e a tangente de perdas $\tan(\delta)$ (ligada a condutividade do material, que é muito pequena, porém, não nula).

No projeto da antena de microfita retangular com alimentação por sonda coaxial (usada nesse trabalho) deve-se determinar cinco variáveis: o comprimento (L) e a largura (W) do elemento ressonador, o comprimento (L_d) e a largura (W_d) do laminado dielétrico e o ponto onde o conector de alimentação será inserido no elemento irradiador (L_p). Para o cálculo dessas variáveis tem-se como parâmetros de entrada a frequência de operação (f_r), a constante dielétrica (ϵ_r) e a espessura do substrato (h) e impedância desejada para a entrada na antena (Z_{en}).

Figura 2.2: Antena de microfita retangular



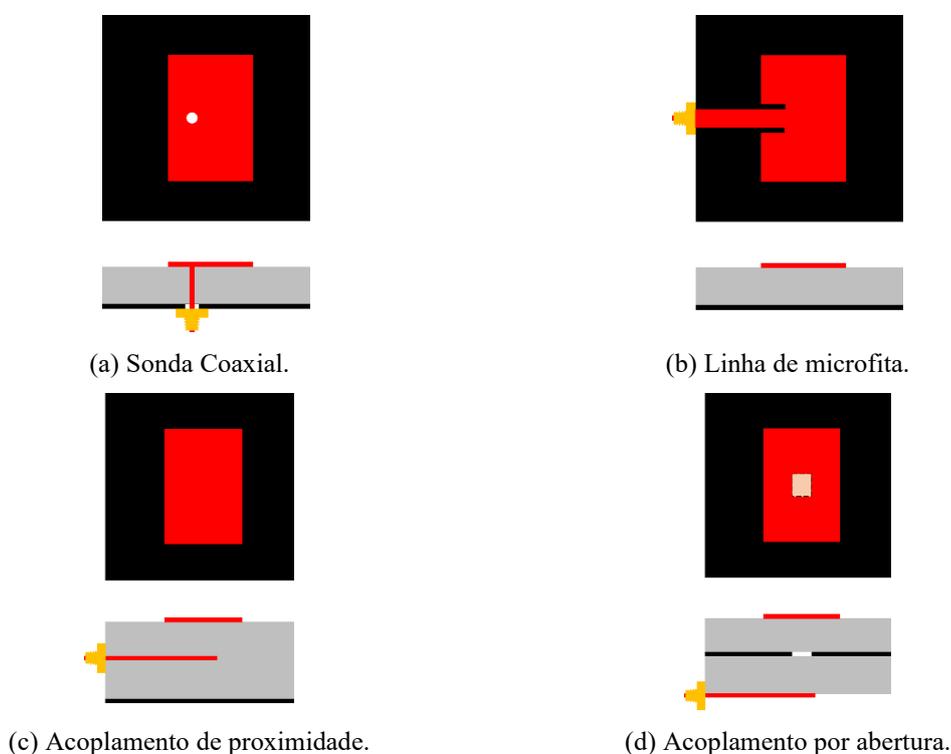
Fonte: O Autor.

2.2.1 Método de alimentação

Como apresentado na Figura 2.2, existem ao menos quatro formas de se alimentar uma antena de microfita retangular [9]: sonda coaxial, acoplamento por abertura, linha de microfita e acoplamento por proximidade. As sondas coaxiais (ver na Figura 2.2(a)) são muito utilizadas, pois, o próprio condutor interno do conector (geralmente do tipo SMA) que é conectado no elemento irradiador, enquanto o condutor externo que é conectado ao plano terra. Assim, tem-se uma das estruturas mais simples para alimentar a antena. A principal vantagem desta técnica é validade de alimentar a antena e qualquer ponto do ressonador, o que facilita no casamento de impedâncias (como será descrito a seguir). A alimentação por linha de microfita (ver na Figura 2.2(b)) é feita por uma linha condutora que possui uma largura menor que a do elemento ressonador. Suas principais vantagens são o fato de manter a antena compacta e possuir um

sistema simples de casamento de impedâncias, apenas inserido cortes no elemento irradiador. O acoplamento por proximidade (ver na Figura 2.2(c)) também possui uma linha de alimentação impressa, porém posicionada entre dois substratos. Esta técnica de alimentação possui uma maior largura de banda se comparada as técnicas da sonda coaxial e da linha de microfita. Entretanto, sua fabricação é mais difícil, além do fato de aumentar as dimensões da antena. O acoplamento por abertura (ver na Figura 2.2(d)) é feito utilizando dois substratos separados por um plano terra e uma linha de microfita posicionada na face contrária ao plano terra do substrato inferior. O plano terra possui uma fenda onde a energia vinda da linha de alimentação é acoplada no ressonador. Tipicamente, o substrato inferior é constituído de um material de alta constante dielétrica, já o substrato superior é formado por uma espessa camada de material de baixa constante dielétrica. O plano terra entre os dois substratos também isola a alimentação do elemento radiante, diminuindo a interferência da irradiação espúria. Todavia, nessa configuração as dimensões têm-se o aumento das dimensões da antena assim como no acoplamento por proximidade.

Figura 2.2: Formas de alimentar a antena de microfita retangular.



Fonte: O Autor.

Tendo em vista as quatro possibilidades de alimentação da antena de microfita retangular, devido a simplicidade e facilidade de se obter casamento de impedâncias, optou-

se para esse trabalho a técnica que usa sonda coaxial. Dessa forma, todo o desenvolvimento e análises que serão apresentadas a seguir terão essa estrutura de alimentação.

2.2.2 Métodos de análise

O dimensionamento da antena de microfita retangular e as análises de suas características podem ser realizadas a partir de dois métodos aproximados: cavidade [12] e linha de transmissão [13]. O objetivo do método da cavidade é aproximar a antena de uma cavidade ressonante retangular (ver na Figura 2.3(a)) [14]. Sendo assim, partindo do estudo baseado nas equações de Maxwell na região como uma cavidade limitada por condutores na parte de cima e na parte de baixo, é possível determinar as distribuições de campos no interior do substrato dielétrico e a frequência de ressonância para diversos modos de operação, além do comportamento do diagrama de irradiação (que nesse trabalho será limitado ao primeiro modo excitado da antena) [9]. A análise feita através do método da linha de transmissão representa a antena de microfita retangular por duas fendas retangulares (de largura W e altura h) separadas por uma linha de transmissão de microfita com baixa impedância e comprimento L (ver na Figura 2.3(b)) [9].

Figura 2.2: Aproximações para a análise a antena de microfita retangular.



Fonte: O Autor.

Os métodos aproximados da cavidade e linha de transmissão são análises aproximadas que permitem encontrar equações que dimensionam a antena, além de demonstrar suas principais características em termos de impedância e irradiação. Por esse motivo, serão base para os dimensionamentos e análises iniciais, que posteriormente serão otimizadas a partir de

cálculo numérico (pelo método dos elementos finitos) no programa comercial Ansys Electronics Desktop.

2.2.3 Estudo para operação no primeiro modo excitado

2.2.3.1 Análise pelo método da cavidade

A partir do método da cavidade ressonante é possível determinar a frequência de ressonância, a distribuição de modos (formato dos campos) dentro do substrato e o diagrama de irradiação (com a diretividade e ganho na direção de máxima irradiação) para diferentes modos de operação da antena. Entretanto, sabendo que modos de alta ordem (quando há mais de um modo propagante no substrato) provocam anomalias no diagrama de irradiação, nesse trabalho tem-se o foco de trabalhar no projeto da antena para apenas o primeiro modo excitado.

Partindo das equações de Maxwell (mais especificamente das leis de Ampère e Faraday), resolvendo a equação de onda e aplicando condições de contorno [9][15], chega-se que a onda propagante no substrato é do tipo transversal magnética (TM). Então, conforme a orientação do eixo de coordenadas da Figura 2.4, a distribuição de campo elétrico normalizado dentro do substrato (visto como uma cavidade) é dada por [9]:

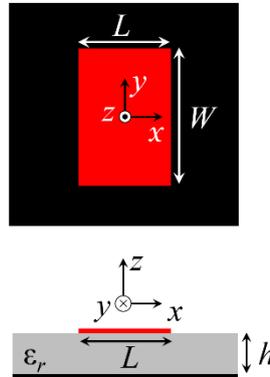
$$(E_n)_{mnp} = \cos\left(\frac{m\pi x}{L}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W}\right) \cos\left(\frac{p\pi z}{W}\right), \quad (2.1)$$

onde m , n e p são os índices do referentes ao modo excitado (são números inteiros do tipo 1,2, 3,...). Da solução da equação de onda no substrato, chega-se também à expressão da frequência de ressonância para diferentes configurações de modo como sendo:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2}, \quad (2.2)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo, cujo valor aproximado é 3×10^8 m/s.

Figura 2.2: Orientação do eixo de coordenação em relação à antena de microfita retangular.



Fonte: O Autor.

