

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CAMPUS PATOS DE MINAS

GUSTAVO ALBERNAZ FERREIRA

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO COM
POLARIZAÇÃO DUPLA PARA APLICAÇÕES EM REDES CELULARES**

5G

Patos de Minas - MG
2022

GUSTAVO ALBERNAZ FERREIRA

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO COM
POLARIZAÇÃO DUPLA PARA APLICAÇÕES EM REDES CELULARES
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

GUSTAVO ALBERNAZ FERREIRA

**PROJETO DE UMA ANTENA DE MICROFITA DE ALTO GANHO COM
POLARIZAÇÃO DUPLA PARA APLICAÇÕES EM REDES CELULARES
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. Pedro Luiz Lima Bertarini
(Membro interno – FEELT – UFU)

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

Patos de Minas – MG
2022

AGRADECIMENTOS

Este trabalho marca o fim de uma etapa muito importante para mim e eu não teria concluído sem o apoio e incentivo intenso dos meus pais, Aline e Aloizio, que sempre estiveram comigo nos momentos em que eu precisei e por não me abandonarem por mais difícil que fosse a situação. A minha irmã Marina por sempre me motivar a continuar e sempre me desafiando. Minha namorada Aline Paula por não desistir de mim e me ouvir sempre que eu precisava. Aos amigos que fiz no decorrer do curso que, incentivaram os estudos, dividiram lanches, conversas e frustrações e que me acompanharão por muito tempo. Um agradecimento muito especial a todos os professores e funcionários do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações por me ajudarem, me ensinarem e estarem sempre presentes quando eu precisei. E o mais especial de todos aos meus filhos, Artur e Álvaro, pois são a razão de todo o meu esforço e trabalho.

RESUMO

Neste trabalho de conclusão de curso é proposto uma antena compacta de alto ganho e polarização dupla para operação em redes celulares de quinta geração (5G) nas faixas de frequência de 3,5GHz e 26GHz. Para tal, utiliza-se uma antena de microfita retangular operando no modo de terceira ordem com inserção de fendas no elemento ressonador e alimentação via sonda coaxial deslocada. Com a escolha da estrutura de microfita, a antena proposta será compacta e baixo custo, características desejáveis para aplicações comerciais 5G. A alimentação deslocada, aplicada à uma antena de microfita com elemento ressonador quadrado, permite a excitação de dois modos degenerados que levam a irradiação em polarização dupla. O conjunto de fendas inseridas no elemento ressonador tem formato de cruz e sua finalidade é permitir baixos lóbulos laterais e alto ganho no modo de terceira ordem, sempre maior que 8dBi em polarização dupla. A partir de resultados de simulação, que atestam o bom desempenho da antena proposta, acredita-se que o modelo proposto apresenta grande contribuição em termos de antenas aplicada às redes celulares 5G.

Palavras-chave: 5G, antena de microfita, alto ganho, polarização dupla.

ABSTRACT

In this final paper, a compact antenna with high gain and dual polarization is proposed for operation in fifth generation cellular networks (5G) in the frequency bands of 3.5GHz and 26GHz. For this, a rectangular microstrip antenna is used operating in the third order mode with insertion of slots in the resonator element and feeding via a displaced coaxial probe. With the choice of microstrip structure, the proposed antenna will be compact and low cost, desirable characteristics for commercial 5G applications. The offset feeding, applied to a microstrip antenna with a square patch, allows the excitation of two degenerate modes that lead to radiation in dual polarization. The set of slots inserted in the resonator element has a cross shape and its purpose is to allow low side lobes and high gain in the third order mode, always greater than 8dBi in dual polarization. From simulation results, which attest to the good performance of the proposed antenna, it is believed that the proposed model presents a great contribution in terms of antennas applied to 5G cellular networks.

Keywords: 5G, microstrip antenna, high gain, dual-polarization.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Representação da polarização da onda eletromagnética.	13
Figura 1.2 – Representação da polarização da onda eletromagnética irradiada por uma antena.	14
Figura 1.3 – Representação das componentes de campo irradiadas pelo dipolo elementar.	15
Figura 1.4 – Ilustração do efeito da rejeição de polarização.	15
Figura 2.1 – Ilustração da antena de microfita retangular.	21
Figura 2.2 – Representação da antena de microfita retangular como uma cavidade retangular.	22
Figura 2.3 – Ilustração da distribuição de campo no dielétrico da antena de microfita retangular.	23
Figura 2.4 – Ilustração da resposta em frequência da impedância de entrada da antena de microfita retangular.	24
Figura 2.5 – Representação da antena de microfita retangular como uma rede de duas fendas irradiantes.	25
Figura 2.6 – Ilustração do diagrama de irradiação para os modos TM_{100} e TM_{300}	25
Figura 2.7 – Ilustração da antena de microfita retangular como uma rede de duas fendas irradiantes.	28
Figura 2.8 – Ilustração da polarização das antenas de microfita retangulares em função do ponto de alimentação.	31
Figura 2.9 – Etapas para o projeto da antena de microfita de alto ganho e baixos lóbulos laterais operando no modo TM_{300}	32
Figura 2.10 – Ilustração entre a operação no modo TM_{300} sem e com uma fenda central ao ressonador.	33
Figura 2.11 – Ilustração entre a operação no modo TM_{300} sem fendas e com uma fenda em cada borda do ressonador na posição central.	34
Figura 2.12 – Alterações para o projeto da antena de microfita retangular operando no modo TM_{300} com alto ganho e polarização dupla.	35
Figura 4.1 – Modelos numéricos das antenas de microfita propostas.	38
Figura 4.2 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação da antena apresenta em (33).	39

Figura 4.3 – Resposta em frequência da razão axial da simulação da antena apresenta em (33).	40
Figura 4.4 – Diagramas de irradiação da simulação da antena apresenta em (33) para a frequência de 4,2GHz.....	40
Figura 4.5 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização linear reprojctadas.....	42
Figura 4.6 – Resposta em frequência da razão axial da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização linear reprojctadas.	43
Figura 4.7 – Diagramas de irradiação da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização linear reprojctadas.....	43
Figura 4.8 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação da antena apresenta em (33) com a técnica de polarização dupla aplicada.....	45
Figura 4.9 – Resposta em frequência da razão axial da simulação da antena apresenta em (33) com a técnica de polarização dupla aplicada.	45
Figura 4.10 – Diagramas de irradiação da simulação da antena apresenta em (33) com a técnica de polarização dupla aplicada para a frequência de 4,2GHz.....	46
Figura 4.11 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla reprojctadas.	47
Figura 4.12 – Resposta em frequência da razão axial da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla reprojctadas.	47
Figura 4.13 – Diagramas de irradiação da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla reprojctadas.	48

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

1G	Redes celulares de primeira geração
2G	Redes celulares de segunda geração
3G	Redes celulares de terceira geração
4G	Redes celulares de quarta geração
5G	Redes celulares de quinta geração
D_i	Maior dimensão da antena
λ	Comprimento de onda
E	Campo elétrico
H	Campo magnético
S	Vetor de Poynting
r	Distância de um ponto até a antena
E_θ	Campo elétrico vertical ou de elevação
E_ϕ	Campo elétrico horizontal ou de azimuth
AR	Razão axial
TCC	Trabalho de conclusão de curso
TCC 1	Trabalho de conclusão de curso 1
TCC 2	Trabalho de conclusão de curso 2
TM₁₀₀	Modo de operação fundamental
TM₃₀₀	Modo de operação de terceira ordem
h	Espessura do laminado dielétrico
k_{rad}	Eficiência de irradiação
$\tan(\delta)$	Tangente de perdas
ϵ_r	Permissividade dielétrica relativa
L	Comprimento do componente ressonador
W	Largura do componente ressonador
P	Ponto de alimentação do elemento irradiador
f_r	Primeiro modo excitado na antena
Z_{en}	Impedância de entrada da antena
TM	Onda transversal magnética

m	Índice referente ao modo de ressonância
n	Índice referente ao modo de ressonância
p	Índice referente ao modo de ressonância
ϵ_{ef}	Permissividade dielétrica efetiva
ΔL	Comprimento a ser reduzido do componente ressonador
W/h	Razão entre a largura do ressonador e a espessura do laminado dielétrico
G	Condutância
B	Susceptancia
λ_o	Comprimento de onda no meio
k_o	Número da onda no meio
A	Ponto de alimentação em uma das bordas
Y_1	Admitância na fenda 1
Y_2	Admitância na fenda 2
Y_A	Admitância total em A
$(Z_{en})_A$	Impedância total de entrada em A
G_{12}	Condutância mútua das fendas 1 e 2
J_0	Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero
θ	Ângulo de elevação
G_1	Condutância da fenda 1
J	Densidade superficial de corrente
L_{s1}	Comprimento da fenda central
W_s	Espessura das fendas
$L_{s2}/2$	Comprimento das fendas laterais
L_{s1}/W	Razão entre o comprimento da fenda central e a largura do componente ressonador
D	Diretividade do lóbulo principal
L_{s2}/W	Razão entre o comprimento da fenda lateral e a largura do componente ressonador

SUMÁRIO

RESUMO.....	13
ABSTRACT	15
LISTA DE FIGURAS.....	16
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	18
CAPÍTULO 1	10
CONCEITOS INTRODUTÓRIOS.....	10
1.1 Introdução	10
1.2 Problematização.....	12
1.2.1 Polarização da onda eletromagnética	12
1.2.2 Polarização das antenas	13
1.2.3 Rejeição de polarização na recepção de sinais	14
1.3 Tema do projeto.....	17
1.4 Objetivos.....	17
1.4.1 Objetivos gerais	17
1.4.2 Objetivos específico	18
1.5 Justificativas	18
1.6 Considerações finais	19
CAPÍTULO 2	20
REFERENCIAL TEÓRICO	20
2.1 Considerações iniciais	20
2.2 Antena de microfita retangular	21
2.2.1 Análises dos modos de ressonância.....	22
2.2.2 Dimensionamento da antena.....	25
2.2.3 Operação em polarização dupla.....	30
2.2.4 Antena de microfita de alto ganho com polarização dupla	31
2.2.4.1 Técnica para alto ganho e baixos lobos laterais no modo TM_{300}	31
2.2.4.2 Técnica para alto ganho e polarização dupla no modo TM_{300}	34
2.3 Considerações finais	35
CAPÍTULO 3	36
MATERIAIS E MÉTODOS.....	36

3.1 Considerações iniciais	36
3.2 Metodologia de desenvolvimento	36
3.3 Recursos necessários	37
3.4 Considerações finais	37
CAPÍTULO 4.....	38
RESULTADOS E DISCUSSÕES	38
4.1 Considerações iniciais	38
4.2 Antena de microfita de alto ganho e polarização linear	38
4.3 Antena de microfita de alto ganho e polarização dupla	44
4.4 Considerações finais	48
CAPÍTULO 5.....	49
CONCLUSÕES, CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	49
5.1 Conclusões.....	49
5.2 Propostas para a continuação do trabalho.....	50
REFERÊNCIAS	51

Capítulo 1

Conceitos Introdutórios

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

1.1 Introdução

O uso crescente 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). Dessa forma, tem-se uma demanda exponencial do uso de conexões móveis, uma vez que os usuários querem experimentar conectividade em todos os lugares.

A telefonia móvel digital vem evoluindo com o tempo, conhecida simplesmente como telefonia celular, em sua primeira geração (1G) permitiu a comunicação de voz através de dispositivos, na segunda geração (2G) permitiu o incremento de envio de mensagens de texto, na terceira geração (3G) possibilitou como evolução o acesso à internet e na quarta geração (4G) possibilitou, além de tudo o que as demais tecnologias apresentavam, o uso de aplicativos que necessitam de uma grande quantidade de dados e alta velocidade de conexão (1).

As quatro gerações de telefonia celular, amplamente difundidas, revolucionaram as telecomunicações. Entretanto, o mundo globalizado e em constante evolução tem desafiado pesquisadores de diversos seguimentos da tecnologia a propor novas soluções. Nesse contexto, observa-se pesquisa, desenvolvimento e mais recentemente implementações da quinta geração de telefonia móvel celular (5G).

Espera-se para o 5G uma tecnologia de rede altamente flexível e escalável, possibilitando uma conexão total entre tudo e todos em qualquer lugar (2). Para tal, tem-se como necessidade primordial o aumento das taxas de transmissão, da confiabilidade da rede, da densidade de conectividade e do alcance de mobilidade, além de possibilitar a diminuição da latência (3).

O 5G está em estágio de desenvolvimento e, por isso, deve seguir padrões estipulados por agencias como o 3GPP (do inglês *3rd Generation Partnership Project*) (4) e ITU (do inglês *International Telecommunication Union*) (5). Por exemplo, no final do ano de 2017 o 3GPP

apresentou o primeiro conjunto de especificações sobre o 5G com a finalidade descrever de modo inicial a tecnologia 5G (6). Essas especificações iniciais permitiram sistemas de rádio 5G não autônomos integrados em redes LTE de geração anterior (4G). Já em 2018 o *Release 15* do 3GPP trouxe o primeiro conjunto completo de padrões 5G (7). O *Release 15* apresentou os padrões para cobertura autônoma do 5G, criando assim um sistema de rádio que a partir de então foi denominado como 5G NR (do inglês *New Radio*).

A segunda fase da padronização do 5G NR pelo 3GPP foi apresentada no *Release 16*, sendo a versão final publicada no ano de 2020 (8). No *Release 16* foram submetidos à ITU orientações sobre as características do 5G a serem repassadas às sociedades internacionais de telecomunicações, em que o documento sinal apresentado pela ITU foi denominado IMT-2020 (9).

Nos *Releases 15 e 16* os três cenários de aplicações para o 5G NR definidos pelo 3GPP (10). Basicamente, tem-se a subdivisão em alta vazão de dados para os dispositivos móveis (eMBB do inglês *Enhanced Mobile Broadband*), comunicação de baixa latência e ultra confiável (URLLC do inglês *Ultra Reliable Low Latency*) e comunicação massiva entre máquinas (mMTC do inglês *massive Machine Type Communication*). Entretanto, além desses três cenários, alguns países, dos quais o Brasil faz parte, vem estudando um quarto cenário para acesso de longo alcance em áreas remotas (eRAC do inglês *enhanced Remote Area Communications*) (11).

De forma resumida, pode-se explicar os quatro cenários citados para o 5G NR como: O eMBB apresenta as características ligadas aos serviços que requerem altas taxas de dados, como por exemplo aplicações com transmissões e/ou recepção de vídeos de alta definição; O mMTC apresenta as características ligadas aos serviços em que se tem grande número de dispositivos conectados à rede, como por exemplo aplicações como Internet das Coisas (IoT do inglês *Internet of Things*). O URLLC apresenta as características ligadas aos serviços que requerem baixa latência e ultra confiabilidade na comunicação, por exemplo aplicações como cirurgias remotas; O eRAC apresenta as características ligadas aos serviços em que se tenha qualidade de conexão em áreas remotas e rurais, por exemplo aplicações como automatização no campo.

O 5G no Brasil ainda está em atraso se comparado a nações mais desenvolvidas do mundo. Entretanto, a Agência Nacional de Telecomunicações (Anatel) já definiu as faixas que serão alocadas (12, 13), dentre as quais destacam-se as bandas de 3,5GHz e 26GHz. É importante destacar que o leilão de concessão para operadoras já foi realizado e atualmente algumas capitais já estão oferecendo coberturas 5G em lugares estratégicos.

Independente do cenário de atuação e da faixa de frequência de operação, as redes 5G demandam grande evolução na estrutura dos sistemas de comunicação sem fio. Por esse motivo, tem-se desafios de se desenvolver ou aprimorar os seguimentos de *hardware* e *software*. Dentre os inúmeros desafios, destaca-se dispositivos eletromagnéticos operando na faixa de radiofrequência e micro-ondas, dentre os quais as antenas têm sido fonte de grande atenção. Por isso, encontra-se diversas pesquisas sobre antenas de alto ganho (14), sistemas com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) (15), antenas com dupla polarização (16) ou polarização circular (17), antenas banda larga (18) ou multibanda (19), antenas com diagrama de irradiação configurável (20), entre outras.

1.2 Problematização

Dentre as inúmeras linhas de pesquisa sobre antenas para 5G, uma em que se deve ter uma atenção especial é a aplicação em polarização dupla ou circular. Isso se dá, entre outros fatores, pela necessidade de alta confiabilidade na rede. Ou seja, em um ambiente de propagação onde a polarização da onda eletromagnética pode ser alterar por reflexões, difrações ou passagem por estruturas físicas, as antenas não podem ser um limitante para garantir que os sinais sejam recebidos sem interrupções. Então, para compreender melhor a necessidade de antenas com polarização dupla ou circular, primeiramente deve-se frisar conceitos como polarização da onda eletromagnética e rejeição de polarização na recepção de sinais.

1.2.1 Polarização da onda eletromagnética

Fazendo uma análise em campo distante, onde a distância r a partir da antena transmissora é (21):

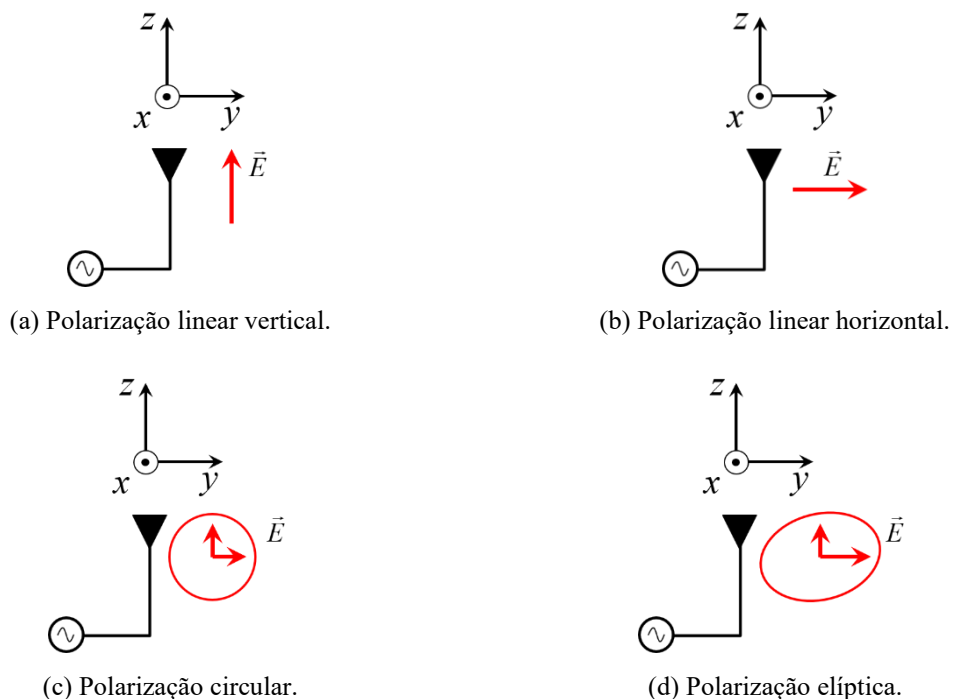
$$r \gg \frac{D_i^2}{\lambda}, \quad (1.1)$$

em que D_i é a maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda do sinal irradiado, a onda eletromagnética irradiada ao espaço livre é vista como uma onda plana. Nesse caso os vetores de campo elétrico (E) e magnético (H) são ortogonais entre si e simultaneamente ortogonais a direção de propagação dada pelo vetor de Poynting (S) (grandeza física que contém a densidade de potência da onda eletromagnética propagante).

Geralmente, a polarização da onda eletromagnética é expressa pela polarização do campo elétrico que a compõe (21). De modo simplista, se o vetor campo elétrico tiver uma

disposição sobre apenas uma direção, tem-se a polarização dita como linear. Exemplos dessa situação são apresentados na Figura 1.1(a) e (b), onde observa-se, respectivamente, as polarizações linear vertical (conforme o eixo tridimensional, o campo elétrico apontado na direção z) e linear horizontal (conforme o eixo tridimensional, o campo elétrico apontado na direção y). Caso o vetor campo elétrico tenha duas componentes (por exemplo nas direções y e z) com mesma amplitude (conforme a Figura 1.1(c)) e defasagem temporal de 90° , tem-se a polarização caracterizadas como circular. Caso o vetor campo elétrico tenha duas componentes (por exemplo nas direções y e z) com amplitudes diferentes (conforme a Figura 1.1(d)) e defasagem temporal de 90° , tem-se a polarização caracterizadas como elíptica. Caso o vetor campo elétrico tenha duas componentes (por exemplo nas direções y e z) com amplitudes iguais ou diferentes e defasagem temporal de 0° , tem-se a polarização caracterizadas como dupla.

Figura 1.1 – Representação da polarização da onda eletromagnética.



Fonte: o Autor

1.2.2 Polarização das antenas

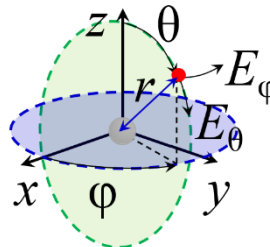
A polarização de uma antena é definida como a polarização do campo eletromagnético transmitido pela antena, independentemente de estar trabalhando com transmissão ou recepção de sinais. Considerando um sistema de coordenadas tridimensional com uma antena genérica na origem, conforme ilustrado na Figura 1.2, em ponto em campo distante à r metros da antena (ilustrado pelo círculo em vermelho), pode-se analisar as componentes de campo elétrico em

coordenadas esféricas, onde E_θ é a componente no plano vertical ou de elevação e E_ϕ é a componente no plano horizontal ou de azimute. A razão das magnitudes dos componentes de campo elétrico irradiado E_θ e E_ϕ é definida aqui como a razão axial (AR), e é dada por (21):

$$AR = \frac{|E_\theta|}{|E_\phi|} \quad (1.2)$$

Em escala linear AR é uma grandeza adimensional que assume valores de $0 \leq AR \leq \infty$. Quando $AR = 0$, tem-se $E_\theta = 0$, ou seja, a onda irradiada tem polarização linear horizontal uma vez que existe apenas a componente E_ϕ . Quando $AR = \infty$, tem-se $E_\phi = 0$, ou seja, a onda irradiada tem polarização linear vertical uma vez que existe apenas a componente E_θ . Quando $AR = 1$, tem-se $E_\theta = E_\phi$ e a onda irradiada terá polarização circular (quando as componentes estiveram defasadas de 90°) ou dupla com mesma intensidade (quando as componentes estiveram em fase). Quando $AR \neq 0$, $AR \neq 1$ e $AR \neq \infty$, a onda irradiada terá polarização elíptica (quando as componentes estiveram defasadas de 90°) ou dupla com intensidade diferente (quando as componentes estiveram em fase).

Figura 1.2 – Representação da polarização da onda eletromagnética irradiada por uma antena.



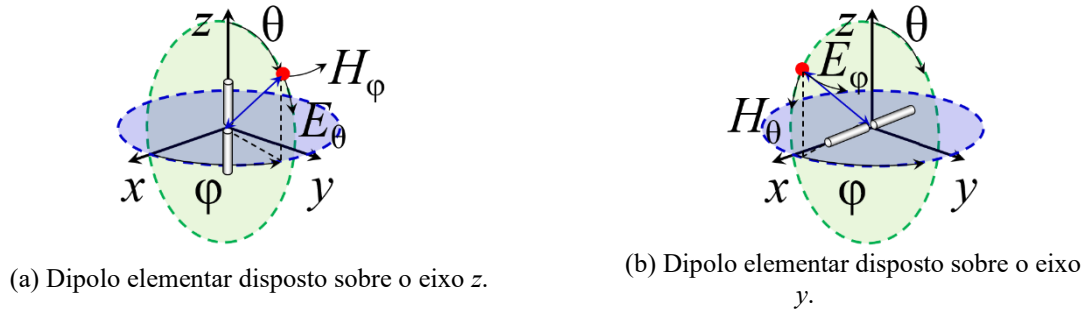
Fonte: o Autor

1.2.3 Rejeição de polarização na recepção de sinais

Para exemplificar o problema da rejeição de polarização na recepção de sinais pode-se utilizar uma antena dipolo elementar (antena filamentar com dimensões muito menores que o comprimento de onda) (21). Conforme a Figura 1.3(a), observa-se que para o dipolo disposto sobre o eixo z , em campo distante em um ponto ilustrado pelo círculo em vermelho, o dipolo elementar possui os vetores campo elétrico e magnético, respectivamente, nas direções vertical ou elevação e horizontal ou azimute. Dessa forma, conforme a disposição da antena no eixo tridimensional, pode-se concluir que a antena apresenta polarização linear vertical, visto que tem-se $AR = \infty$. Conforme a Figura 1.3(b), observa-se que para o dipolo disposto sobre o eixo x , em campo distante em um ponto ilustrado pelo círculo em vermelho, o dipolo elementar

possui os vetores campo elétrico e magnético, respectivamente, nas direções horizontal ou azimute e vertical ou elevação. Dessa forma, conforme a disposição da antena no eixo tridimensional, pode-se concluir que a antena apresenta polarização linear horizontal, visto que se tem $AR = 0$.

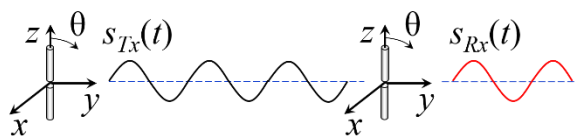
Figura 1.3 – Representação das componentes de campo irradiadas pelo dipolo elementar.



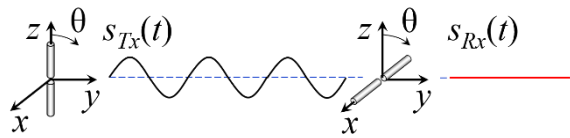
Fonte: o Autor

Para compreender o efeito da rejeição de polarização admite-se dois cenários, como apresentado na Figura 1.4. No primeiro considera-se na transmissão e na recepção dois dipolos elementares idênticos dispostos sobre o eixo z (ou seja, ambos com polarização linear vertical). No segundo considera-se dois dipolos elementares idênticos, entretanto, o da transmissão disposto sobre o eixo z e o da recepção disposto sobre o eixo x (ou seja, o da transmissão com polarização linear vertical e o da recepção com polarização linear horizontal). Nesse sentido, desprezando efeito de atenuação na propagação entre de transmissão e recepção, pode-se concluir que por ter correlação total de polarização, quando os dois dipolos estão dispostos sobre o eixo z , observa-se a recepção máxima do sinal transmitido (ver na Figura 1.4(a)). Todavia, mesmo que desprezando efeitos de atenuação entre as antenas, quando o dipolo transmissor está disposto sobre o eixo z e o receptor sobre o eixo x , não há correlação de polarização, de modo que se tem rejeição total do sinal recebido. Em outras palavras, pelo descasamento de polarização, no exemplo da Figura 1.4(b), a antena receptora não converte a onda eletromagnética incidente em corrente elétrica em seus terminais.

Figura 1.4 – Ilustração do efeito da rejeição de polarização.



(a) Sem rejeição de polarização.



(b) Com rejeição total de polarização.

Fonte: o Autor

Sabendo que a polarização da onda eletromagnética pode se alterar por reflexões, difrações ou passagem por estruturas físicas, e que os dispositivos móveis, dependendo do manuseio do usuário, podem apresentar diversas possibilidades de orientação da polarização das antenas receptoras, para redes 5G que demandam alta confiabilidade de sinal não é aconselhável o uso de antenas com polarização linear, ou pelo menos não em todas as aplicações. Por esse motivo, projetos de antenas com polarização circular ou dupla tem sido amplamente estudado atualmente.

Fazendo um breve levantamento bibliográfico a respeito de antenas com polarização circular ou dupla aplicadas a redes celulares 5G, a partir do ano de 2017 quando o 3GPP apresentou inicialmente os conceitos iniciais do 5G NR, obteve-se:

- Em 2017, H. Chu *et al.* apresentaram uma rede de antenas de microfita multicamadas com polarização dupla aplicações em redes 5G no entorno de 37GHz (22). Ainda em 2017, S. -J. Park *et al.* apresentam uma rede de antenas em substrato integrado com polarização circular para aplicações em redes 5G no entorno de 28GHz (23).
- Em 2018, A. Alieldin *et al.* apresentaram uma antena dipolo em cruz planar com polarização dupla aplicações em redes 5G no entorno de 3,5GHz (24). Ainda em 2018, J. Zhu *et al.* apresentam uma rede de antenas de microfita com possibilidade de operação em polarizações linear e circular para aplicações em redes 5G no entorno de 60GHz (25).
- Em 2019, H. Huang *et al.* apresentaram uma rede de antenas de microfita quadrada, com modificações no elemento irradiador, com polarização dupla aplicações em redes 5G no entorno de 3,5GHz (26). Ainda em 2019, X. Ruan *et al.* apresentam uma antena dipolo em cavidade com polarização circular para aplicações em redes 5G no entorno de 60GHz (27).
- Em 2020, M. Ciydem *et al.* apresentaram uma antena de microfita quadrada, com um sistema de alimentação triangular inovador, com polarização dupla aplicações em redes 5G no entorno de 3,5GHz (28). Ainda em 2020, N. Hussain *et al.*

apresentam uma antena de microfita, com estruturas parasitas criando uma metasuperfície, com polarização circular para aplicações em redes 5G no entorno de 26GHz (29).

- Em 2021, B. Cheng *et al.* apresentaram uma rede de antenas de microfita quadrada, com modificações no plano de terra no sistema de alimentação, com polarização dupla aplicações em redes 5G no entorno de 4,5GHz (30). Ainda em 2021, U. Ullah *et al.* apresentam uma rede antenas planares multicamada com polarização circular para aplicações em redes 5G no entorno de 28GHz (31).

1.3 Tema do projeto

Dento do contexto da grande demanda por antenas com polarização circular ou dupla em redes celulares 5G, o tema deste trabalho refere-se ao projeto numérico de uma antena de microfita modificada para apresentar ganho superior ao observado nos modelos clássicos deste tipo de antena (podendo atingir valores maiores que 10dBi) e polarização dupla com frequência central de operação em 3,5GHz e 26GHz (licenciadas para o 5G no Brasil). Para tal, neste trabalho de conclusão de curso estudou-se as características esperadas para o 5G no Brasil, as técnicas de projeto de antenas de microfita retangulares, uma técnica de modificação de uma antena de microfita retangular para aumento de ganho e uma técnica para que uma antena de microfita retangular opere em polarização dupla. Por sua vez, para o projeto numérico da antena proposta utilizando o programa de simulação Ansys Electronics Desktop (32).