Para a relação entre as dimensões L , W e h (em que as expressões de L e W vão ser apresentadas a seguir) e sabendo que tipicamente a alimentação da antena de microfita retangular é feita de modo normal a dimensão W , chega-se que o primeiro modo excitado é o TM_{100} (ou seja, aquele em que $m = 1$, $n = 0$ e $p = 0$). Dessa forma, as expressões de campo normalizado dentro do substrato e da frequência de ressonância podem ser simplificadas como [9]:

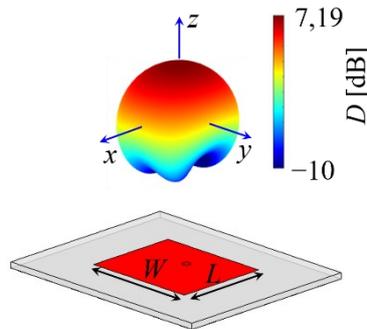
$$(E_n)_{100} = \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) e \quad (a)$$

$$(f_r)_{100} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (b)$$

Da equação 2.3(a) nota-se que o campo no substrato varia ao longo do eixo x (conforme a orientação da Figura 2.4), sendo máximo as extremidades do ressonador, porém, com polarização invertida em cada extremo (no início de L é positivo e no final de L é negativo). Dessa forma, pode-se aproximar a antena de microfita retangular como uma rede (arranjo) de duas antenas de abertura retangulares (de largura W e altura h) separadas à uma distância L . Como demonstrado na equação 2.3(b), o valor de L é aproximadamente meio comprimento de onda guiado no substrato. Com isso, dos conceitos de redes de antenas, tem-se que os campos emitidos por cada uma dessas aberturas irá se somar em fase criando um digrama de irradiação como direção de máximo será perpendicular ao ressonador (direção $+z$). Conforme apresentado em [9], em escala logarítmica, o valor da diretividade na direção de máxima irradiação dependerá das dimensões da antena e seu valor será entre 7dB e 8dB. Então, utilizando a ferramenta *Antenna Toolbox* do programa Matlab pode-se comprovar esse conceito como

ilustrado na Figura 2.5, onde observa-se a diretividade da antena de microfita retangular com valor na direção de máxima irradiação com sendo 7,19dB.

Figura 2.2: Exemplo do comportamento do diagrama de irradiação de diretividade da antena de microfita retangular.



Fonte: O Autor.

2.2.3.2 Análise pelo método da linha de transmissão

Para realizar o dimensionamento do ressonador pode-se partir dos conceitos oriundos do método da linha de transmissão. Com isso, a partir da aproximação de uma linha de transmissão de baixas perdas encontrar expressões aproximadas para a largura e comprimento do ressonador, além de apresentar os valores para a impedância de entrada e a posição da alimentação que leva à casamento de impedâncias.

Para encontrar as dimensões do ressonador, é necessário determinar, primeiramente, o valor de largura W para na sequência encontrar comprimento L . Em se tratando da largura W , para obter um ressonador eficiente, é aconselhável que o ressonador tenha uma largura próxima a meio comprimento de onda guiado [18]. Uma forma aproximada de se fazer isso é considerar o valor médio das constantes dielétricas relativas do ar e do substrato calculado (como será demonstrado a seguir, a onda guiada não se limita ao laminado e por isso deve adicionar a influência no ar no entorno da antena). Assim a largura do ressonador é determinada como:

$$W = \frac{c}{2(f_r)_{100} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (2.4)$$

onde $(f_r)_{100}$ é a frequência de ressonância do primeiro modo excitado, que será a frequência central definida para a operação da antena.

Pelo método da cavidade, o comprimento L pode ser determinado através da frequência de ressonância desejada para o modo TM_{100} . Então, reordenando a equação 2.3(b) tem-se que:

$$L = \frac{c}{2(f_r)_{100} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.5)$$

Porém, a análise pelo método da cavidade considera que toda a distribuição de campo no laminado dielétrico fique confinada entre o plano de terra e ressonador. Entretanto, na prática isso não ocorre, pois, como a largura W é finita (como valor de aproximadamente meio comprimento de onda guiado), devido a repulsão entre as cargas de mesmo sinal distribuídas no ressonador, tem-se um acúmulo de partículas carregadas nas bordas do ressonador, impossibilitando que haja uma distribuição uniforme. Assim, observa-se um efeito físico (chamado franjeamento) no qual os campos se estendem além dos limites do ressonador. Com isso, quando a onda eletromagnética propaga no substrato, uma parcela dela viaja pelo meio externo (no ar) e outra no dielétrico. Isso leva a parcelas da onda possuírem velocidades de fase diferente. Desse modo, torna-se necessário alterar o valor de ϵ_r no denominador da equação (2.5) para um valor efetivo (ϵ_{ref}), pois, a permissividade dielétrica do substrato e a permissividade dielétrica do meio externo afetam os campos. Como tipicamente para o projeto no modo TM_{100} tem-se $W/h > 1$ [19]. Pode-se calcular ϵ_{ref} como sendo [9]:

$$\epsilon_{ref} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \frac{1}{\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)}. \quad (2.6)$$

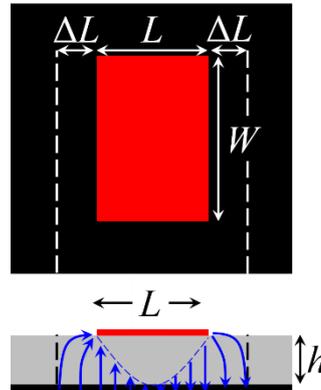
A correção feita na constante dielétrica não é a única necessária para a equação de L . O mesmo efeito do franjeamento faz com que os campos extrapolem para além dos limites do comprimento L . Com isso, tem-se o aumento do comprimento elétrico da antena em duas porções denominadas ΔL (ver na Figura 2.6). O valor dos ΔL podem ser calculados como [9]:

$$\Delta L = \frac{0,412(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(0,264 + \frac{W}{h} \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(0,8 + \frac{W}{h} \right)}. \quad (2.7)$$

Assim, a expressão final de L é dada por:

$$L = \frac{c}{2(f_r)_{100} \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L. \quad (2.8)$$

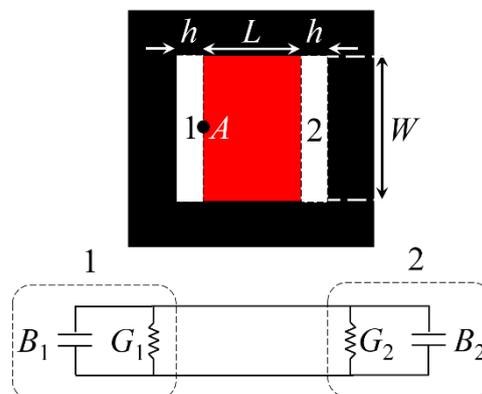
Figura 2.26: Ilustração do aumento do comprimento elétrico na antena de microfita retangular devido ao efeito do franjamento.



Fonte: O Autor.

Como já mencionado, pelo método da linha de transmissão a antena de microfita retangular pode ser representada por uma linha de transmissão de microfita com baixa impedância e comprimento L . Adicionando a esse conceito o comportamento visto no método da cavidade, pode-se afirmar que nos extremos dessa linha tem-se duas aberturas (fendas) de largura W e altura h . Dessa forma, é possível determinar a impedância de entrada a partir da análise da antena como uma rede de duas antenas de aberturas retangulares espaçadas por uma linha de transmissão de comprimento L . Então, como apresentado na Figura 2.7, as duas aberturas estão em paralelo e, cada uma delas pode ser vista como uma associação em paralelo de uma condutância (G) e uma susceptância (B) [9].

Figura 2.2: Análise de uma antena de microfita retangular pelo modelo da linha de transmissão.



Fonte: O autor.

Para análise do circuito da Figura 2.7, tem-se que a admitância de cada fenda é dada por (9):

$$Y_1 = G_1 + iB_1 \text{ e} \tag{a}$$

$$Y_2 = G_2 + iB_2. \tag{b}$$
(2.9)

Então, da teoria de aberturas retangulares, sabe-se que os valores da condutância e susceptância dependem das dimensões da fenda. Assim, como tem-se fendas de mesma largura (W) e altura (h), pode-se considerar [9]:

$$Y_2 = Y_1, \quad G_2 = G_1 \quad \text{e} \quad B_2 = B_1, \tag{2.10}$$

e os valores de G e B podem ser expressos da seguinte forma [9]:

$$G_1 = G_2 = \frac{W}{120\lambda_0} \left(1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right) \text{ e} \tag{a}$$

$$B_1 = B_2 = \frac{W}{120\lambda_0} (1 - 0,636 \ell n(k_0 h)), \tag{b}$$
(2.11)

em que λ_0 e k_0 são, respectivamente, o comprimento de onda e o número de onda (fator de fase) no meio externo à antena (no ar).

Para determinar a impedância de entrada na antena, no ponto A conforme ilustra a figura 2.7, é necessário encontrar a admitância total nesse ponto. Para tal, como tem-se operações com admitâncias pode-se somar os valores encontrados para cada fenda. Entretanto, os valores devem ser os correspondentes ao observado pelo ponto A . Sendo assim, pode-se somar Y_1 (que se localiza em A) com o comportamento que Y_2 tem nesta coordenada. Como a antena é representada como um trecho de linha de transmissão, o valor de Y_2 em A pode ser obtido partido do conceito de transformação de admitâncias de linha de transmissão [13]. Como a antena representa uma linha de transmissão de aproximadamente meio comprimento de onda, tem-se um comportamento físico de um comprimento elétrico de 180° . Dessa forma, no ponto A Y_2 tem-se uma inversão de fase que fará com que sua parte imaginária tenha o sinal invertido. Com isso, em A tem-se:

$$(Y_2)_A = G_2 - iB_2 = G_1 - iB_1. \tag{2.12}$$

Assim, a admitância total em A fica:

$$Y_A = Y_1 + (Y_2)_A = (G_1 + iB_1) + (G_1 - iB_1) = 2G_1. \tag{2.13}$$

Sabendo que a impedância de entrada é o inverso da admitância de entrada, pode-se escrever:

$$(Z_{en})_A = \frac{1}{Y_A} = \frac{1}{2G_1}, \quad (2.14)$$

A equação (2.14) é fruto da análise das fendas irradiantes trabalhando de modo isolado. Entretanto, parte da irradiação de uma fenda acoplada a outra, levando ao surgimento de uma condutância mútua entre as abertas (G_{12}), dada por [9]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\text{sen}\left(\frac{k_o W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right)^2 J_0(k_o L \text{sen}(\theta)) \text{sen}^3(\theta) d\theta, \quad (2.15)$$

onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. Essa operação envolve a integração de todo o quadrante superior ao plano de terra ($0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) em que θ é o ângulo de elevação em coordenadas polares. Ao adicionar o efeito da condutância mútua a impedância de entrada das antenas de microfita retangulares operando no modo TM_{100} é dada por [9]:

$$(Z_{en})_A = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (2.16)$$

Ao calcular $(Z_{en})_A$ observa-se que, dependendo das características de projeto, tem-se valores de impedâncias sempre superiores a 100 Ohms, podendo chegar a várias centenas de Ohms. Isso pode ser visto como um problema, afinal, a impedância típica para os equipamentos de telecomunicações que operam na faixa de radiofrequência e micro-ondas é de 50 Ohms (ou 75 Ohms em alguns casos). Com isso é necessário a utilização de alguma técnica para realizar o casamento de impedância entre a antena e linha de alimentação que será acoplada a ela. Dos trabalhos de Carver e Mink [13] e Derneryd [19], observa-se que a impedância em uma posição qualquer do ressonador é proporcional ao quadrado do campo elétrico no substrato dielétrico nesse mesmo ponto. Assim, para o modo TM_{100} pode-se multiplicar o quadrado do campo elétrico pelo valor da impedância no ponto A , chegando à impedância em ponto P deslocado da borda do ressonador (ver na Figura 2.1), da seguinte forma [9]:

$$(Z_{en})_P = (Z_{en})_A (E_{znorm}(P))_{10}^2 = (Z_{en})_A \cos^2\left(\frac{\pi}{L} P\right). \quad (2.17)$$

Assim, é possível determinar um valor de L_p em que impedância de entrada da antena se aproxime da impedância da linha de alimentação, provendo assim casamento de impedâncias.

2.3 Antena de microfita de alto ganho operando no modo TM_{100}

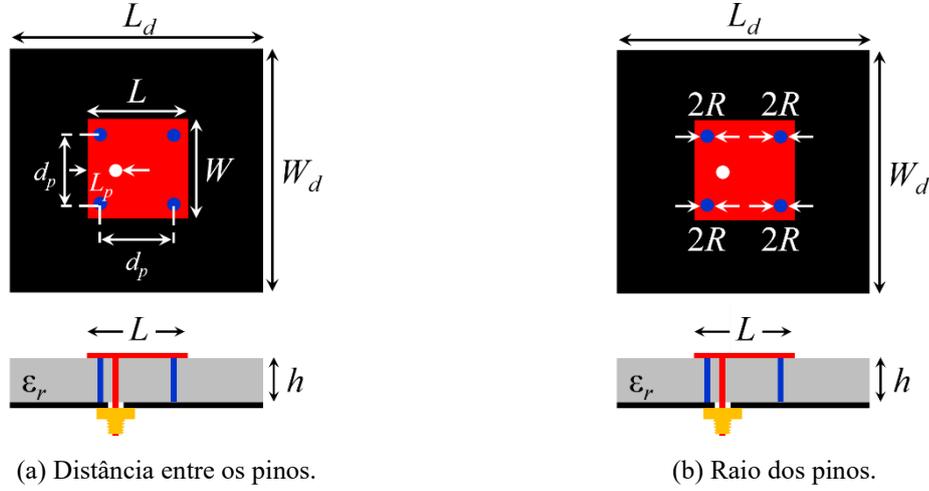
Como destacado na seção 2.2.3 a diretividade típica de uma antena de microfita retangular é inferior a 8dB (aproximadamente 6,3 vezes em relação a antena isotrópica). Da teoria geral de antenas, sabe-se que o ganho em escala linear é dado pelo produto da diretividade com a eficiência de irradiação (que quantifica possíveis perdas que possam ocorrer no processo da irradiação). A eficiência de irradiação das antenas de microfita retangulares depende da relação entre a altura do substrato e o comprimento de onda no ambiente externo e seu valor, para configurações adequadas de projeto, pode ser superior a 95%. Dessa forma, o ganho típico das antenas de microfita retangulares também está na ordem entre 7dBi ~ 8dBi.

Como mencionado na seção 1.1, uma das formas de se obter maiores taxas de transmissão (um dos focos das redes 5G) é aumentar a relação sinal ruído no receptor. Isso pode ocorrer se a intensidade do sinal recebido for maior. Para aumentar a intensidade pode-se trabalhar com antenas mais diretivas (com maior ganho). Por esse motivo, prover algum mecanismo de aumento de ganho para as antenas de microfita retangulares torna-se primordial para que essas antenas sejam vistas como soluções mais adequadas para diversas configurações de sistemas aplicados a 5G.

Existem algumas formas de se aumentar a diretividade de uma antena de microfita retangular. Dentre elas, destaca-se a técnica apresentada em [10]. Os autores apresentam uma antena de microfita retangular com ganho de 10,6dBi, o que representa um aumento de cerca de 3dB em relação às antenas convencionais. Devido a eficiência e simplicidade da técnica, tal formulação será utilizada neste trabalho, reprojetoando a estrutura para a frequência de 3,5GHz (umas das bandas do 5G brasileiro).

A proposta em [10] é formada por uma antena de microfita operando no modo dominante (TM_{100}) com elemento irradiador quadrado ($L = W$) sobre um substrato dielétrico com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3.175$ mm. Então, quatro pinos metálicos são colocados simetricamente nas duas diagonais do ressonador criando um curto-circuito com o plano de terra (conforme a Figura 2.8).

Figura 2.3: Modificações propostas para aumentar o ganho da antena de microfita retangular operando no modo TM100.



Fonte: O Autor.

Como a estrutura apresentada em [10] tem o elemento irradiador quadrado (um caso específico do formato retangular), deve-se fazer inicialmente algumas pequenas modificações nas expressões das dimensões do ressonador. Para uma antena de microfita cujo elemento irradiador é quadrado, pode-se escrever:

$$L = W = \frac{c}{2(f_r)_{100} \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L. \quad (2.18)$$

onde

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h \left(2(f_r)_{100} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \right)^2}{c^2}}} e \quad (a)$$

$$\Delta L = \frac{0,412h(\epsilon_{ref} + 0,3) \left(0,264 + \frac{c}{2(f_r)_{100} h \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left(0,8 + \frac{c}{2(f_r)_{100} h \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \right)}. \quad (2.19)$$

(b)

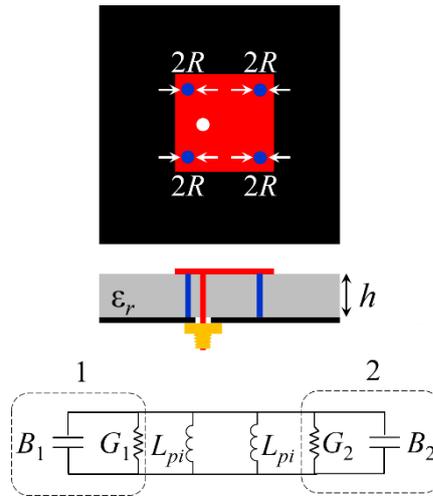
Com a inserção quatro pinos metálicos, altera-se o comportamento da antena de microfita quadrada convencional, introduzindo, em um circuito equivalente que representa

antena, duas indutâncias paralelas às admitâncias das fendas de irradiação o efeito de uma indutância L_{pi} (conforme a Figura 2.9). Para quatro pinos, L_{pi} é dada por [10]:

$$L_{pi} = 10^{-7} h \ell n \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + R^2}}{R} - \sqrt{h^2 + R^2} + \frac{h}{4} + R \right), \quad (2.20)$$

onde R é o raio dos pinos.

Figura 2.3: Representação do circuito equivalente da antena de microfita quadrada com pinos.



Fonte: O autor.

O efeito indutivo causado pela perturbação dos pinos na onda propagante do dielétrico desloca a frequência de ressonância da antena para frequências superiores as correspondentes ao projeto de uma antena quadrada sem pinos. A distância entre as frequências de ressonância com e sem pinos é dependente, além do raio R , da distância entre os pinos [10].

Sabendo que a relação entre área efetiva (A_e) e diretividade (em escala linear) é [18]:

$$D = \frac{4\pi A_e}{(\lambda_r)^2}, \quad (2.21)$$

onde A_e é área efetiva da antena (que para as antenas de microfita é proporcional a área geométrica do ressonador) e λ_r é o comprimento de onda na frequência de ressonância. Então, como a antena com pinos passa operar em uma frequência maior do que o projeto sem pinos (e a área permanece a mesma), observa-se o aumento na diretividade e conseqüentemente no ganho.

2.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados os conceitos teóricos básicos para a realização do projeto da antena de microfita retangular de auto ganho. Com base nessas informações, tem-se a bagagem necessária para atividades a serem realizadas na segunda etapa desse trabalho de conclusão de curso.

Capítulo 3

3. MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 Considerações iniciais

O objetivo desse trabalho é o projeto numérico de uma antena impressa (derivada de uma antena de microfita retangular convencional) de alto ganho para aplicações em redes celulares 5G na faixa de 3,5GHz (faixa normatizada pela Anatel). Dessa forma, tem-se como base uma metodologia voltada ao estudo teórico e simulações eletromagnéticas.