1.4 Objetivos

Os objetivos deste trabalho de conclusão podem ser devidos em gerais e específicos. Os objetivos gerais estão ligados ao projeto da antena aplicada para 5G. Os objetivos específicos estão ligados as atividades desenvolvidas para que o trabalho pudesse ser realizado.

1.4.1 Objetivos gerais

Os objetivos gerais desse trabalho podem ser divididos em:

- (a) Estudo das características esperadas para o 5G, principalmente focando nos cenários para o 5G no Brasil.
- (b) Estudo as antenas de microfita retangulares, principalmente técnicas de projetos para o primeiro e terceiro modo excitados e a operação e polarização dupla.

- (c) Projeto numérico da antena de microfita retangular com polarização linear operando no modo de terceira ordem (TM_{300}) (com alto ganho e baixo lóbulos laterais) para as frequências de 3,5GHz e 26GHz. Para tal, as métricas de análise foram:
 - i. Analisar largura de faixa.
 - ii. Ganho em função da frequência.
 - iii. Diagramas de irradiação.
- (d) Projeto numérico da antena de microfita retangular com polarização dupla operando no modo de terceira ordem (com alto ganho e baixo lóbulos laterais) para as frequências de 3,5GHz e 26GHz. Para tal, as métricas de análise foram:
 - i. Analisar largura de faixa.
 - ii. Ganho em função da frequência.
 - iii. Diagramas de irradiação.

1.4.2 Objetivos específico

Os objetivos específicos deste trabalho podem ser divididos em:

- (a) A partir de artigos e resoluções (principalmente da Anatel) entender as características esperadas para o 5G. Com isso, pode-se definir as faixas de frequências de 3,5GHz e 26GHz para o desenvolvimento, bem como a importância do projeto de uma antena com polarização dupla.
- (b) A partir de artigos e livros compreender os métodos de análise das antenas de microfita retangulares e suas equações de projeto. A partir desses conceitos pode-se definir a geometria da antena, bem com suas dimensões, que são base para construir o modelo numérico.
- (c) A partir da geometria e das dimensões obtidas pode-se construir e analisar os modelos numéricos das antenas propostas.

1.5 Justificativas

O 5G, ainda em fase de desenvolvimento e implementação, apresenta diversos desafios a serem vencidos, dentre os quais destaca-se o projeto de dispositivos que vão operar nas futuras redes. Dentre esses, uma área que vem sendo muito estudada é a de antenas. Por esse motivo, esse trabalho de conclusão de curso visa contribuir, mesmo que com uma pequena parcela, com os

estudos de antenas aplicados a redes celulares 5G. Além disso, espera-se como a metodologia de projeto apresentada criar uma técnica que facilite o reprojetado de antenas de microfita modificadas para diversos materiais e frequências de operação.

1.6 Considerações finais

Nesse capítulo apresentou-se os conceitos que motivam a estudar e projetar antenas que tenha características aplicáveis as futuras redes celulares 5G. Por esse motivo, teve-se como ponto de partida para o trabalho, sendo fundamental para a compreensão do Capítulo 2 que discutirá mais especificamente sobre o referencial teórico necessário para o projeto da antena de microfita de alto ganho e polarização dupla aplicada ao 5G.

Capítulo 2

Referencial teórico

Neste capítulo são apresentados os conceitos teóricos principais para o desenvolvimento da antena proposta nesse trabalho.

2.1 Considerações iniciais

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo projetar duas antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla, uma para operar na faixa de 3,5GHz e outra para operar na faixa de 26GHz. Para tal, pode-se dividir o projeto em três partes:

- (a) Análise numérica da antena de microfita de alto ganho e polarização linear apresentada em (33). Após a validação numérica do modelo proposta no artigo referência, aplicação de uma técnica inovadora proposta neste trabalho para a modificação da operação para polarização dupla.
- (b) Reprojetado da antena de microfita de alto ganho e polarização linear apresentada em (33) para operar com banda centrada em 3,5GHz. Após a validação numérica desse reprojeto, aplicação de uma técnica para a modificação da operação para polarização dupla para que este comportamento ocorra no modelo operando em 3,5GHz.
- (c) Reprojetado da antena de microfita de alto ganho e polarização linear apresentada em (33) para operar com banda centrada em 26GHz. Após a validação numérica desse reprojeto, aplicação de uma técnica para a modificação da operação para polarização dupla para que este comportamento ocorra no modelo operando em 26GHz.

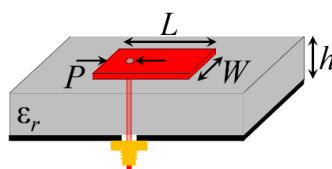
Para que os projetos propostos nesse trabalho sejam executados, deve-se ter uma fundamentação teórica sobre antenas de microfita. Por isso, neste capítulo é apresentado conceitos que vão desde o modelo clássico dessas antenas até modificações que permitem obter alto ganho e polarização dupla.

2.2 Antena de microfita retangular

As antenas de microfita retangulares são estruturas compactas, formadas por um elemento irradiador (ou simplesmente ressonador) metálico no formato retangular de pequena espessura (tipicamente na ordem de micrometros) (na cor vermelha na Figura 2.1). O ressonador é posicionado a uma distância h acima de um plano terra também metálico e de pequena espessura (na cor preta na Figura 2.1). Entre o irradiador e o plano terra tem-se um material dielétrico denominado substrato ou laminado. Esse dielétrico possui altura h , que para projetos na faixa de micro-ondas (normalmente acima de 1GHz) deve ser menor que 10% do comprimento de onda na frequência central de operação para boa eficiência de irradiação da antena (k_{rad}) (34). Além da altura, o laminado dielétrico é caracterizado por uma permissividade dielétrica relativa ϵ_r e pela tangente de perdas $\tan(\delta)$ (fator ligado a condutividade deste material, que geralmente é muito pequena, porém, não nula).

As antenas de microfita retangulares podem ser alimentadas (o sinal ser entregue para a irradiação) de ao menos quatro formas (21): sonda coaxial, acoplamento por abertura, linha de microfita e acoplamento por proximidade. As sondas coaxiais (como na ilustração da Figura 2.1) são muito utilizadas, pois, o próprio condutor interno do conector (na maioria dos projetos da faixa de micro-ondas do tipo SMA) é conectado no elemento irradiador, enquanto o condutor externo que é ligado (geralmente por solda) ao plano terra. Assim, tem-se uma estrutura simples para alimentar a antena, tendo como principal vantagem a possibilidade de alimentação em qualquer ponto do ressonador, o que facilita no casamento de impedâncias e a operação em polarização dupla (35). Por esse motivo, essa técnica de alimentação será a utilizada nesse trabalho.

Figura 2.1 – Ilustração da antena de microfita retangular.



Fonte: o Autor

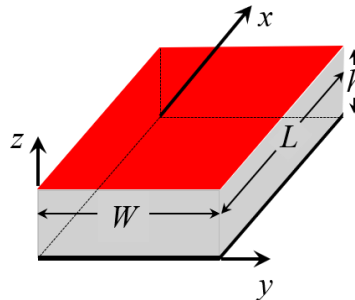
Como apresentado na Figura 2.1, no projeto da antena de microfita retangular com alimentação por sonda coaxial deve-se determinar três variáveis principais: o comprimento (L) e a largura (W) do elemento ressonador e o ponto onde o conector de alimentação será inserido no elemento irradiador (P) (21). Para o cálculo dessas variáveis tem-se como parâmetros de entrada a frequência de operação do primeiro modo excitado (f_r), a constante dielétrica e a

espessura do substrato e impedância desejada para a entrada na antena (Z_{en}). Além das três variáveis listadas, é necessário especificar o comprimento e a largura do laminado dielétrico. Todavia, não há uma formulação específica para esses dois termos, sendo adotado geralmente em projetos valores de ao menos $1,5L$ e $1,5W$ para, respectivamente, o comprimento a largura.

2.2.1 Análises dos modos de ressonância

Uma forma simplista de analisar as antenas de microfita retangulares é fazendo uma aproximação da estrutura para uma cavidade ressonante retangular (ver na Figura 2.2). Nesse caso, pode-se determinar as distribuições de campos no interior do substrato dielétrico. Isso é obtido a partir da solução da equação de onda, vinda das equações de Maxwell aplicadas na região do dielétrico visto como uma cavidade limitada por condutores na parte de cima e na parte de baixo. Com as distribuições de campo é possível determinar as frequências de ressonância para diversos modos de operação e comportamento do diagrama de irradiação da antena (21).

Figura 2.2 – Representação da antena de microfita retangular como uma cavidade retangular.



Fonte: o Autor

Partindo das leis de Ampère e Faraday, resolvendo a equação de onda no meio interno ao dielétrico e aplicando condições de contorno, chega-se que a onda propagante no substrato é do tipo transversal magnética (TM) (21). Então, para a orientação do eixo de coordenadas da Figura 2.2, pode-se escrever a distribuição de campo elétrico normalizado dentro do substrato da antena, aproximada para uma cavidade ressonante retangular, como sendo:

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

onde m , n e p são os índices referentes aos modos de ressonância excitados (números inteiros do tipo 1,2, 3, ...). Da solução da equação de onda no dielétrico, chega-se também à expressão da frequência de ressonância para cada um dos modos excitados como sendo (21):

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

Dessa forma, é possível determinar a frequência de ressonância e a distribuição de campo para um determinado modo de operação a partir das dimensões L , W e h .

Além das variáveis L , W e h , o modo excitado depende da posição da alimentação. Geralmente as antenas de microfita retangulares são alimentadas em uma linha ao longo de L , situada de modo central a largura W (como na Figura 2.1) e, por esse motivo, o primeiro modo excitado é o TM_{100} (21). Nesse caso, as equações (2.1) e (2.3) podem ser simplificadas para:

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

$$(f_r)_{100} = \frac{3 \times 10^8}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (b)$$

Também para a alimentação de forma normal ao W , para o terceiro modo excitado (TM_{300}) as equações (2.1) e (2.2) podem ser simplificadas para:

$$(E_n)_{300} = \cos\left(\frac{3\pi x}{L}\right) e \quad (a)$$

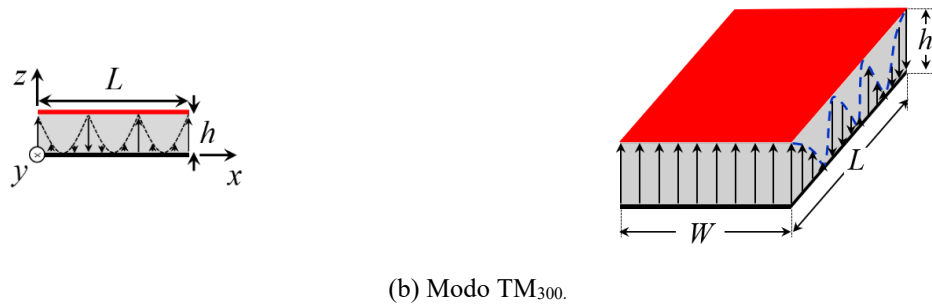
$$(f_r)_{300} = \frac{9 \times 10^8}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (b)$$

Das equações 2.3(a) e 2.4(a) é possível apresentar a distribuição de campo no laminado dielétrico para os modos TM_{100} e TM_{300} como na Figura 2.3. Com base nas equações 2.3(b) e 2.4(b), pode-se ilustrar a resposta em frequência da impedância de entrada da antena (cujo equacionamento será apresentado mais adiante), indicando as frequências de ressonância, na Figura 2.4.

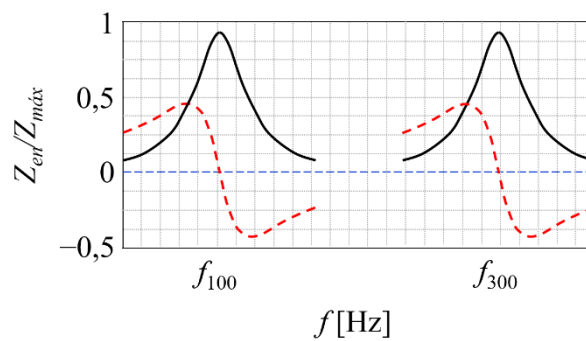
Figura 2.3 – Ilustração da distribuição de campo no dielétrico da antena de microfita retangular.



(a) Modo TM_{100} .

(b) Modo TM_{300} .

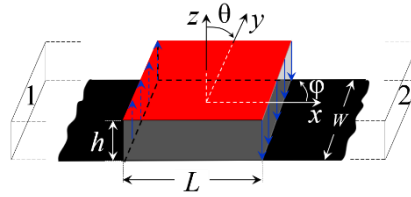
Fonte: o Autor

Figura 2.4 – Ilustração da resposta em frequência da impedância de entrada da antena de microfita retangular.

Fonte: o Autor

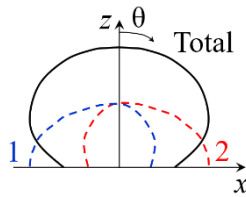
De modo simplificado, uma antena de microfita retangular pode ser tratada como uma rede de duas fendas irradiantes separadas por um comprimento L (ver na Figura 2.5) (21). Dessa forma, pode-se analisar o diagrama de irradiação nas frequências de ressonância dos modos. É importante destacar cada modo leva à um comprimento efetivo da separação entre as fendas. Para o modo TM_{100} tem-se duas fendas irradiantes separadas de meio comprimento de onda e assim que se observa uma soma construtiva dos campos (devido aos campos em cada fenda estarem em contra fase e a distância contribui para levar a irradiação entrar em fase), produzindo um diagrama de irradiação no plano xz com apenas um lóbulo principal (ver na Figura 2.6(a)) com diretividade na direção de máxima irradiação na ordem de 7dB (21). Para o modo TM_{300} tem-se duas fendas irradiantes separadas de um comprimento de onda e meio e assim observa-se uma soma construtiva dos campos. Entretanto, nessa configuração a densidade de corrente superficial possui três ciclos de variação, dois em fase e um em contra fase (33). Com isso, o diagrama de irradiação no plano xz apresenta um lóbulo principal, com diretividade na direção de máxima irradiação na ordem de 9dB, e dois lobos laterais com alta intensidade (praticamente na mesma intensidade do principal, conforme a Figura 2.6(b)).

Figura 2.5 – Representação da antena de microfita retangular como uma rede de duas fendas irradiantes.

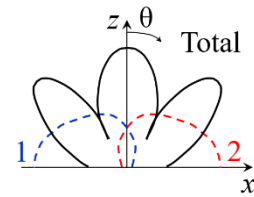


Fonte: o Autor

Figura 2.6 – Ilustração do diagrama de irradiação para os modos TM_{100} e TM_{300} .



(a) Modo TM_{100} .



(b) Modo TM_{300} .