3.2 Metodologia de desenvolvimento

O projeto tem como ponto de partida o dimensionamento teórico da antena de microfita de alto ganho operando no entorno da frequência de 3,5GHz. Para tal, parte-se das equações de projeto de uma antena de microfita clássica (apresentadas na seção 2.2 no Capítulo 2) e em seguida realiza-se modificações baseadas na inserção de quatro pontos de curto entre o ressonador e o plano terra (conforme apresentado na seção 2.3 no Capítulo 2). Essas modificações tem como base os conceitos apresentados em [10], por isso, com base nos resultados desse artigo estipula-se o ganho na direção de máxima irradiação à ser obtido nesse projeto com sendo 10dBi (ou valores maiores).

Os conceitos teóricos são validados a partir de simulações numéricas. Além disso, as dimensões da antena foram otimizadas para atender as respostas esperadas. Para tal, um conjunto de estudos foi realizado 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). Com esses parâmetros espera-se validar as características para que a antena possa ser potencial para redes celulares 5G operando na faixa de 3,5GHz.

3.4 Recursos necessários

O projeto da antena proposta neste trabalho de conclusão de curso foi executado em ambiente de simulação numérica no programa *Ansys Electronics Desktop*, empregando o módulo de simulação HFSS (*High Frequency Structure Simulator*). Assim, todas as análises, para otimizar o modelo e levantar os resultados, foram feitas a partir do método numérico dos elementos finitos (FEM).

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.

Capítulo 4

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

4.1 Considerações iniciais

O ponto de partida para o desenvolvimento do projeto da antena de microfita de alto ganho foi baseado no estudo das dimensões da antena apresentada em [10]. Para tal, tem-se as dimensões do elemento ressonador $L = W = 63\text{mm}$, distância entre os pinos $d_p = 37,8\text{mm}$, raio dos pinos $R = 3,5\text{mm}$, distância entre a borda e ponto da alimentação $L_p = 18\text{mm}$ e as dimensões do dielétrico $L_d = W_d = 170\text{mm}$ (ver a descrição nas variáveis na Figura 2.8). Sabendo que o substrato dielétrico é o Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175\text{mm}$, observa-se para essa configuração que a frequência de ressonância ocorre em 2,93GHz.

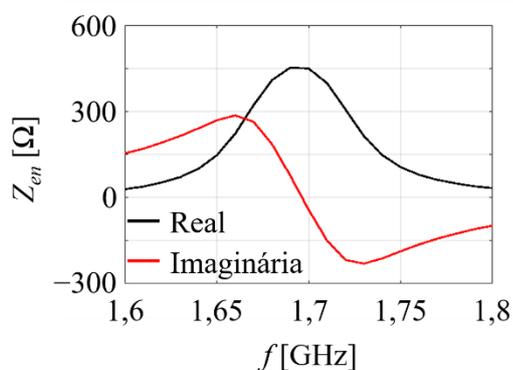
Sabendo que a frequência de ressonância é inversamente proporcional o comprimento do elemento ressonador (que nesse caso é igual à largura do ressonador), optou-se por parametrizar as dimensões da antena em função do valor de L . Dessa forma, para a antena apresentada em [10] pode-se escrever $W = L$, $L_d = W_d \cong 2,7L$, $d_p = 0,6L$ e $R = 0,055L$.

Como foi apresentado no Capítulo 2, ao inserir os pinos de curto entre o elemento ressonador e plano de terra, a frequência de ressonância é deslocada para valores superiores. Dessa forma, é necessário primeiramente encontrar a frequência de ressonância da antena sem as modificações, sendo assim possível determinar quantas vezes o valor da frequência aumentou com as modificações. Através da equação 2.18 é possível chegar na frequência de ressonância por meio das dimensões do elemento ressonador. Implementando a equação 2.18 na ferramenta Matlab (através do código presente no Anexo 1) chegou-se em frequência de aproximadamente 1,65GHz para a frequência de ressonância da antena apresentada em [10] sem pinos. Isso representa que a frequência de ressonância com os pinos ajustados é de cerca de 1,77 vezes em relação a antena sem pinos.

O objetivo é que a antena proposta nesse trabalho é opere na faixa de 3,5GHz. Então, seguindo o raciocínio apresentado anteriormente, ao dividir a frequência de 3,5GHz por 1,77 foi obtido um valor de aproximadamente 1,97GHz. Esta é a frequência aproximada que antena proposta nesse trabalho deve ter para a configuração sem os pinos de curto. Com isso, o próximo passo foi calcular as dimensões com base na frequência encontrada. Utilizando novamente a ferramenta Matlab (ver o anexo 2), para o substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175\text{mm}$, determinou-se $L \cong 49,6\text{mm}$. Então, seguindo a parametrização proposta, tem-se $W = L \cong 49,6\text{mm}$ e $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 125,82\text{mm}$, o que remete um leve deslocamento para a frequência de ressonância para 1,95GHz. A posição da alimentação foi mantida na borda do ressonador e posteriormente será ajustada após outros estudos da antena. Então, sem a presença dos pinos constrói-se um modelo numérico no simulador *Ansys Electronics Desktop*. Após várias simulações e ajustes (para corrigir limitações das equações de projeto), as dimensões que possibilitaram que antena obtivesse um melhor ganho foram modificadas para $L = W = 50,5\text{mm}$ e $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 136,35\text{mm}$.

Conforme a Figura 4.1, o modelo numérico da antena proposta sem a presença dos pinos de curto, com as dimensões $L = W = 50,5\text{ mm}$ e $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 136,35\text{mm}$, apresenta a curva de impedância onde nota-se que a frequência de ressonância 1,69GHz. Este valor difere do valor da frequência de 1,95GHz calculado anteriormente, muito provável devido as equações de projeto serem baseadas em métodos aproximados que não preveem a influência da sonda coaxial que passa pelo dielétrico até se concentrar com o ressonador. Todavia, tal variação (caso necessário) pode ser corrigida a partir de um estudo numérico.

Figura 4.1: Gráfico da impedância versus frequência.

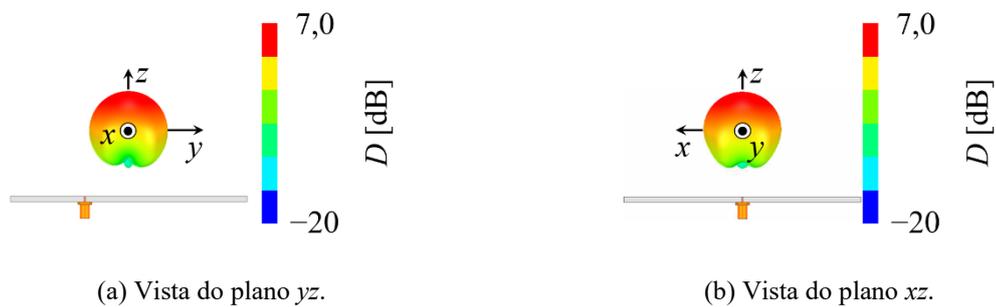


Fonte: O Autor.

Após a análise da impedância de entrada que apresenta a frequência de ressonância, outro ponto importante que deve ser analisado é a diretividade da antena (como ainda não

houve modificação do ponto da alimentação para prover casamento de impedâncias a diretividade é aconselhada a ser analisada no lugar do ganho). Como já mencionado, antenas de microfita quadradas possuem uma diretividade que varia de 7 à 8 dB. Para o modelo numérico da antena proposta sem a presença dos pinos de curto, com as dimensões $L = W = 50,5\text{mm}$ e $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 136,35\text{mm}$, como apresentado na Figura 4.2, o diagrama de irradiação em 1,69GHz mostra que a diretividade possui valor aproximado de 7dB.

Figura 4.1: Diagrama 3D de irradiação de diretividade da antena.



Fonte: O Autor.

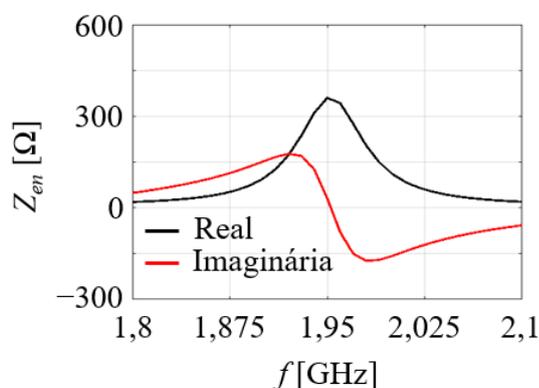
Utilizando o projeto apresentado acima como base, no decorrer deste Capítulo serão realizados estudos para determinar a distância entre os pinos de curto, a posição da alimentação e do raio dos curtos. Por último será feita uma comparação entre modelo da antena convencional e da antena modificada com o objetivo de comparar o ganho e largura de faixa.

4.2 Estudo da posição dos curtos

O ponto principal de estudo deste trabalho é a modificação de uma antena de microfita quadrada, feita a partir da inserção de pinos de curtos entre o plano de terra e o elemento ressonador. Como já mencionado, estes pinos irão causar uma perturbação na onda propagante no dielétrico, provocando um efeito indutivo que deslocará a frequência de ressonância para valores superiores. Desta forma, primeiramente, é necessário realizar um estudo da posição dos curtos com o intuito de encontrar a melhor distância entre eles. Para tal, foram mantidas as mesmas dimensões descritas da seção 4.1, ou seja, $L = W = 50,5\text{mm}$ e $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 136,35\text{mm}$. O ponto de alimentação foi mantido na borda do ressonador ($L_p = 0\text{mm}$) e o valor do raio dos pinos fixado em $R \cong 2,78\text{mm}$ (para manter a proporção $R = 0,055L$ definida anteriormente). Então, variou-se numericamente apenas a distância d_p entre os pinos sendo a representação da Figura 2.8.