Fonte: o Autor

2.2.2 Dimensionamento da antena

Uma outra forma simplista de analisar as antenas de microfita retangulares é fazendo uma aproximação com um trecho de linha de microfita de comprimento L e largura W , separando as duas fendas irradiantes. Nesse caso, pode-se, a partir do comportamento das linhas de microfita e de um circuito equivalente em termos de admitância das fendas irradiantes, determinar as dimensões envolvidas no projeto da antena (21). Com isso, tem-se expressões aproximadas para determinar a largura e comprimento do ressonador, além de apresentar os valores para a impedância de entrada e a posição da alimentação que permita o casamento de impedâncias aceitável. É importante destacar que tais variáveis são determinadas com base na frequência de ressonância do primeiro modo excitado e que a partir de seus valores pode-se estudar modos de ordem superior, como o caso de TM_{300} .

Para encontrar as dimensões do ressonador, é conveniente determinar primeiramente o a largura W para em seguida encontrar comprimento L . O valor de W , para maximização da diretividade da antena, é determinado como meio comprimento de onda guiado (35). Isso se dá pois, como será demonstrado de forma mais detalhada a seguir, a onda guiada não se limita ao laminado, de modo que o ar no entorno do ressonador exerce influência na constante dielétrica. Sendo assim, pode-se considerar o valor médio das constantes dielétricas relativas

do ar (que pode ser considerado igual ao vácuo, por isso tem $\epsilon_r = 1$) e do substrato cálculo. Assim a largura do ressonador é determinada como (21):

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{100} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} . \quad (2.5)$$

Do método da cavidade ressonante, reorganizando a equação 2.3(b), tem-se que o comprimento L pode ser determinado através da frequência de ressonância desejada para o modo TM_{100} , como sendo:

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{100} \sqrt{\epsilon_r}} . \quad (2.6)$$

Porém, tal expressão não demonstra o valor de L na prática, uma vez que na análise pelo método da cavidade considera-se que toda a distribuição de campo no laminado dielétrico fique confinada entre o plano de terra e ressonador. Entretanto, como a largura W é finita, fisicamente devido a repulsão entre as cargas de mesmo sinal distribuídas no ressonador, tem-se um acúmulo de partículas carregadas nas bordas, levando à uma distribuição não-uniforme. Com isso, tem-se um efeito físico, denominado franjeamento, no qual os campos se estendem além dos limites do ressonador (21). Dessa forma, quando a onda eletromagnética propaga no substrato tem-se uma parte deslocando pelo meio externo. Assim, nota-se que parcelas da onda possuem velocidades de fase diferente e, por isso, torna-se necessário alterar o valor de ϵ_r no denominador da equação (2.6) para um valor efetivo (ϵ_{ef}), além de subtrair o aumento do comprimento elétrico da antena em duas porções denominadas ΔL . Como tipicamente nos projetos da antena tem-se a relação $W/h > 1$ (34), pode-se calcular ϵ_{ef} e ΔL como (21):

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

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

Dessa forma, a expressão corrigida de L é dada por (21):

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2(f_r)_{100} \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L. \quad (2.8)$$

Como pelo o método da linha de transmissão, a antena de microfita retangular pode ser representa por duas fendas irradiantes separadas por um trecho de microfita de comprimento L e largura W , é possível determinar a impedância de entrada a partir da análise da estrutura como uma rede de duas antenas de aberturas retangulares espaçadas de uma distância L . Como apresentado na Figura 2.7, as duas aberturas possuem largura W e altura h e estão em paralelo. Desse modo, pode-se representá-las por um circuito equivalente onde cada abertura pode ser vista como uma admitância, que pode ser descrita por uma associação em paralelo de uma condutância (G) e uma susceptância (B) (21). Então, a admitância de cada fenda é dada por (15):

$$\begin{aligned} Y_1 &= G_1 + iB_1 \text{ e} & (a) \\ Y_2 &= G_2 + iB_2. & (b) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Estudando a teoria de aberturas retangulares conclui-se que a condutância e a susceptância dessas estruturas dependem das dimensões da fenda. Assim, como tem-se fendas de mesma largura (W) e altura (h), pode-se escrever (21):

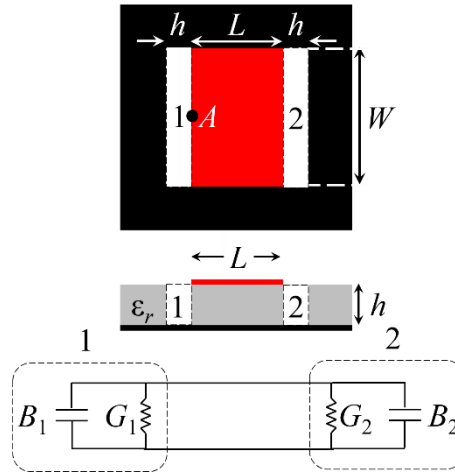
$$Y_2 = Y_1, \quad (a) \quad G_2 = G_1 \quad \text{e} \quad (b) \quad B_2 = B_1. \quad (c) \quad (2.10)$$

em que os valores de G e B são:

$$\begin{aligned} G_1 &= G_2 = \frac{W}{120\lambda_o} \left(1 - \frac{1}{24} (k_o h)^2 \right) \text{ e} & (a) \\ B_1 &= B_2 = \frac{W}{120\lambda_o} (1 - 0,636 \ln(k_o h)), & (b) \end{aligned} \quad (2.11)$$

onde λ_o e k_o são, respectivamente, o comprimento de onda e o número de onda (fator de fase) no meio externo à antena (tipicamente o ar).

Figura 2.7 – Ilustração da antena de microfita retangular como uma rede de das duas fendas irradiantes.



Fonte: o Autor

Admitindo que a antena seja alimentada em um ponto A (ver na Figura 2.7) situado em uma das suas bordas do ressonador, tem-se a necessidade de conhecer a impedância apresentada nesse ponto. Então, para determinar a impedância em A é necessário encontrar a admitância total nesse ponto, tendo em vista o efeito das duas fendas. Para tal, como tem-se operações com admitâncias, pode-se somar Y_1 (que se localiza em A) com o comportamento que Y_2 tem nesta mesma coordenada. Como a antena pode ser aproximada por um trecho de linha de transmissão, o valor de Y_2 em A pode ser obtido partindo do conceito de transformação de admitâncias de linha de transmissão (21). Como para o TM_{100} a distância L entre as fendas é de aproximadamente meio comprimento de onda guiado, tem-se um comportamento físico de um comprimento elétrico de 180° . Dessa forma, no ponto A a admitância Y_2 sofre uma inversão de fase, de modo que sua parte imaginária tenha o sinal invertido. Assim, a admitância Y_2 vista no ponto A é:

$$(Y_2)_A = G_2 - iB_2 = G_1 - iB_1, \quad (2.12)$$

Com isso, a admitância total em A pode ser expressa como:

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

Como a impedância é dada pelo inverso da admitância, pode-se escrever a impedância de entrada da antena no ponto A como sendo:

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

É importante destacar que para todos os modos de ressonância tem-se comprimentos elétrico de L que levam a parte imaginária de Y_A ser zero e, conseqüentemente, a parte imaginária de $(Z_{en})_A$ ser zero, como apresentado na Figura 2.4.

A equação (2.14) é obtida da análise das fendas irradiantes trabalhando de modo isolado, sem considerar o efeito de acoplamento mútuo entre elas. Entretanto, devido à proximidade entre essas aberturas, parte da irradiação de uma fenda acoplada a outra. Assim, para compreender o comportamento concreto da impedância de entrada deve-se considerar esse acoplamento que leva à condutância mútua (G_{12}), dada por (21):

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

em que onde J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero e θ é o ângulo de elevação em coordenadas esféricas descrito na Figura 2.5. A condutância mútua é somada a condutância G_1 no cálculo da a impedância de entrada das antenas de microfita retangulares, de modo que para a operação no modo TM_{100} tem-se (21):

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

Para valores típicos de projeto, ao calcular $(Z_{en})_A$ observa-se valores de impedâncias sempre superiores a 100 Ohms, podendo até mesmo exceder a casa das centenas de Ohms. Tal comportamento não é adequado para os sistemas de telecomunicações onde, normalmente, para a faixa de radiofrequência e micro-ondas os equipamentos apresentam a impedância característica de 50 Ohms (ou 75 Ohms em alguns poucos casos). Desse modo, é conveniente adicionar ao projeto alguma técnica para realizar o casamento de impedância entre a antena e linha de alimentação que será acoplada a ela. Então, sabendo que a impedância de entrada na antena de microfita retangular é proporcional ao quadrado do campo elétrico no substrato dielétrico em uma posição qualquer do ressonador, pode-se multiplicar o quadrado do campo elétrico pelo valor da impedância obtida em (2.16) para determinar a impedância nesse ponto. Assim, chega-se que a impedância em ponto P deslocado da borda do ressonador (ver na Figura 2.1) pode ser ajustada ao valor necessário para prover casamento de impedâncias, de modo que (21):

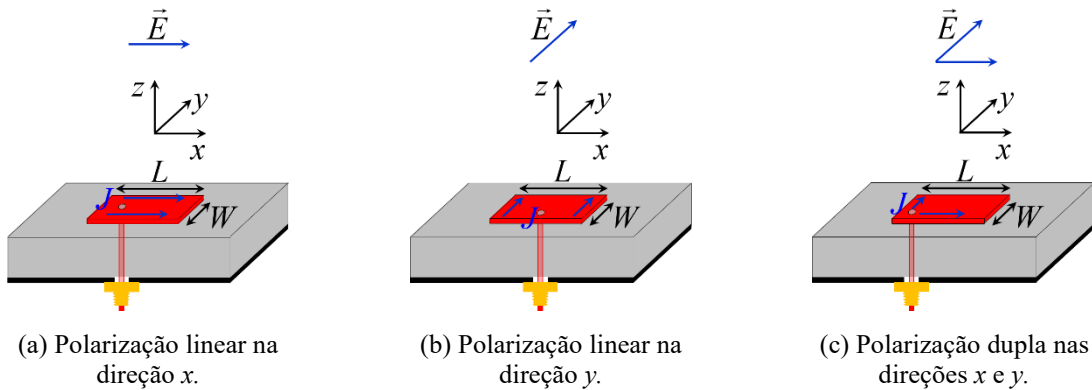
$$(Z_{en})_P = (Z_{en})_A (E_{znorm}(P))_{10}^2 = (Z_{en})_A \cos^2\left(\frac{\pi}{L}P\right). \quad (2.17)$$

2.2.3 Operação em polarização dupla

As antenas de microfita retangulares, para formas de alimentação convencionais, irradiam ondas com polarização linear (21). Entretanto, uma das grandes vantagens dessas antenas é mudança de polarização apenas modificando o ponto da alimentação, podendo até mesmo levar a operação em polarização dupla, circulares e elípticas.

Existem diversas formas de obter polarizações duplas e circulares em antenas de microfita, destacando-se modificações no ressonador e nas estruturas de alimentação (21). Todavia, uma forma muito simples dá-se pela utilização de apenas uma sonda coaxial para alimentação deslocada em relação a forma convencional de inserção. A polarização da antena depende diretamente da forma com que a antena é alimentada, pois, a distribuição de corrente no ressonador levará a orientação do campo elétrico irradiado. Conforme mostrado na Figura 2.8(a), se a alimentação for feita em uma linha ao longo de L e central à W a densidade superficial de corrente (J) se desloca na direção x e a polarização do campo elétrico irradiado será linear na direção x . Conforme a Figura 2.8(b), se a alimentação for feita em uma linha ao longo de W e central à L a densidade superficial de corrente se desloca na direção y e a polarização do campo elétrico irradiado será linear na direção y . Conforme a Figura 2.8(c), se a alimentação for feita com deslocamento tanto em x quanto em y a densidade superficial de corrente terá duas componentes, uma em x e outra em y , e a polarização do campo elétrico irradiado será dupla nas direções x e y . Entretanto, para a polarização dupla ter mesma intensidade é necessário a excitação de dois modos degenerados (com mesma frequência de ressonância). Isso é feito quando se adota no projeto $W = L$, ou seja, quando a antena possui o elemento ressonador quadrado.

Figura 2.8 – Ilustração da polarização das antenas de microfita retangulares em função do ponto de alimentação.



Fonte: o Autor

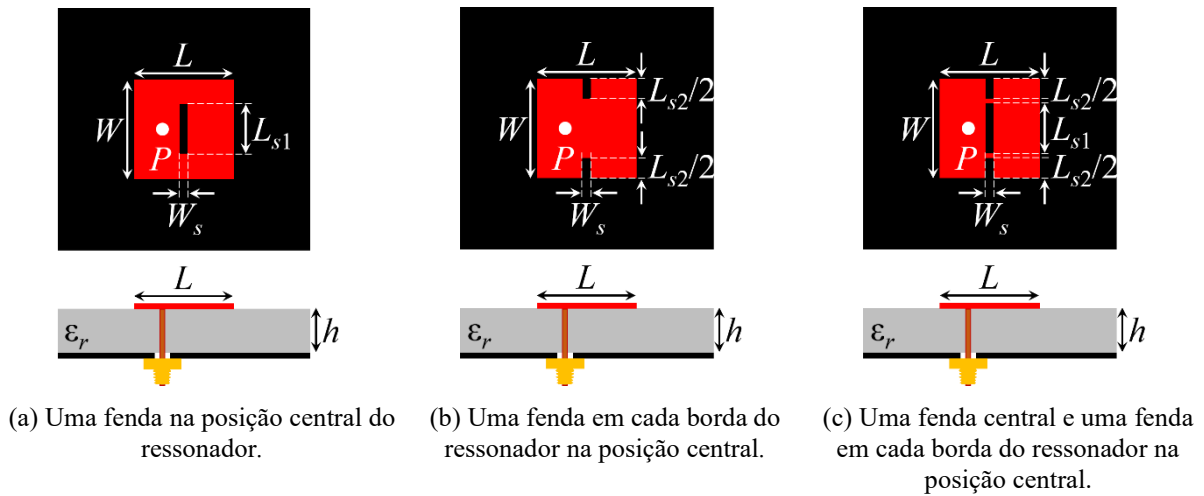
2.2.4 Antena de microfita de alto ganho com polarização dupla

Conforme apresentado na seção 2.2.1 é possível aumentar a diretividade (e consequentemente o ganho) de uma antena de microfita retangular operando no modo TM_{300} . Entretanto, nessa condição é necessário aplicar alguma técnica que reduza os lóbulos laterais. Isso pode ser obtido de modo simples e objetivo usando uma técnica de inserção de fendas no ressonador (33). Então, se somado a essa técnica uma modificação análoga a alimentação por sonda coaxial deslocada, é possível obter uma antena de microfita retangular de alto ganho e polarização dupla.

2.2.4.1 Técnica para alto ganho e baixos lobos laterais no modo TM_{300}

A técnica apresentada em (33) para o projeto de uma antena de microfita retangular de alto ganho e baixos lóbulos laterais operando no modo TM_{300} consiste em três etapas, conforme a Figura 2.9. No caso 1 apenas uma fenda com comprimento de L_{s1} e largura W_s é introduzida no centro do ressonador (ver na Figura 2.9(a)). No caso 2, duas fendas com seu comprimento sendo $L_{s2}/2$ e largura W_s são inseridas nas duas bordas no centro do ressonador (ver na Figura 2.9(b)). No caso 3 é feita a combinação dos casos 1 e 2 de modo simultâneo (ver na Figura 2.9(c)). Em todos os três casos é admitido um elemento ressonador quadrado, com dimensões e frequências de análise que levam ao modo TM_{300} , alimentado com uma sonda distante P da borda do ressonador em uma linha central à W (o que leva a polarização linear). No estudo de admitiu-se o substrato Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$. Além disso, foi definido $W = L = 60,0\text{mm}$ e $W_s = 1\text{ mm}$.

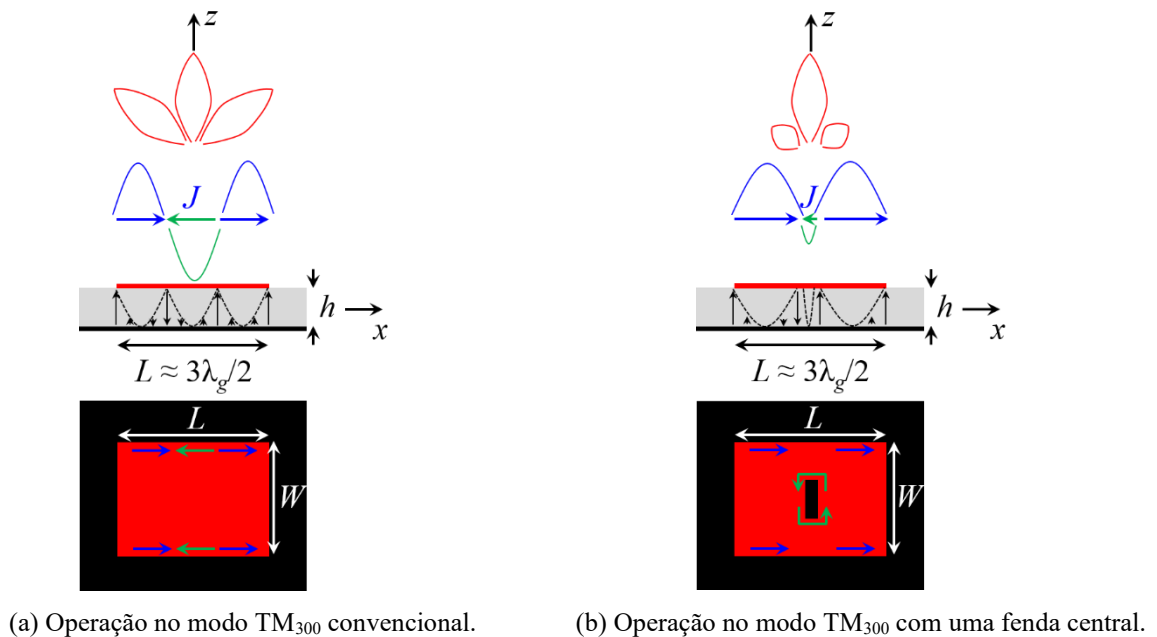
Figura 2.9 – Etapas para o projeto da antena de microfita de alto ganho e baixos lóbulos laterais operando no modo TM_{300} .



Fonte: o Autor

Para o caso 1, a fenda estreita colocada no centro do elemento irradiador (ao longo de sua linha central) forçada a corrente superficial fora de fase a circulá-la (ver na Figura 2.10(a)). Para ilustrar este fenômeno, tem-se a densidade de corrente nesta região do ressonador dividida em duas partes distintas que são geometricamente ímpares-simétricas em relação ao plano yz . Devido ao seu pequeno espaçamento, o efeito dessas duas partes da corrente na irradiação do campo distante é quase cancelado entre si, resultando em pouca intensidade. Dessa forma, a corrente efetiva no ressonador assume um aspecto em que as duas fendas irradiantes estão separadas de um comprimento de onda, produzindo um diagrama de irradiação com um lóbulo diretivo e baixos lóbulos secundários. Assim, comparando a Figura 2.10(a), onde tem-se a operação no modo TM_{300} de forma convencional, com a Figura 2.10(b), onde tem-se a operação no modo TM_{300} com a fenda central, nota-se a redução dos lóbulos laterais e consequentemente o aumento do ganho no lóbulo principal.

Figura 2.10 – Ilustração entre a operação no modo TM_{300} sem e com uma fenda central ao ressonador.

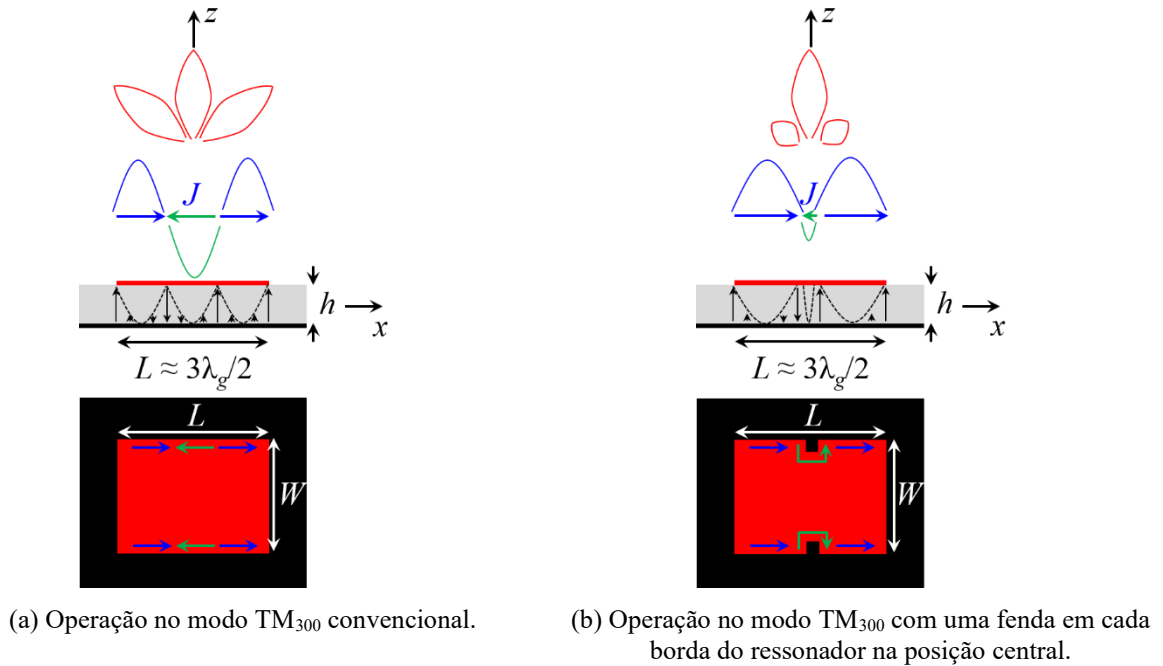


Fonte: o Autor

No estudo referente ao caso 1 apresentado em (33) chega-se à um conflito entre alto ganho e baixos lobos laterais. Quando $L_{s1}/W = 0,3$ tem-se a diretividade no lóbulo principal com valor $D = 10,4\text{dB}$. Entretanto, nessa situação a relação entre lóbulo principal e lóbulos secundários no plano xz é de apenas $3,6\text{dB}$. Quando $L_{s1}/W = 0,6$ tem-se a relação entre lóbulo principal e lóbulos secundários no plano xz de 16dB . Todavia, nessa situação a diretividade no lóbulo principal de $D = 7,6\text{dB}$. Vale destacar que no plano yz (plano perpendicular ao estudado até então) a relação entre lóbulo principal e lóbulos secundários é sempre maior que 25dB .

Para contornar o problema observado no caso 1 o artigo (33) propõe o caso 2. Nessa situação, a densidade de corrente fora de fase na porção central do ressonador é progressivamente forçada a ser centralizada e circular ao redor da fenda à medida que $L_{s2}/2$ (ver na Figura 11(b)). Com isso, também é induzido o cancelamento do campo distante causado pela direção oposta dos componentes de corrente superficial próxima ao centro. Assim, comparando a Figura 2.11(a), onde tem-se a operação no modo TM_{300} de forma convencional, com a Figura 2.11(b), onde tem-se a operação no modo TM_{300} com uma fenda em cada borda do ressonador na posição central, nota-se a redução dos lóbulos laterais e consequentemente o aumento do ganho no lóbulo principal. Nesse caso, quando $L_{s2}/W = 0,4$ tem-se a diretividade no lóbulo principal com valor $D = 12,5\text{dB}$ e a relação entre lóbulo principal e lóbulos secundários é de apenas $10,8\text{dB}$. Entretanto, observa-se que no plano yz ocorre uma piora na relação entre lóbulo principal e lóbulos secundários, assumindo valor de 15dB .

Figura 2.11 – Ilustração entre a operação no modo TM_{300} sem fendas e com uma fenda em cada borda do ressonador na posição central.



Fonte: o Autor

No caso 3 o estudo (33) propõem a combinação dos casos 1 e 2 de modo simultâneo (ver na Figura 2.9(c)), em que os valores $L_{s1}/W = 0,3$ e $L_{s2}/W = 0,4$ são apresentados como ideais. Nesse caso, tem-se a diretividade no lóbulo principal com valor $D = 12,6\text{dB}$ e a relação entre lóbulo principal e lóbulos secundários maior que $12,3\text{dB}$ tanto no plano xz quanto no plano yz .

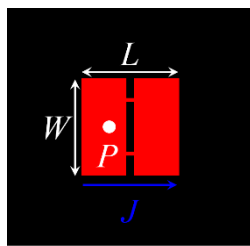
O modelo final da antena apresentada em (33), além de $W = L = 60,0\text{mm}$, $W_s = 1\text{mm}$. Valores $L_{s1}/W = 0,3$ e $L_{s2}/W = 0,4$, adotou-se $P = 19\text{mm}$ e a largura e comprimento de laminado dielétrico (assim como do plano de terra) igual à 110mm . Nesse caso, antena foi construída e a banda, definida pelo coeficiente de reflexão, medida foi $4,18\text{GHz}$ a $4,24\text{GHz}$. Além disso, o ganho na direção de máxima irradiação medido foi de $12,7\text{dBi}$.

2.2.4.2 Técnica para alto ganho e polarização dupla no modo TM_{300}

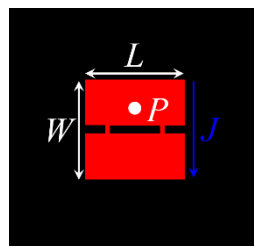
Nesse trabalho de conclusão de curso propõem-se duas alterações no modelo proposto por (33). Primeiramente, será realizado o reprojeito da antena para operar nas faixas de $3,5\text{GHz}$ e 26GHz (bandas licenciadas para o 5G no Brasil). Para tal, como todas as variáveis de projeto da podem ser parametrizadas à L , de modo que seus valores são escalonados com base no equacionamento da frequência de ressonância e, posteriormente, ajustes são realizados a partir de varreduras numéricas no programa Ansys Electronics Desktop para adequar os resultados.

Com o reprojeção será obtida duas antenas de alto ganho e polarização linear operando nas faixas de 3,5GHz e 26GHz, por isso, para obter polarização dupla será realizado uma segunda alteração, conforme apresentado na Figura 2.12. Caso a antena tenha alimentação em uma linha central à W (ver na Figura 2.12(a)) obtém-se polarização na direção de L . Caso a antena tenha alimentação em uma linha central à L (ver na Figura 2.12(b)) obtém-se polarização na direção de W . Assim, se for inserida alimentação deslocada, parte em L e parte W , com fendas normais a L e W , formando uma cruz, obtém-se polarização dupla.

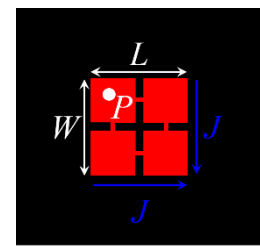
Figura 2.12 – Alterações para o projeto da antena de microfita retangular operando no modo TM_{300} com alto ganho e polarização dupla.



(a) Polarização linear no sentido de L .



(b) Polarização linear no sentido de W .



(c) Polarização dupla.

Fonte: o Autor

2.3 Considerações finais

Neste capítulo foram apresentados os conceitos teóricos básicos para a realização do projeto da antena de microfita retangular de alto ganho e polarização dupla. Com base nesta teoria tem-se a formulação necessária para o desenvolvimento da antena proposta.

Capítulo 3

Materiais e métodos

Neste capítulo é apresentada a metodologia de desenvolvimento e os recursos necessários deste trabalho de conclusão de curso.

3.1 Considerações iniciais

O objetivo desse trabalho é o projeto numérico de duas antenas de microfitas de alto ganho e polarização dupla para aplicações em redes celulares 5G nas faixas de 3,5GHz e 26GHz. Dessa forma, tem-se como base uma metodologia voltada ao estudo teórico (em livros e artigos) e simulações eletromagnéticas a partir de métodos de cálculo numérico (principalmente o método dos elementos finitos) de um programa comercial, o 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. Para tal, um conjunto de estudos no simulador foram realizados tendo com métricas de desempenho o casamento de impedâncias (dado pelo estudo do coeficiente de reflexão) e a irradiação (dada pelo estudo da diretividade e do ganho).

A metodologia de desenvolvimento do projeto pode ser subdividida em duas partes: o projeto da antena de microfita de alto ganho e polarização linear e o projeto da antena de alto ganho com polarização dupla. O projeto da antena de microfita de alto ganho e polarização linear consistiu de:

- i) Simular a antena apresentada em (33).
- ii) Reprojetar e simular a antena apresentada em (33) para a faixa de frequência de 3,5GHz.
- iii) Reprojetar e simular a antena apresentada em (33) para a faixa de frequência de 26GHz.

O projeto da antena de microfita de alto ganho e com polarização dupla consistiu de:

- i) Aplicar a técnica para a polarização dupla e simular a antena com as condições de projeto descritas em (33).
- ii) Aplicar a técnica para a polarização dupla e simular a antena reprojetada para a faixa de frequências de 3,5GHz.
- iii) Aplicar a técnica para a polarização dupla e simular a antena reprojetada para a faixa de frequências de 26GHz.

3.3 Recursos necessários

O projeto da antena de microfita de alto ganho e polarização dupla foi executado em ambiente de simulação numérica no programa Ansys Electronics Desktop, empregando o método dos elementos finitos no módulo de simulação HFSS (*High Frequency Structure Simulator*).

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 serão 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. Assim, é importante desde já deixar expresso o agradecimento ao professor Danilo por contribuir de forma significativa para esse projeto.

3.4 Considerações finais

Neste capítulo sintetizou-se de forma simples a metodologia e os recursos necessários para o desenvolvimento desse trabalho. Com base nessas informações tem-se a apresentação mais detalhada das etapas já realizadas e as que ainda serão desenvolvidas.