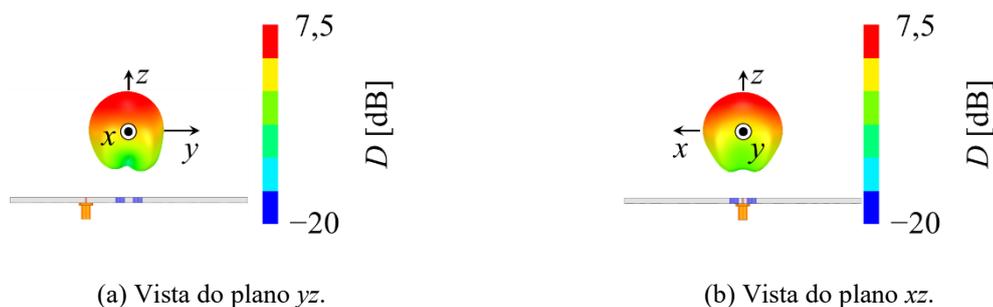
Tendo como base o estudo feito em [10], definiu-se a relação $d_p = gW$ para a distância entre os pinos, onde g é uma constante multiplicativa que representa uma determinada porcentagem da largura (que é igual ao tamanho) do ressonador da antena. Inicialmente considerou-se $g = 0,2$, sendo a distância entre os pinos equivalente à 20% do tamanho do ressonador, ou seja, $d_p = 0,2W \cong 10,1\text{mm}$. Ao realizar a simulação constatou-se que a frequência de ressonância foi deslocada para 1,95GHz, conforme ilustra a Figura 4.3. Nessa condição, observa-se que a diretividade teve um aumento de 0,5dB (ver na Figura 4.4) se comparado ao que foi apresentado na Figura 4.2.

Figura 4.2: Gráfico da impedância versus frequência para $g = 0,2$.



Fonte: O Autor.

Figura 4.2: Diagrama 3D de irradiação de diretividade da antena para $g = 0,2$.

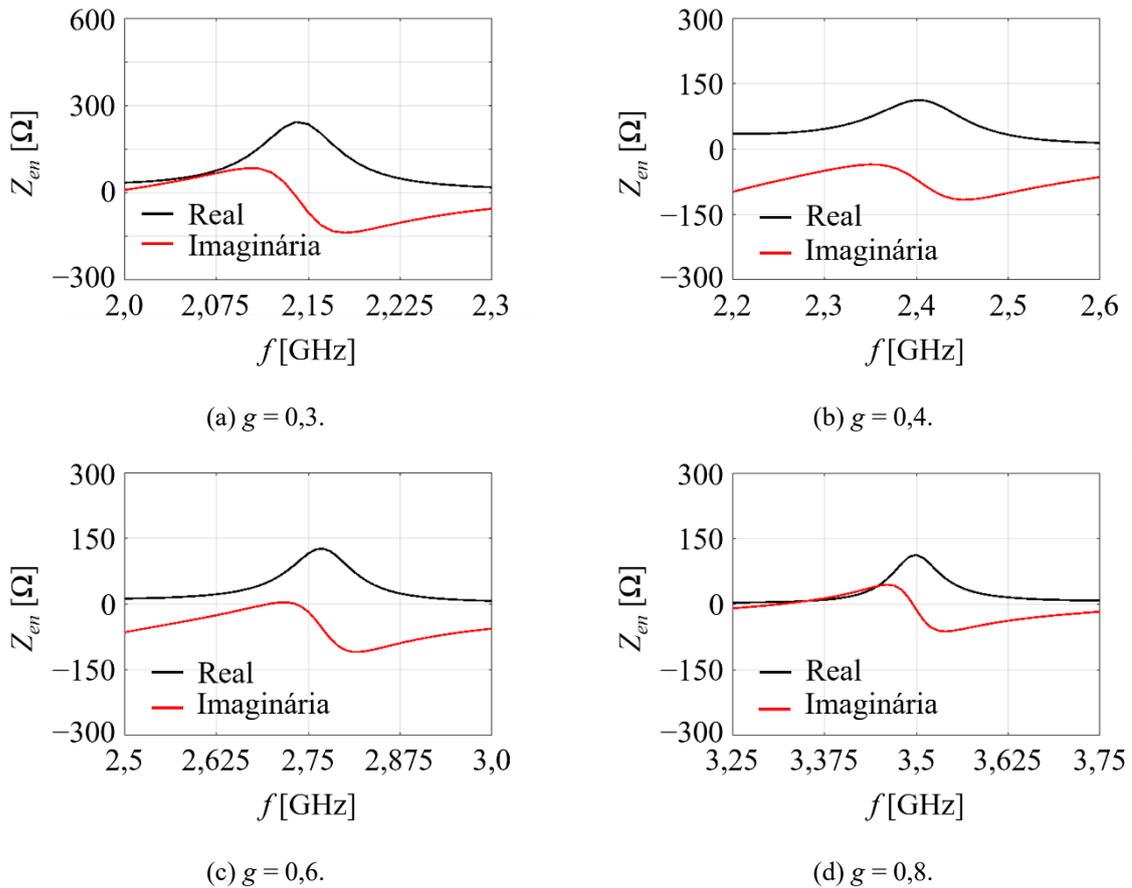


Fonte: O Autor.

Após constatar o efeito dos pinos de curto para $d_p = 0,2W \cong 10,1\text{mm}$ estendeu-se o estudo para $g = 0,3$, $g = 0,4$, $g = 0,6$ e $g = 0,8$, conforme a metodologia apresentada em [10]. Nessas condições verificou-se que o deslocamento na frequência de ressonância para valores aproximados de 2,14GHz ($g = 0,3$), 2,40GHz ($g = 0,4$), 2,77GHz ($g = 0,6$) e 3,50GHz ($g = 0,8$), conforme apresentado na Figura 4.5. Como pode ser observado, para $g = 0,8$ a frequência de ressonância foi deslocada para 3,5GHz, que é a frequência desejada para

o projeto. Porém, como será apresentado mais adiante, a distância entre os pinos que trará melhores resultados é a com fator multiplicativo $g = 0,6$, visto que ainda será estudado a posição de alimentação e o raio dos pinos de curto.

Figura 4.2: Gráfico da impedância versus frequência para $g = 0,3$, $g = 0,4$, $g = 0,6$ e $g = 0,8$.



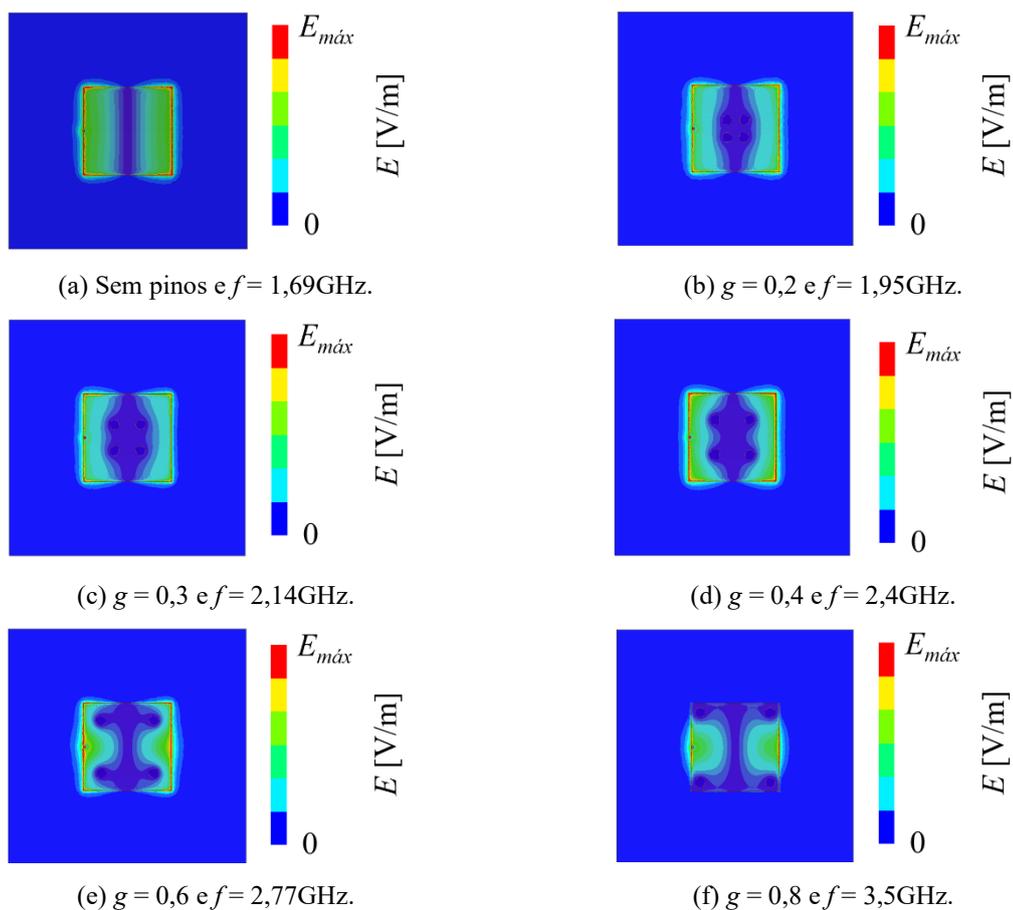
Fonte: O Autor.

O impacto dos pinos de curto (bem como a separação d_p) pode ser observada na distribuição de campo elétrico no substrato da antena (ver na Figura 4.6). Da teoria de antenas de microfita, sabe-se que na frequência de ressonância do modo fundamental a antena se comporta como duas fendas irradiantes situadas nas extremidades do ressonador. Esse efeito é visualizado na análise numérica da magnitude. Conforme a Figura 4.6, nota-se que nas frequências de ressonância, para cada um dos respectivos valores de separação d_p , a antena continua a operar no modo TM_{100} . Entretanto, nota-se que à medida que d_p aumenta tem-se a modificação do comportamento (formato) da distribuição de campo entre as fendas irradiantes.

A Figura 4.7 apresenta os diagramas de irradiação de diretividade, nas frequências de ressonância, para cada um dos casos de distâncias entre os pinos de curto estudados. Observe-se o impacto dos pinos na diretividade da antena, podendo chegar uma variação de mais de 3dB

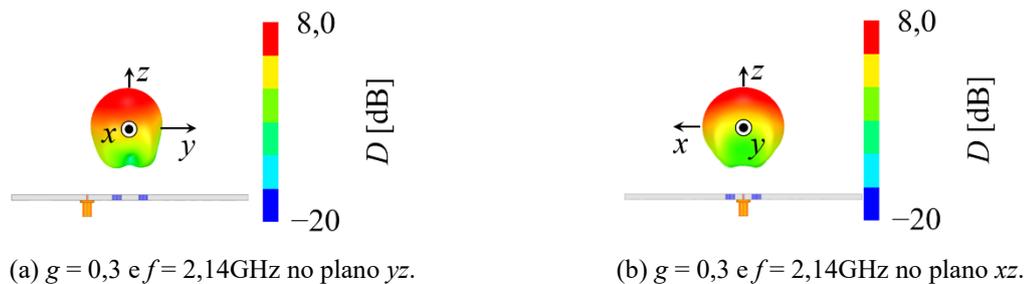
se comparado a antena sem pinos (ver na Figura 4.2). Fica claro também que o plano em que os diagramas de irradiação mais são concentrados é o yz (plano longitudinal à alimentação). Isso se justifica, pois, como visto na Figura 4.6, cria-se assimetrias nas distribuições de campo nesse plano.

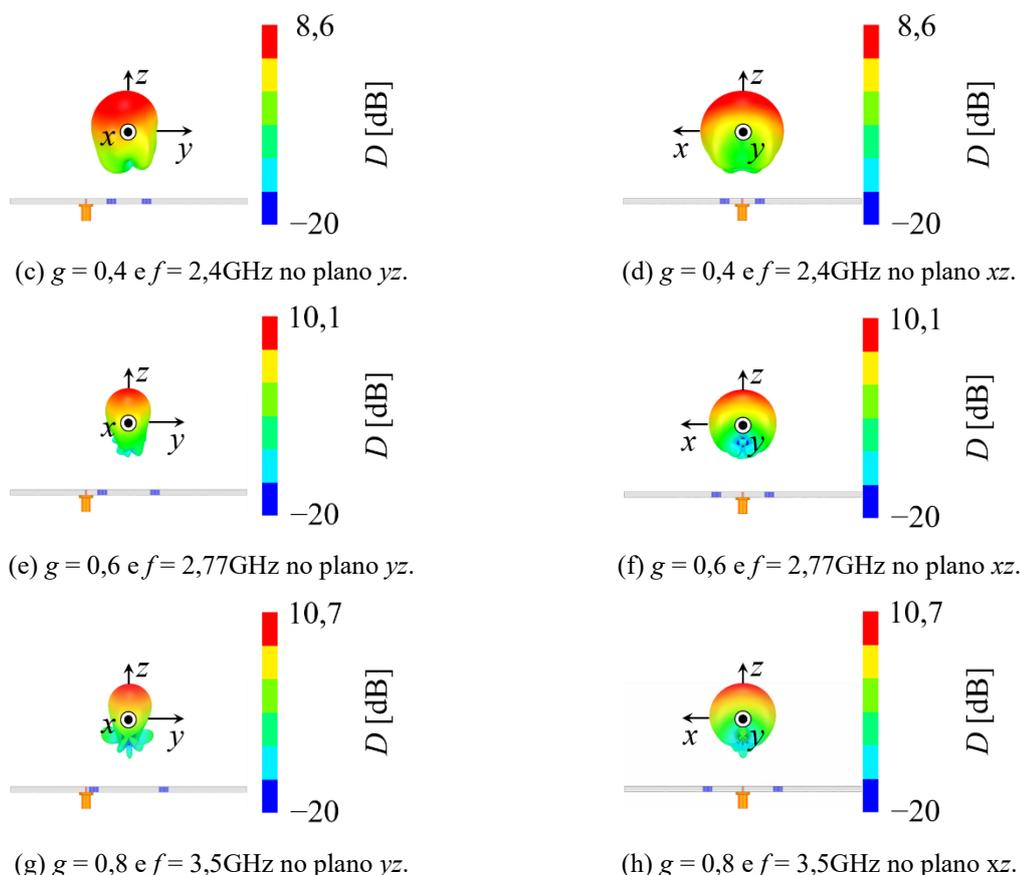
Figura 4.2: Perturbação de campo gerada pelos os pinos de curto em diferentes espaçamentos.



Fonte: O Autor.

Figura 4.2: Diagrama 3D de irradiação de diretividade da antena para $g = 0,3$, $g = 0,4$, $g = 0,6$ e $g = 0,8$.





Fonte: O Autor.

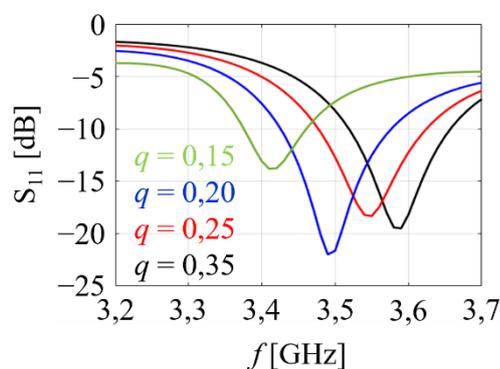
4.3 Estudo da posição de alimentação

Após validar o impacto da posição dos pinos de curto no projeto, o passo seguinte foi definir a posição onde a sonda coaxial de alimentação deve ser inserida. Até então, todas análises haviam sido feitas (para facilitar os estudos) com a alimentação na borda do ressonador. Como visto nas Figuras 4.1, 4.3 e 4.5, nessa condição tem-se elevado valor da parte real da impedância nas frequências de ressonância. Então, a alimentação é algo que deve ser analisado com muita atenção. O principal ponto a ser observado no cálculo da alimentação é o casamento de impedância. Quando não há um bom casamento de impedância a onda eletromagnética sofre muita reflexão (no terminal de entrada), causando entre outras coisas a redução do ganho da antena.

Para o desenvolvimento desse projeto foi definido que alimentação será feita por meio de sonda coaxial, pelo fato desse método apresentar uma maior facilidade para a obtenção do casamento de impedância, bastando apenas variar a posição do ponto de alimentação no elemento ressonador. Então, mantendo as dimensões encontradas para a antena anteriormente, $L = W = 50,5$ mm, $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 136,35\text{mm}$, $d_p = 0,6W \cong 30,3\text{mm}$ (por ser o melhor

resultado obtido em [10] admitindo todos os estudos realizados) e $R \cong 2,78\text{mm}$ (para manter a proporção $R = 0,055W$ definida anteriormente), variou-se a posição da alimentação seguindo a relação $L_p = qW$ (conforme a representação da Figura 2.8), onde q é um fator multiplicativo de W . O valor q foi estudado com o objetivo de encontrar a melhor posição do ponto de alimentação, de forma a obter um bom casamento de impedância na frequência de ressonância de 3,5GHz. A Figura 4.8, ilustra todas as simulações do coeficiente de reflexão feitas para diferentes valores de q . Vale destacar que, por definição, tem-se a banda de operação de uma antena definida para os pontos de frequência menores ou iguais à -10dB , garantindo que ao menos 90% da potência possa ser entregue a antena. Observa-se que ao aumentar o valor de q a frequência de ressonância também aumenta (tem-se a alimentação mais próximas dos pinos, o que causa mudança na reflexão no sinal que entra na antena) e para $q = 0,2$ tem-se o melhor casamento de impedância dentro da frequência desejada (no entorno de 3,5GHz). Portanto a posição do ponto de alimentação foi adotada como sendo $L_p = 0,20W \cong 10,1\text{mm}$, partindo da borda do ressonador em direção ao centro.

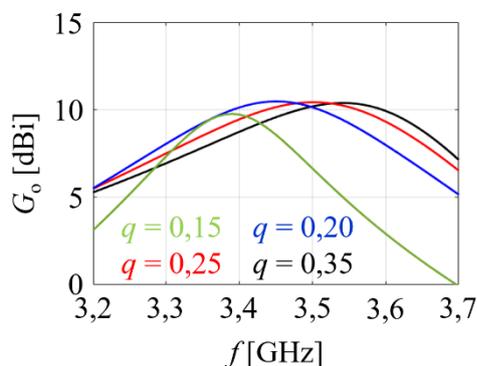
Figura 4.3: Simulação do coeficiente de reflexão para diferentes valores de q .



Fonte: O Autor.