Capítulo 4

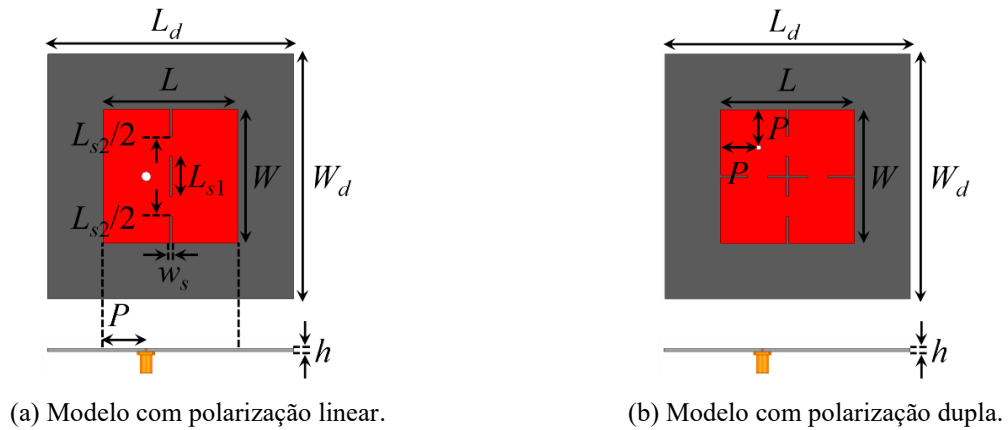
Resultados e discussões

Neste capítulo são apresentados os estudos e resultados numéricos da antena de microfita retangular de alto ganho e polarização dupla proposta nesse trabalho.

4.1 Considerações iniciais

A partir do referencial teórico descrito no Capítulo 2 e da metodologia de desenvolvimento e recursos apresentados no Capítulo 3, realizou-se a construção de modelos numéricos, bem com as simulações das antenas propostas. Então, os resultados obtidos em cada um dos estudos são apresentados nesse Capítulo, seguindo a divisão: antena de microfita de alto ganho e polarização linear (Figura 4.1(a)) e antena de microfita de alto ganho e polarização dupla (Figura 4.1(b)).

Figura 4.1 – Modelos numéricos das antenas de microfita propostas.



Fonte: o Autor

4.2 Antena de microfita de alto ganho e polarização linear

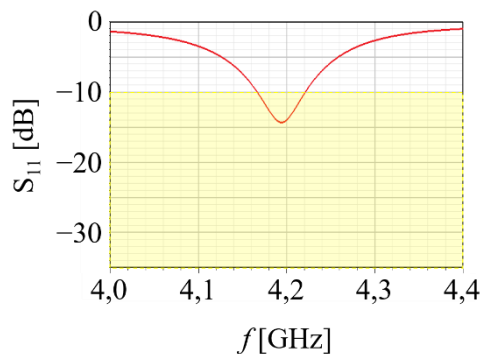
O primeiro passo desse projeto foi simular a antena apresentada em (33), usando o módulo HFSS do programa Ansys Electronics Desktop. Para tal, seguiu-se as variáveis descritas na Figura 4.1(a), cujos os valores apresentados no artigo de referência são $L = W = 60\text{mm}$, $L_d = W_d = 110\text{mm}$, $P = 19\text{mm}$, $W_s = 1\text{mm}$, $L_{s1} = 18\text{mm}$ e $L_{s2} = 24\text{mm}$, considerando o substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$.

O primeiro resultado analisado para a simulação do artigo de referência foi o coeficiente de reflexão, conforme a Figura 4.2. O coeficiente de reflexão é um dos parâmetros usados para quantificar o grau de casamento de impedância de um dispositivo. O seu valor em escala logarítmica é calculado como (21):

$$S_{11} [\text{dB}] = 20 \log \left(\frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right), \quad (4.1)$$

onde Z_{en} é a impedância de entrada (nesse caso da antena) e Z_o é a impedância característica utilizada na medição (nesse caso $Z_o = 50\Omega$). O casamento de impedâncias é um parâmetro de extrema importância para o funcionamento de um dispositivo. Por isso, é comum definir com um dos critérios para estipular a banda de operação (ou largura de faixa) de uma antena que o S_{11} esteja dentro de um valor aceitável. Na prática é comum considerar a banda de uma antena ($B_W = f_{\text{máx}} - f_{\text{mín}}$) para a faixa de frequências em $S_{11} [\text{dB}] \leq -10\text{dB}$ (em escala linear $S_{11} = 0,1$ para a relação entre potência incidente e refletida e $S_{11} \cong 0,316$ para a relação entre tensão incidente e refletida). Com isso, garante-se que ao menos 90% da potência disponível pelo gerador é entregue a antena (desprezando perdas na irradiação) podendo então ser convertida em onda eletromagnética. Então, da Figura 4.2, nota-se a simulação do modelo apresentado em (33) opera de 4,166GHz à 4,221GHz, o que leva à uma banda percentual de 1,312% da frequência central de operação, que nesse caso é 4,194GHz. Tal resultado está em plena conformidade com o apresentado no artigo de referência.

Figura 4.2 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação da antena apresenta em (33).

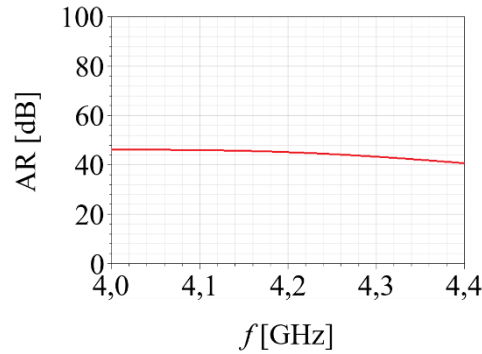


Fonte: O autor.

O segundo resultado analisado para a simulação do artigo de referência foi a resposta em frequência da razão axial, conforme a Figura 4.3. Nota-se que os valores em escala logarítmica são elevados, sendo próximo à 50dB em quase toda faixa. Tal comportamento atesta

que a antena em questão possui polarização linear, visto a diferença entre a intensidade da irradiação dos campos orientados θ e φ (conforme descrito na seção 1.2.1) é muito grande.

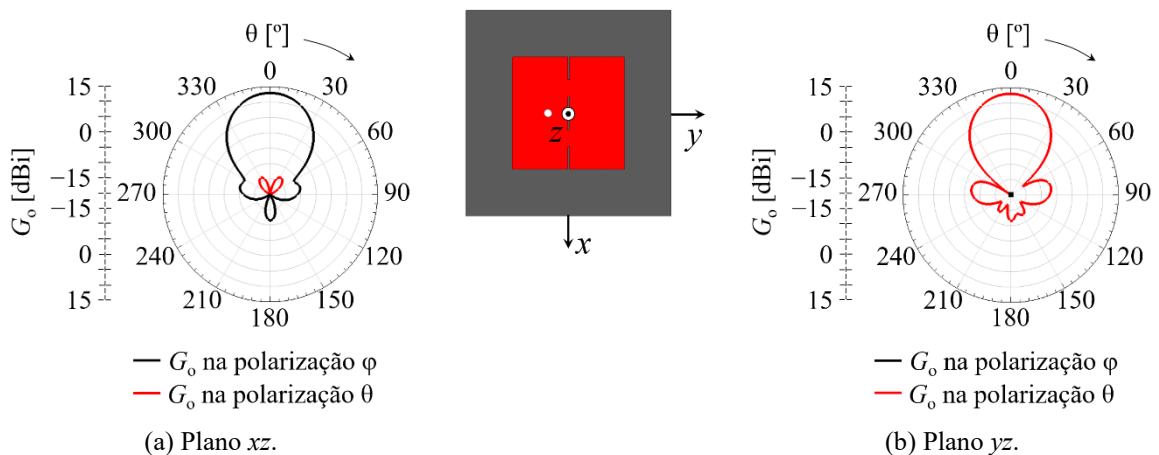
Figura 4.3 – Resposta em frequência da razão axial da simulação da antena apresenta em (33).



Fonte: O autor.

O terceiro resultado analisado para a simulação do artigo de referência foram os diagramas de irradiação no formato polar nos planos xz e yz para a frequência de 4,2GHz, conforme a Figura 4.4. Observa-se que a antena apresenta ganho na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$) de aproximadamente 13dBi, de acordo com o previsto no artigo de referência. Outro fato importante é o elevado valor de rejeição de polarização, visto em ambos os planos a polarização cruzada (em θ no plano xz e em φ no plano yz) em muito inferior a direta (em φ no plano xz e em θ no plano yz). Tal comportamento é uma outra forma de visualizar o fenômeno já apresentado na razão axial da Figura 4.3.

Figura 4.4 – Diagramas de irradiação da simulação da antena apresenta em (33) para a frequência de 4,2GHz.



Fonte: o Autor

Tendo validado os resultados do artigo de referência, o passo seguinte foi reprojetar essa antena para as faixas de frequência de 3,5GHz e 26GHz. Para tal, definiu-se uma parametrização para as variáveis de projeto em função de L , de modo a manter a

proporcionalidade da geometria, com base nos valores originais do artigo, chegando à $W = L$, $L_d = W_d \cong 1,833L$, $P \cong 0,317L$, $W_s \cong 0,017L$, $L_{s1} = 0,3L$ e $L_{s2} = 0,4L$. É importante destacar que essa estratégia foi definida, pois, conforme apresentado no referencial teórico do Capítulo 2, quando a alimentação se dá em uma linha ao longo de L central à W , a frequência de ressonância é controlada fundamentalmente pelos valores de L . Outro fato importante no reprojeto é a escolha correta dos laminados dielétricos. Para 3,5GHz pode-se manter o mesmo substrato do antigo de referência (Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$) visto que a espessura é bem menor que o comprimento de onda, minimizando perdas por onda de superfície (21) e tangente de perdas é relativamente baixa (nesse caso $\tan(\delta) \cong 0,0009$). Entretanto, para 26GHz é conveniente escolher um substrato mais adequado para frequências elevadas, sendo escolhido o RO3003[®] com $\epsilon_r = 3,0$, $h = 0,51\text{mm}$ e $\tan(\delta) \cong 0,0010$.

Para o reprojeto, definiu-se a estratégia de dimensionamento em relação ao modo fundamental TM_{100} . Isso se dá, pois, as equações para cálculo de L são estabelecidas para o modo o primeiro modo excitado. Então, o primeiro passo foi identificar qual é a razão de proporção entre a frequência de operação da antenna modificada (com os cortes) operando no modo TM_{300} com a frequência de ressonância que suas dimensões levam ao modo TM_{100} . Assim, para a antenna do artigo com $\epsilon_r = 2,2$, $h = 1,575\text{mm}$ e $L = W = 60\text{mm}$, chega-se à $(f_r)_{100} \cong 1,667\text{GHz}$. Como a frequência de operação da antenna modificada no modo TM_{300} é $(f_r)_{300} \cong 4,2\text{GHz}$, tem-se a razão de proporcionalidade de aproximadamente 2,516, ou seja, $(f_r)_{300} \cong 2,516(f_r)_{100}$. Assim, o cálculo de L foi realizado para $(f_r)_{100} \cong 1,391\text{GHz}$ para operação no modo TM_{300} modificado ser em 3,5GHz e $(f_r)_{100} \cong 10,333\text{GHz}$ para operação no modo TM_{300} modificado ser em 26GHz. Dessa forma, como os respectivos substratos escolhidos para cada faixa de frequência, equacionando chegou-se à $L \cong 72\text{mm}$ para antenna operar em 3,5GHz e $L \cong 8,25\text{mm}$ para antenna operar em 26GHz.

Mantendo a lei de formação definida para todas as variáveis ($W = L$, $L_d = W_d \cong 1,833L$, $P \cong 0,317L$, $W_s \cong 0,017L$, $L_{s1} = 0,3L$ e $L_{s2} = 0,4L$), simulou-se os modelos, onde se observou-se apenas um leve deslocamento em frequência (para frequências menores no projeto em 3,5GHz e para frequências maiores em 26GHz), sendo necessário executar uma correção em que $L \cong 71,80\text{mm}$ para antenna operar em 3,5GHz e $L \cong 8,50\text{mm}$ para antenna operar em 26GHz. Assim, chegou-se aos valores de todas as variáveis como descrito na Tabela 4.1. É importante destacar que essa pequena correção já era esperada, visto que as equações de projeto vêm de métodos aproximados (cavidade e linha de transmissão) que não preveem, por exemplo, a influência do conector de alimentação.

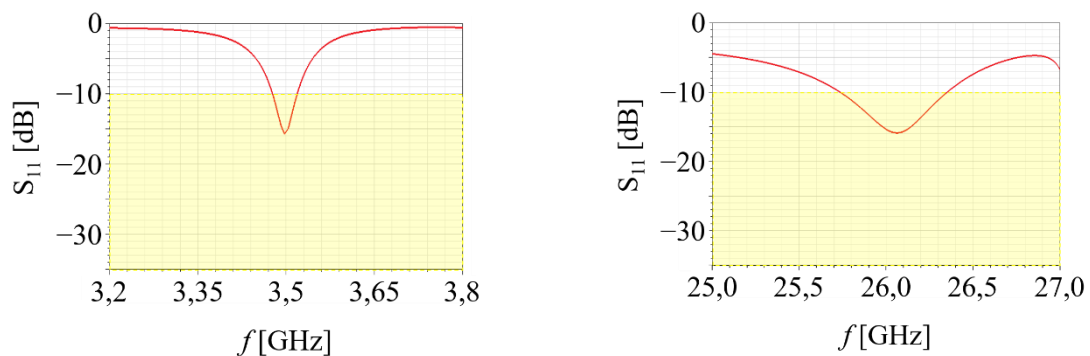
Tabela 4.1 – Valores das variáveis para o reprojeto das antenas com polarização linear.

Dados	Reprojeto em 3,5GHz.	Reprojeto em 26GHz.
Laminado dielétrico	RT/duroid® 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$)	RO3003® ($\epsilon_r = 3,0$ e $h = 0,51\text{mm}$)
L	71,80mm (teórico é 72mm)	8,50mm (teórico é 8,25mm)
W	71,80mm	8,50mm
L_d	131,61mm	15,58mm
W_d	131,61mm	15,58mm
P	22,76mm	2,69mm
W_s	1,22mm	0,14mm
L_{s1}	21,54mm	2,55mm
L_{s2}	28,72mm	3,40mm

Fonte: o Autor

A Figura 4.5 apresenta a simulação da resposta em frequência do coeficiente de reflexão dos dois modelos reprojados. A antena reprojada para faixa de frequência de 3,5GHz opera de 3,477GHz à 3,519GHz, o que leva à uma banda percentual de 1,201% da frequência central de operação, que nesse caso é 3,498GHz. A antena reprojada para faixa de frequência de 26GHz opera de 25,733GHz à 26,352GHz, o que leva à uma banda percentual de 2,377% da frequência central de operação, que nesse caso é 26,043GHz. Assim, conclui-se em um primeiro momento que a metodologia criada para o reprojeto apresenta grande eficiência.

Figura 4.5 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização linear reprojadas.