Nas seções 4.1 e 4.2 as análises de irradiação foram realizadas a partir da diretividade, pois não havia casamento de impedância entre a antena e o ponto de alimentação até então. Entretanto, ao estudar o ponto da alimentação, é possível determinar o ganho da antena com base nos valores de q , como mostra a Figura 4.9. É possível notar que em $q = 0,2$ a antena apresenta ganho acima de 10dBi para frequências próximas à 3,5GHz, validando assim um dos objetivos principais desse trabalho.

Figura 4.3: Simulação do ganho para diferentes valores de q .



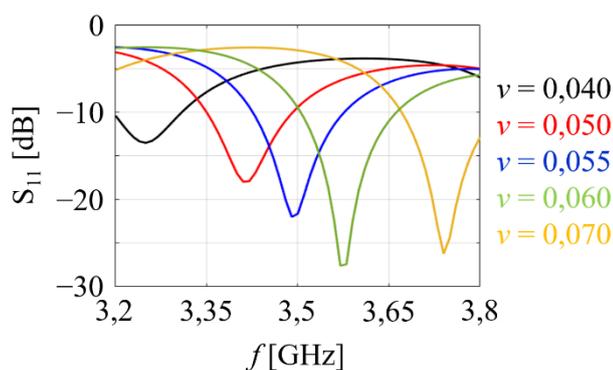
Fonte: O Autor

4.4 Estudo do raio dos curtos

Para finalizar os estudos, a última variável que o impacto precisa ser avaliado (na frequência de ressonância e no ganho) é o raio dos pinos de curto. Para tal, foram mantidas as dimensões $L = W = 50,5\text{mm}$, $L_d = W_d \cong 2,7L \cong 136,35\text{mm}$, $d_p = 0,6W \cong 30,3\text{mm}$ e $L_p = 0,20W \cong 10,1\text{mm}$ e variou-se o raio dos pinos de curto seguindo a relação $R = vW$, onde v é um fator multiplicativo de W .

Os impactos do raio dos pinos de curto no coeficiente de reflexão são apresentados na Figura 4.10. Observa-se que quanto mais finos são os pinos a banda se desloca para frequências menores, enquanto que quanto maiores o raio dos pinos a banda se desloca para frequências maiores. Isso está diretamente ligado ao efeito indutivo criado pelos curtos, apresentado no Capítulo 2. Em se tratando da frequência de 3,5GHz, o valor do raio que apresentou o melhor resultado foi $R = 0,055W \cong 2,78\text{ mm}$, sendo este valor definido como a ser utilizado nesse projeto.

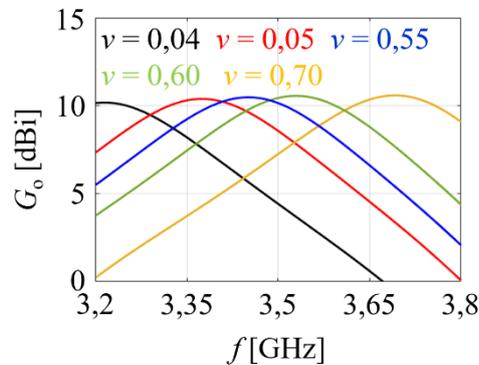
Figura 4.410: Simulação do coeficiente de reflexão para diferentes valores de v .



Fonte: O Autor.

Após validar o impacto do raio dos pinos de curto no coeficiente de reflexão, o passo seguinte foi analisar a influência no comportamento do ganho, conforme a Figura 4.11. Observa-se um comportamento análogo ao coeficiente de reflexão para o ganho. Observa-se que quanto mais finos são os pinos os valores de ganho superiores à 10dBi se deslocam para frequências menores, enquanto que quanto maiores o raio dos pinos os valores de ganho superiores à 10dBi se deslocam para frequências maiores. Em se tratando da frequência de 3,5GHz, o valor do raio que apresentou o melhor resultado foi novamente $R = 0,055W \cong 2,78\text{mm}$, sendo este valor definido como a ser utilizado nesse projeto.

Figura 4.4: Simulação do ganho para diferentes valores de ν .



Fonte: O Autor.

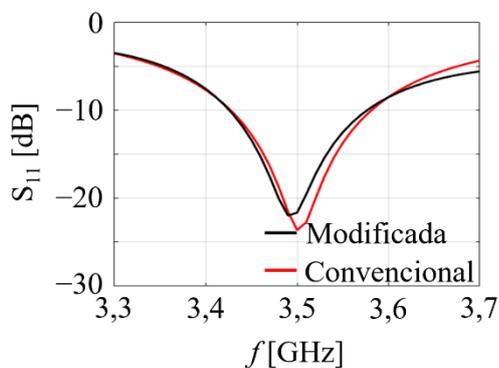
4.5 Comparação entre modelos

Após a realização de todos os estudos descritos nos tópicos anteriores, chegou-se em um modelo de antena que atende todos os requisitos propostos, que é operar na faixa do 5G brasileiro, mais especificadamente na frequência 3,5GHz. Em simulação a antena modificada conseguiu um ganho de 10,14dBi. Para uma comparação mais clara, comparou-se os resultados obtidos para a antena proposta com a simulação de uma antena de microfita convencional projetada para operar na frequência de 3,5GHz (no substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 3,175\text{mm}$). As dimensões desta antena foram calculadas através do código implementado na ferramenta Matlab (ver anexo 2). O modelo possui dimensões $L = W = 26,3\text{mm}$, $L_d = W_d \cong 71\text{mm}$ e $L_p \cong 9,20\text{mm}$.

Conforme a Figura 4.12, nota-se que a técnica proposta neste não provocou qualquer redução na banda de operação. As duas antenas (proposta e convencional) tem banda de cerca de 4,43% da frequência central (operando de 3,43GHz à 3,58GHz). Em relação ao ganho (ver nas Figuras 4.13 e 4.14), observa-se que a antena convencional apresentou um ganho de

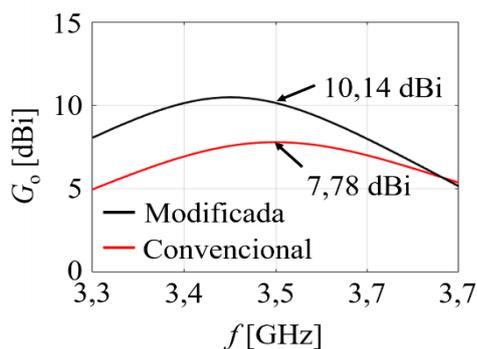
7,78dBi, enquanto a antena modificada apresentou um ganho de 10,14dBi. Assim, a técnica posta levou à um acréscimo de 2,36dB no valor de ganho na frequência de 3,5GHz.

Figura 4.5: Simulação do coeficiente de reflexão para a antena convencional e modificada.



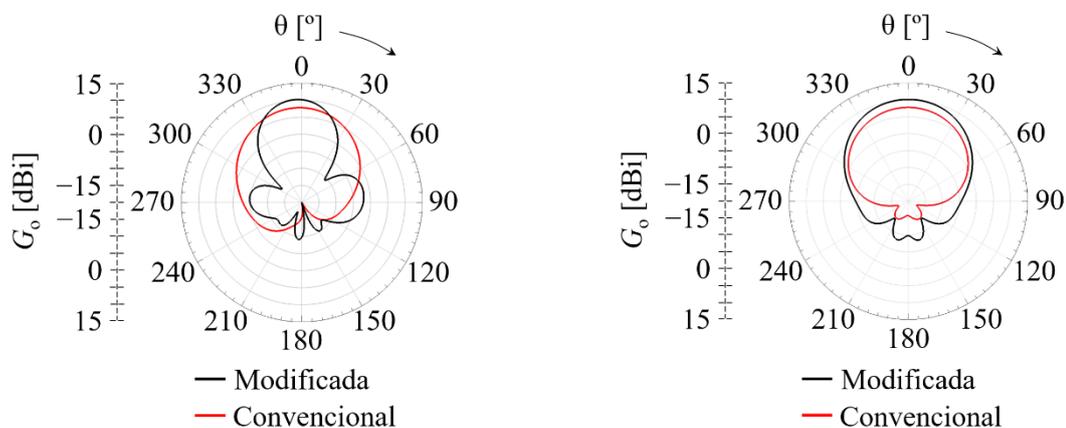
Fonte: O Autor

Figura 4.5: Ganho obtido com os dois modelos de antena.



Fonte: O Autor.

Figura 4.5: Diagrama 2D de irradiação da antena convencional e da antena modificada.



(a) Plano yz.

(b) Plano xz.

Fonte: O Autor.

4.6 Considerações finais

Após todos os estudos realizados neste capítulo, chegou-se a um modelo de antena que atende todos os requisitos definidos para esse trabalho. A técnica relativamente simples de inserir quatro pinos de curtos entre o elemento ressonador e o plano de terra de uma antena de microfita quadrada se mostrou muito eficiente em relação ao aumento do ganho. Outro ponto importante de se destacar é que mesmo com as modificações a largura de banda da antena não foi comprometida, mantendo-se praticamente a mesma, ou seja, essas alterações trouxeram apenas benefícios. A maior dificuldade encontrada na realização dos estudos foi com as simulações, que requerem um processamento computacional elevado para obter resultados mais precisos, necessitando de muito tempo em cada caso simulado.