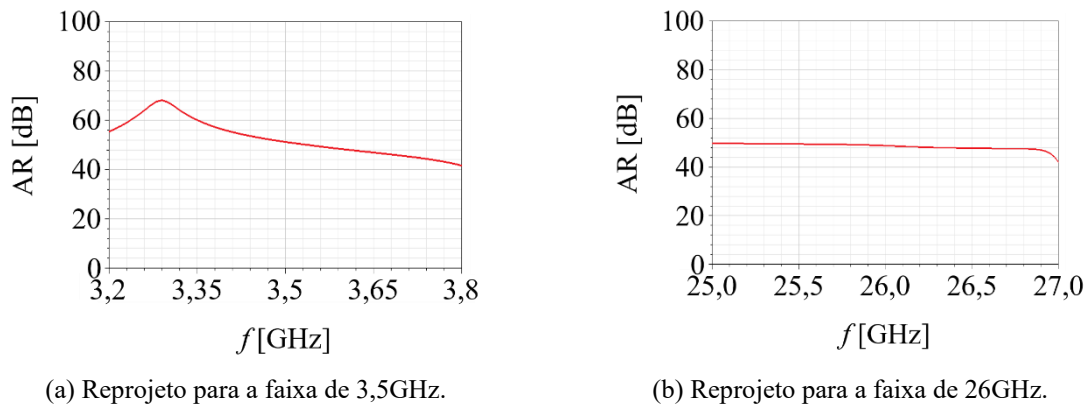
(a) Reprojeto para a faixa de 3,5GHz.

(b) Reprojeto para a faixa de 26GHz.

Fonte: O autor.

A Figura 4.6 apresenta a simulação da resposta em frequência da razão axial dos dois modelos reprojados. Nota-se que, assim como para antena do artigo de referência, os valores de AR em escala logarítmica são elevados, sendo sempre maiores que 40dB em quase toda faixa. Tal comportamento atesta que as antenas reprojadas mantêm o comportamento de possuir polarização linear, visto a diferença entre a intensidade da irradiação dos campos orientados θ e ϕ é muito grande.

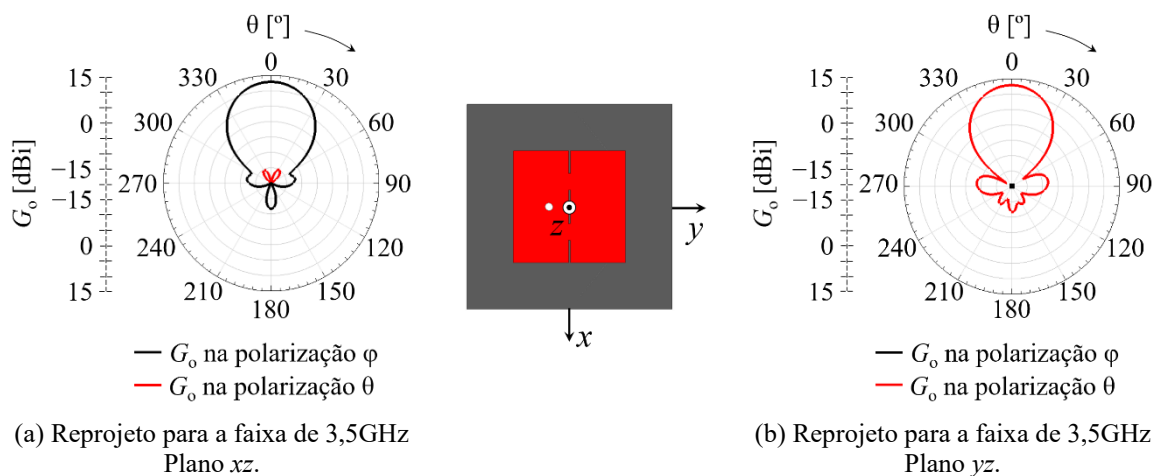
Figura 4.6 – Resposta em frequência da razão axial da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização linear reprojatadas.

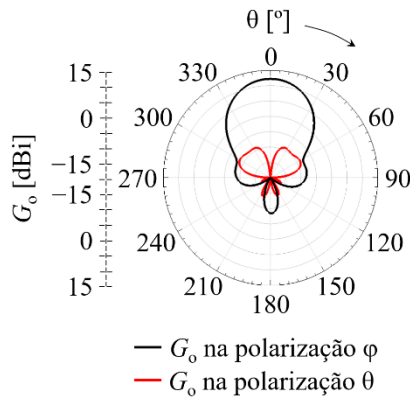


Fonte: O autor.

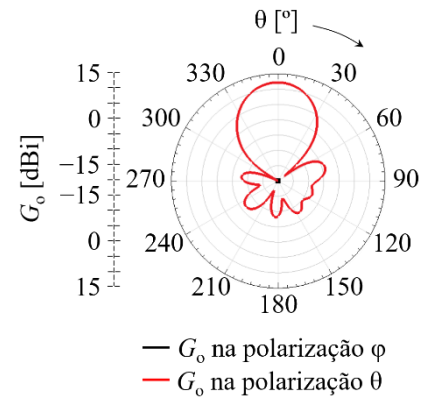
A Figura 4.7 apresenta a simulação do diagrama de irradiação no formato polar nos planos xz e yz das antenas reprojatadas para, respectivamente, as frequências de 3,5GHz e 26GHz. Observa-se que as antenas apresentam ganho na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$) de aproximadamente 12,9dBi (para 3,5GHz) e 12,17dBi (para 26GHz). Os valores estão de acordo com a teoria apresentada no artigo de referência, sendo a queda do ganho em 26GHz credita-se ao valor mais significativo da $\tan(\delta)$ do material utilizado nessa frequência em comparação ao utilizado em 3,5GHz. Assim, como na antenna do artigo de referência, observa-se o elevando valor de rejeição de polarização, visto em ambos os planos a polarização cruzada (em θ no plano xz e em ϕ no plano yz) em muito inferior a direta (em ϕ no plano xz e em θ no plano yz).

Figura 4.7 – Diagramas de irradiação da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização linear reprojatadas.





(c) Reprojetado para a faixa de 26GHz
Plano xz.



(d) Reprojetado para a faixa de 26GHz
Plano yz.

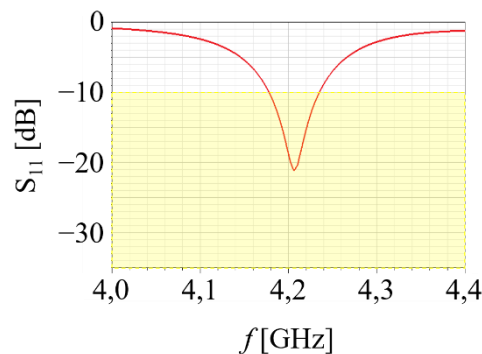
Fonte: o Autor

4.3 Antena de microfita de alto ganho e polarização dupla

Após validar a antena de microfita de alto ganho e polarização linear, o passo seguinte foi aplicar a técnica proposta do referencial teórico do Capítulo 2 para transformar essa estrutura em polarização dupla. Para tal, primeiramente aplicou-se a técnica na antena com apresentada em (33). Nesse caso, manteve-se os valores apresentados no artigo de referência que são $L = W = 60\text{mm}$, $L_d = W_d = 110\text{mm}$, $W_s = 1\text{mm}$, $L_{s1} = 18\text{mm}$ e $L_{s2} = 24\text{mm}$, bem como o substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$. Todavia, como agora tem-se dois modos degenerados excitados, como previsto pela alimentação deslocada da Figura 4.1(b), foi necessário deslocar a posição da alimentação para $P = 17\text{mm}$, valor este que foi otimizado a partir de simulação numérica.

A Figura 4.8 apresenta a simulação da resposta em frequência do coeficiente de reflexão da antena do artigo (33) com a técnica de polarização dupla aplicada. Observa-se que o $S_{11} \leq -10\text{dB}$ ocorre de 4,178GHz à 4,235GHz, o que leva à uma banda percentual de 1,355% da frequência central de operação, que nesse caso é 2,407GHz. Assim, conclui-se que a técnica proposta é aplicável tendo em vista o casamento de impedâncias, modificando o modelo sutilmente apenas no ponto da alimentação.

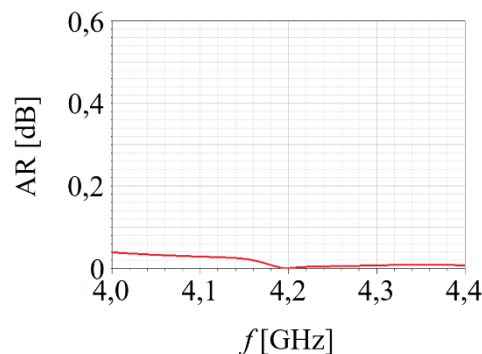
Figura 4.8 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação da antenna apresenta em (33) com a técnica de polarização dupla aplicada.



Fonte: O autor.

Após validar o comportamento do S_{11} , analisou-se a simulação da resposta em frequência da razão axial da antenna do artigo de referência com a técnica de polarização dupla aplicada, conforme a Figura 4.9. Nota-se que os valores em escala logarítmica se tornaram muito próximos de 0dB em quase toda faixa. Tal comportamento atesta que a antenna em questão agora possui polarização dupla, visto a diferença entre a intensidade da irradiação dos campos orientados θ e φ é praticamente desprezível.

Figura 4.9 – Resposta em frequência da razão axial da simulação da antenna apresenta em (33) com a técnica de polarização dupla aplicada.

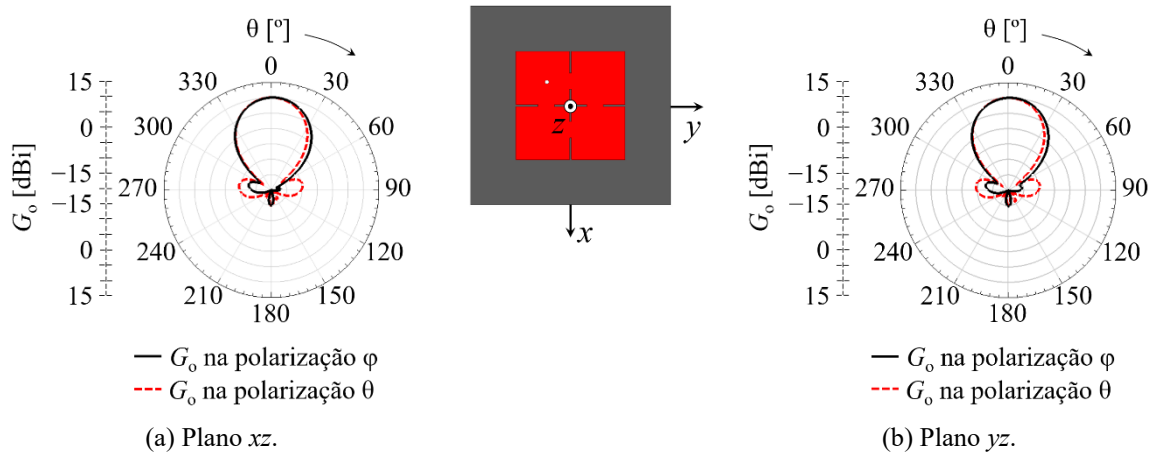


Fonte: O autor.

A Figura 4.10 apresenta a simulação do diagrama de irradiação no formato polar nos planos xz e yz para a da antenna do artigo de referência com a técnica de polarização dupla aplicada na frequência de 4,2GHz. Observa-se primeiramente que praticamente já não há rejeição de polarização, visto em ambos os planos a polarização cruzada (em θ no plano xz e em φ no plano yz) possui praticamente a mesma intensidade que a polarização direta (em φ no plano xz e em θ no plano yz). Tal comportamento é uma outra forma de visualizar o fenômeno já apresentado na razão axial da Figura 4.9. Nota-se também que a antenna apresenta ganho na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$) de aproximadamente 10dBi. Em comparado com antenna

de polarização linear o valor reduziu-se em 3dB. Isso ocorre, pois, agora a energia que era irradiada em apenas uma polarização se divide em duas, de modo que metade vai para polarização em θ e metade para a polarização em ϕ .

Figura 4.10 – Diagramas de irradiação da simulação da antenna apresenta em (33) com a técnica de polarização dupla aplicada para a frequência de 4,2GHz.



Fonte: o Autor

Tendo validado a técnica de mudança para operação dupla na antenna do artigo de referência, o passo seguinte foi aplicar essa mesma técnica nas antenas reprojatadas para as faixas de frequência de 3,5GHz e 26GHz. É importante destacar que foi mantida a lei de formação definida as variáveis ($W = L$, $L_d = W_d \cong 1,833L$, $W_s \cong 0,017L$, $L_{s1} = 0,3L$ e $L_{s2} = 0,4L$), exceto, o deslocamento da posição de alimentação que agora é $P \cong 0,283L$, visto na antenna do artigo de referência foi necessário deslocar a posição da alimentação para $P = 17\text{mm}$. Assim, chegou-se aos valores de todas as variáveis como descrito na Tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Valores das variáveis para o reprojeto das antenas com polarização dupla.

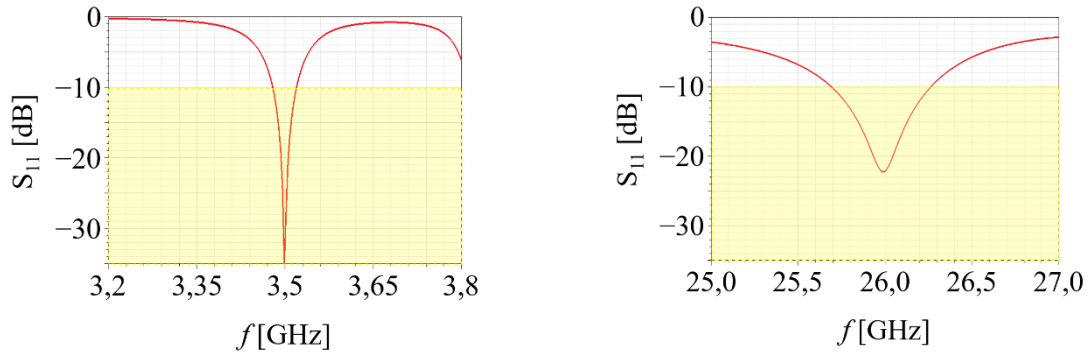
Dados	Reprojeto em 3,5GHz.	Reprojeto em 26GHz.
Laminado dielétrico	RT/duroid® 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575\text{mm}$)	RO3003® ($\epsilon_r = 3,0$ e $h = 0,51\text{mm}$)
L	71,80mm (teórico é 72mm)	8,50mm (teórico é 8,25mm)
W	71,80mm	8,50mm
L_d	131,61mm	15,58mm
W_d	131,61mm	15,58mm
P	20,21mm	2,40mm
W_s	1,22mm	0,14mm
L_{s1}	21,54mm	2,55mm
L_{s2}	28,72mm	3,40mm

Fonte: o Autor

A Figura 4.11 apresenta a simulação da resposta em frequência do coeficiente de reflexão para as duas antenas de alto ganho e polarização dupla. A antenna reprojatada para faixa de frequência de 3,5GHz opera de 3,478GHz à 3,519GHz, o que leva à uma banda percentual de 1,172% da frequência central de operação, que nesse caso é 3,499GHz. A antenna reprojatada

para faixa de frequência de 26GHz opera de 25,691GHz à 26,264GHz, o que leva à uma banda percentual de 2,206% da frequência central de operação, que nesse caso é 25,978GHz. Assim, conclui-se novamente em termos de casamento de impedâncias que a técnica proposta para o reprojeto é aplicável de modo satisfatório.

Figura 4.11 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla reprojetadas.