Capítulo 5

5. CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1 Conclusões

O 5G é uma tecnologia que veio para revolucionar as redes móveis com altas taxas de transmissão de dados. Isso possibilita a inclusão de várias tecnologias que irão tornar por exemplo as cidades mais inteligentes, com variados dispositivos comunicando entre si a fim de facilitar a vida das pessoas nos caóticos centros urbanos. Porém para tais tecnologias funcionarem é necessário pensar em uma forma de otimizar os mecanismos de transmissões, para compensar as perdas que o sinal sofre no caminho de um dispositivo ao outro.

Uma alternativa para a redução da degradação do sinal é melhorar a relação sinal/ruído através do aumento do ganho em antenas de transmissão. Assim será possível trabalhar com frequências mais elevadas possibilitando um maior escoamento de dados. Dentre os vários tipos de antenas, as de microfita chamaram a atenção por serem mais simples de projetar e terem um baixo custo de fabricação. No entanto, uma desvantagem desse modelo é o ganho limitado na faixa entre 7 à 8 dBi.

Neste sentido, este trabalho avaliou a influência da utilização de uma técnica simples que utiliza 4 pinos de curtos entre o plano de terra e o elemento ressonador de uma antena de microfita, buscando um aumento no ganho.

Foi possível verificar que ao inserir os pinos a frequência de ressonância deslocava para valores superiores. E este deslocamento variava de acordo com o espaçamento entre os pinos, a posição do ponto de alimentação e o raio dos pinos. Isso torna possível que uma antena dimensionada para trabalhar em frequência menores possa trabalhar em frequência mais elevadas. Outro aspecto importante observado com a técnica foi o aumento no ganho chegando a 10,14 dBi para a frequência de 3,5 GHz, enquanto a antena convencional obteve um ganho de 7,78 dBi, um incremento de 2,36 dBi. Tudo isso sem comprometer a largura de banda.

Esse resultado obtido foi muito satisfatório, pois através de uma técnica simples e de baixo custo tornou-se possível ampliar o ganho de uma antena de microfita quadrada. No mundo das comunicações móveis cada decibel de ganho é extremamente valioso.

5.2 Propostas para a continuação do trabalho

O trabalho realizado atingiu o objetivo proposto, que é apresentar uma antena de microfita com um ganho superior à 10 dBi por meio de uma técnica simples. Entretanto, conceitos como um número maior de pinos ou disposição diferentes para os pinos podem ser estudados com o objetivo de se obter valores mais elevados e ganho e operação em polarização circular ou dupla.

REFERÊNCIAS

- 1 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.
- 2 K. Shafique, B. A. Khawaja, F. Sabir, S. Qazi and M. Mustaqim, “Internet of Things (IoT) for Next-Generation Smart Systems: A Review of Current Challenges, Future Trends and Prospects for Emerging 5G-IoT Scenarios,” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 23022-23040, 2020.
- 3 CISCO SYSTEMS, “Cisco Visual Networking Index (VNI) Global and Americas/EMEAR Mobile Data Traffic Forecast, 2017–2022 ”, White Paper, 2019.
- 4 “IoT”. Disponível em: <https://www.oracle.com/br/internet-of-things/what-is-iot/>. Acesso em: 12 mai. 2021, 16:14.
- 5 “Intel 5G and IoT: Connecting a Data-Driven World”. Disponível em: <https://www.intel.com.br/content/www/br/pt/wireless-network/5g-iot.html> . Acesso em: 12 mai. 2021, 16:19
- 6 “Agência Brasil explica: o que é a tecnologia 5G”. Disponível em: <https://agenciabrasil.ebc.com.br/geral/noticia/2020-03/agencia-brasil-explica-o-que-e-tecnologia-5g> . Acesso em: 12 mai.2021, 18:54.
- 7 “The Emergence of 5G mmWave”. Disponível em: <https://www.accton.com/Technology-Brief/the-emergence-of-5g-mmwave/>. Acesso em: 12 mai. 2021, 21:36.
- 8 C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” in *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423, 1948.
- 9 C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3a Ed., John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- 10 X. Zhang and L. Zhu, "Gain-Enhanced Patch Antennas With Loading of Shorting Pins," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3310-3318, Aug. 2016.
- 11 Maria Rita Palattella; Mischa Dohler; Alfredo Grieco; Gianluca Rizzo; Johan Torsner; Thomas Engel and Latif Ladid, “Internet of Things in the 5G Era: Enablers, Architecture, and Business Models” in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* (Volume: 34, Issue. 3, pages. 510-527, March 2016).

- 12 J. R. James and P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas, Vols. 1 and 2, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- 13 K. Carver and J. Mink, Microstrip antenna technology, *in* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, 1981
- 14 J. A. J. Ribeiro, Engenharia de micro-ondas: fundamentos e aplicações, Érica, São Paulo, 2008.
- 15 J. A. J. Ribeiro, Propagação Das Ondas Eletromagnéticas: Princípios e Aplicações, Érica, São Paulo 2008.
- 16 D. A. Fleisch, A Student's Guide to Maxwell's Equations, Cambridge University Press, 2008.
- 17 C. A. Balanis, Advanced Engineering Electromagnetics, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- 18 J. A. J. Ribeiro, Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações. 1.ed., Érica, São Paulo, 2012.
- 19 VOLAKIS, J. L. , **Antenna Engineering Handbook** , 4th ed., McGraw-Hill Companies, 2007
- 20 A. G. Derneryd, A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna, *in* IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP- 26, no. 4, pp. 532-535, 1978.
- 21 D. Schaubert, F. G. Farrar, A. Sindoris, and S. T. Hayes, “Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, no. 1, pp. 118–123, Jan. 1981.

ANEXO1

```
clear
close all
clc

%% Parâmetros de entrada:
% Dimensões da Antena
W = 63e-3;
L=W;
% Permissividade dielétrica relativa
er = 2.2;
% Altura do laminado dielétrico em metros
h = 3.175e-3;
% Permissividade dielétrica efetiva
ereff = ((er + 1)./2) + ((er-1)./(2.*sqrt(1 + (12.*h./W))));

% Aumento da borda do ressonador devido ao efeito do franjamento
d1 = 0.412.*h.*((ereff + 0.3).*(W./h + 0.264))./((ereff - 0.258).*(W./h + 0.8));

% Frequência de Ressonância com base nas dimensões da antena
freq = (3e8)./(2.*L.*sqrt(ereff)) - (2.*d1);
disp('Frequência da antena sem modificações é: ');
disp(freq);
```

ANEXO 2

```

clear
close all
clc

%% Parâmtros de entrada:
% Frequência em Hz
freq = 1.97e9;

% Permissividade dielétrica relativa
er = 2.2;

% Altura do laminado dielétrico em metros
h = 3.175e-3;

% Impedância desejada para a entrada
Zin = 50;

%% Largura do ressonador ressonador:
W = (3e8)./(2.*freq.*sqrt((er + 1)./2));
disp('A largura W em metros é: ')
disp(W)

%% Comprimento do ressonador:
% Permissividade dielétrica efetiva
ereff = ((er + 1)./2) + ((er-1)./(2.*sqrt(1 + (12.*h./W))));

% Aumento da borda do ressonador devido ao efeito do franjeamento
dl = 0.412.*h.*((ereff + 0.3).*(W./h + 0.264))./((ereff - 0.258).*(W./h + 0.8));

% Comprimento de onda no vácuo
lambda_o = (3e8)./freq;

% Número de onda
ko = 2.0.*pi./lambda_o;

% Comprimento de onda guiado
lambda = (3e8)./(freq.*sqrt(ereff));

% Comprimento do elemento ressonador sem correção
Leff = (3e8)./(2.*freq.*sqrt(ereff));

% Comprimento do elemento ressonador
L = (3e8)./(2.*freq.*sqrt(ereff)) - (2.*dl);
disp('O comprimento L em metros é: ')
disp(L)

% Largura do elemento ressonador para antena quadrada
W = L;
disp('O comprimento W para antena quadrada em metros é: ')
disp(W)

```

```

% Cálculo teórico da diretividade:
% Sistema de coordenadas
th = 0:180;
phi = [0:90 270:360];
[t,p]=meshgrid(th.*pi/180,phi.*pi/180);

% Calculo do campo elétrico total
X = ko*h/2*sin(t).*cos(p);
Z = ko*W/2*cos(t);
Et = sin(t).*sinc(X/pi).*sinc(Z/pi).*cos(ko*Leff/2*sin(t).*sin(p));

% Cálculo da intensidade de irradiação
U = Et.^2;

% Cálculo da potência irradiada
dt = (th(2)-th(1))*pi/180;
dp = (phi(2)-phi(1))*pi/180;
Prad = sum(sum(U.*sin(t)))*dt*dp;

% Cálculo da diretividade
D = 4.*pi.*max(max(U))./Prad;
DdB = 10.*log10(D);
disp('A diretividade teórica em dB é: ')
disp(DdB)

%% Cálculo teórico da impedância de entrada;
% Sistema de coordenadas
th = 0:1:180;
t = th.*pi/180;

% Cálculo da condutância da impedância de entrada
ARG = cos(t).*(ko*W/2);
res1 = sum(sinc(ARG./pi).^2.*sin(t).^2.*sin(t).*((pi/180)*(ko*W/2)^2));
res12 =
sum(sinc(ARG./pi).^2.*sin(t).^2.*besselj(0,sin(t).*(ko*L)).*sin(t).*((pi/180)*(ko*
W/2)^2));
G1 = res1./(120*pi^2);
G12 = res12./(120*pi^2);
Rin0P = (2.*(G1 + G12))^-1;

% Cálculo do ponto de alimentação
LP = acos(sqrt(Zin/Rin0P))*L/pi;
disp('A distância a partir da borda da antena onde a alimentação deve ser inserida
em metros é: ')
disp(LP)

```