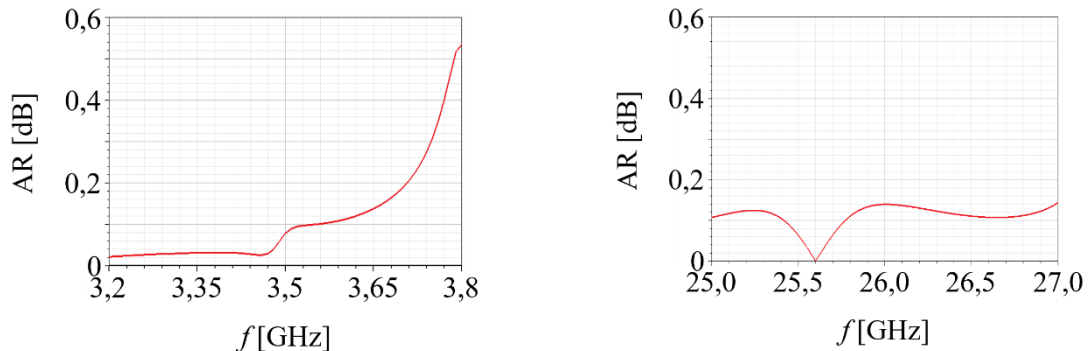
(a) Reprojetado para a faixa de 3,5GHz.

(b) Reprojetado para a faixa de 26GHz.

Fonte: O autor.

A Figura 4.12 apresenta à simulação da resposta em frequência da razão axial para as duas antenas de alto ganho e polarização dupla. Nota-se que os valores de AR em escala logarítmica, assim como para antena do artigo de referência com a técnica de polarização dupla aplicada, se tornaram muito próximos de 0dB em quase toda faixa para os dois modelos. Tal comportamento atesta a característica de polarização dupla para os dois projetos, visto a diferença entre a intensidade da irradiação dos campos orientados θ e ϕ é praticamente desprezível.

Figura 4.12 – Resposta em frequência da razão axial da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla reprojetadas.



(a) Reprojetado para a faixa de 3,5GHz.

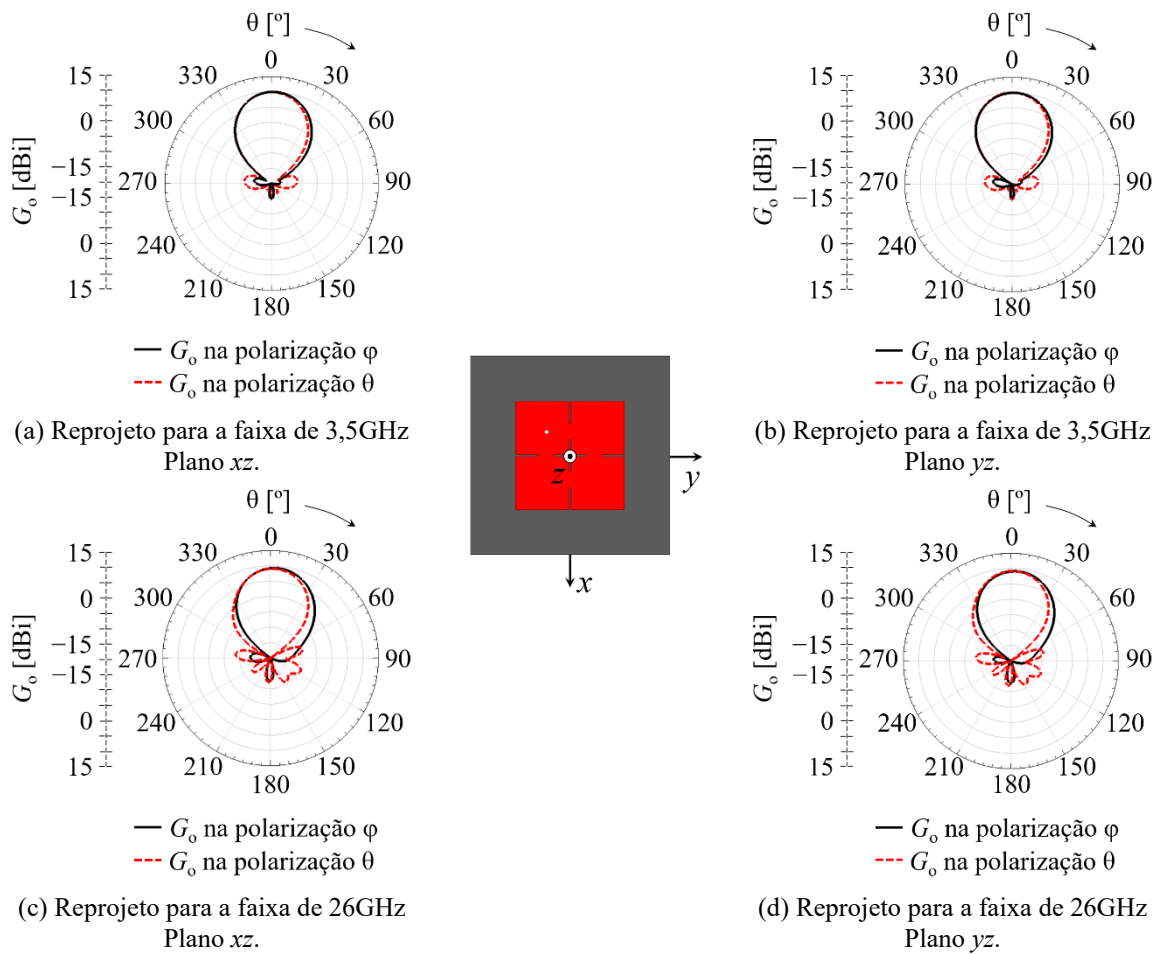
(b) Reprojetado para a faixa de 26GHz.

Fonte: O autor.

A Figura 4.13 apresenta à simulação do diagrama de irradiação no formato polar nos planos xz e yz para as duas antenas de alto ganho e polarização dupla. Observa-se que as antenas

apresentam ganho na direção de máxima irradiação ($\theta = 0^\circ$) de aproximadamente 9,9dBi (para 3,5GHz) e 9,13dBi (para 26GHz). Em comparação com as antenas reprojetadas para 3,5GHz e 26GHz com polarização linear, assim como para a técnica de polarização dupla aplicada na antena do artigo de referência, observa-se que o valor do ganho reduziu-se em aproximadamente 3dB. É importante destacar novamente que isso ocorre, pois, agora a energia que era irradiada em apenas uma polarização se divide em duas.

Figura 4.13 – Diagramas de irradiação da simulação das antenas de microfita de alto ganho e polarização dupla reprojetadas.



Fonte: o Autor

4.4 Considerações finais

Neste capítulo apresentou-se de forma resumida os resultados e discussões esperadas para esse trabalho de conclusão de curso. Assim, foi descrito além de resultados que validam a proposta esperada, uma metodologia de projeto que pode ser aplicada para reprojetar essa antena para outras condições, como materiais diferentes e outras faixas de frequência.

Capítulo 5

Conclusões, Contribuições e Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Esse trabalho de conclusão de curso apresentou o projeto de duas antenas de microfita com características potenciais para aplicação em redes celulares 5G para faixas de frequência de, respectivamente, 3,5GHz e 26GHz. Entretanto, além dos modelos apresentados, destaca-se como importante contribuição a formulação de uma metodologia que permite o reprojetado desta antena para outros materiais e faixas de frequência.

No Capítulo 1 deste trabalho apresentou-se os conceitos introdutórios em que foram descritas as características do 5G. Com isso, destacou-se a importância do projeto de antenas de alto ganho e/ou com polarização dupla. Dessa forma, mostrou-se a importância do tema escolhido e os objetivos a serem alcançados.

No Capítulo 2 deste trabalho demonstrou-se de modo detalhado as técnicas de projeto das antenas de microfita retangulares. Assim, foi abordado além da modelagem dos modelos convencionais que trabalham no primeiro modo excitado, a possibilidade de se trabalhar com uma geometria modificada no terceiro modo de ressonância para se obter alto ganho. Por fim, destacou-se a possibilidade de medição da polarização, que tipicamente é linear para as antenas convencionais, para dupla a partir da modificação do ponto de alimentação aliada a inserção de fendas em cruz no ressonador.

No Capítulo 3 discutiu-se a metodologia e os recursos necessários para a realização desse trabalho. Mostrou-se, basicamente, a ferramenta utilizada no projeto, bem como as etapas definidas de execução.

No Capítulo 4 foram mostrados de forma detalhado, procurando descrever de forma didática, os principais resultados do projeto. Para tal, foi mostrado primeiramente a aplicação da técnica proposta para obtenção de uma antena de alto ganho e polarização dupla na geometria apresentada no artigo de referência principal. Por fim, aplicou-se a mesma técnica no reprojetado para as faixas de frequência de 3,5GHz e 26GHz.

Com os resultados apresentados acredita-se que esse trabalho de curso atendeu com a sua proposta, de modo que tem-se importante contribuição para o contexto de antenas aplicadas a redes 5G. Entretanto, acredita-se que mais relevante que os resultados é a formulação de uma técnica de projeto. Isso permite que outros trabalhos possam ser desenvolvidos a partir desse.

5.2 Propostas para a continuação do trabalho

A partir da metodologia apresentada, acredita-se que uma primeira proposta para a continuação desse trabalho seja o projeto em outras faixas emergentes, como por exemplo frequências acima de 30GHz, em aplicações de radares veiculares por exemplo. Além disso, tendo em vista a existência de projeto de antenas de microfita retangulares de alto ganho operando em modos superiores, como o TM_{500} , pode-se aplicar conceitos análogos ao demonstrados nesse trabalho para propor novas configurações de antenas.

REFERÊNCIAS

- 1 M. H. P. Alves, L. L. Mendes, “Levantamento dos cenários de utilização das redes 5G no Brasil”, XXXIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2015, Juiz de Fora. Anais do XXXIII SBrT 2015, 2015.
- 2 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.
- 3 R. E. Hattachi and J. Erfanian, “5G White Paper,” in *NGMN Alliance*, 2015.
- 4 3GPP “3rd Generation Partnership Project”. Disponível em: <https://www.3gpp.org/>. Acesso em: 26, set. 2022
- 5 ITU “International Telecommunication Union”. Disponível em: <https://www.itu.int/>. Acesso em: 26, set. 2022
- 6 G. Liu, Y. Huang, Z. Chen, L. Liu, Q. Wang and N. Li, “5G Deployment: Standalone vs. Non-Standalone from the Operator Perspective,” in *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 11, pp. 83-89, November 2020
- 7 Release 15 “Procedures for the 5G System”. Disponível em: <https://www.3gpp.org/release-15>. Acesso em: 26, set. 2022
- 8 Release 16 “Procedures for the 5G System (5GS)”. Disponível em: <https://www.3gpp.org/release-16>. Acesso em: 26, set. 2022
- 9 IMT-2020 and 5G “5G Basics”. Disponível em: <https://www.itu.int/pub/T-TUT-IMT>. Acesso em: 26, set. 2022
- 10 E. Dahlman, S. Parkvall and J. Skold, 5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology, 2nd ed., Academic Press is an imprint of Elsevier, London, 2021
- 11 L. L. Mendes et al., “Enhanced Remote Areas Communications: The Missing Scenario for 5G and Beyond 5G Networks,” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 219859-219880, 2020
- 12 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. Disponível em: <https://www.anatel.gov.br/legislacao/resolucoes/2021/1512-resolucao-742> Acesso em: 16 de março de 2021.
- 13 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 de março de 2021.
- 14 C. -X. Mao, M. Khalily, P. Xiao, T. W. C. Brown and S. Gao, “Planar Sub-Millimeter-Wave Array Antenna With Enhanced Gain and Reduced Sidelobes for 5G Broadcast Applications,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 1, pp. 160-168, 2019.
- 15 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, 2020.

- 16 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, 2020.
- 17 Y. Cheng and Y. Dong, "Wideband Circularly Polarized Planar Antenna Array for 5G Millimeter-Wave Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 5, pp. 2615-2627, 2021.
- 18 I. Syrytsin, S. Zhang, G. F. Pedersen and A. S. Morris, "Compact Quad-Mode Planar Phased Array With Wideband for 5G Mobile Terminals," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 9, pp. 4648-4657, 2018.
- 19 S. F. Jilani and A. Alomainy, "A Multiband Millimeter-Wave 2-D Array Based on Enhanced Franklin Antenna for 5G Wireless Systems," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2983-2986, 2017.
- 20 C. Mao, M. Khalily, P. Xiao, L. Zhang and R. Tafazolli, "High-Gain Phased Array Antenna With Endfire Radiation for 26 GHz Wide-Beam-Scanning Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 5, pp. 3015-3020, 2021.
- 21 C. A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design", 3rd ed., John Wiley and Sons, New York, 2005.
- 22 H. Chu and Y. -X. Guo, "A Filtering Dual-Polarized Antenna Subarray Targeting for Base Stations in Millimeter-Wave 5G Wireless Communications," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, no. 6, pp. 964-973, June 2017
- 23 S. -J. Park and S. -O. Park, "LHCP and RHCP Substrate Integrated Waveguide Antenna Arrays for Millimeter-Wave Applications," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 601-604, 2017
- 24 A. Alieldin *et al.*, "A Triple-Band Dual-Polarized Indoor Base Station Antenna for 2G, 3G, 4G and Sub-6 GHz 5G Applications," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 49209-49216, 2018
- 25 J. Zhu, S. Li, S. Liao, Y. Yang and H. Zhu, "60 GHz Substrate-Integrated-Waveguide-Fed Patch Antenna Array With Quadri-Polarization," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 12, pp. 7406-7411, Dec. 2018
- 26 H. Huang, X. Li and Y. Liu, "A Low-Profile, Dual-Polarized Patch Antenna for 5G MIMO Application," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 2, pp. 1275-1279, Feb. 2019
- 27 X. Ruan and C. H. Chan, "A Circularly Polarized Differentially Fed Transmission-Line-Excited Magnetolectric Dipole Antenna Array for 5G Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 2002-2007, March 2019
- 28 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
- 29 N. Hussain, M. -J. Jeong, A. Abbas and N. Kim, "Metasurface-Based Single-Layer Wideband Circularly Polarized MIMO Antenna for 5G Millimeter-Wave Systems," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 130293-130304, 2020
- 30 B. Cheng and Z. Du, "Dual Polarization MIMO Antenna for 5G Mobile Phone Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 7, pp. 4160-4165, July 2021

- 31 U. Ullah, M. Al-Hasan, S. Koziel and I. B. Mabrouk, “Series-Slot-Fed Circularly Polarized Multiple-Input–Multiple-Output Antenna Array Enabling Circular Polarization Diversity for 5G 28 GHz Indoor Applications,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 9, pp. 5607-5616, Sept. 2021
- 32 Ansys Electronics Desktop Student. Disponível em: <https://www.ansys.com/academic/students/ansys-electronics-desktop-student>. Acesso em: 29, set. 2022
- 33 X. Zhang, L. Zhu and Q. -S. Wu, “Sidelobe-Reduced and Gain-Enhanced Square Patch Antennas With Adjustable Beamwidth Under TM_{03} Mode Operation,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 4, pp. 1704-1713, 2018
- 34 J. L. Volakis, “Antenna Engineering Handbook”, 4th ed., McGraw-Hill Companies, 2007.
- 35 J. A. J. Ribeiro, Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações. 1.ed., Érica, São Paulo, 2012