

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

GUSTAVO PICHIONI REZENDE

**ARRANJO LINEAR DE ANTENAS IMPRESSAS FAIXA
LARGA COM DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO
RECONFIGURÁVEL EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA PARA
APLICAÇÕES EM 4G E 5G**

Patos de Minas - MG

2022

GUSTAVO PICHIONI REZENDE

**ARRANJO LINEAR DE ANTENAS IMPRESSAS FAIXA
LARGA COM DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO
RECONFIGURÁVEL EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA PARA
APLICAÇÕES EM 4G E 5G**

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

Orientador: Prof. Dr. Renan Alves dos Santos

Patos de Minas - MG

2022

GUSTAVO PICHIONI REZENDE

**ARRANJO LINEAR DE ANTENAS IMPRESSAS FAIXA
LARGA COM DIAGRAMA DE IRRADIAÇÃO
RECONFIGURÁVEL EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA PARA
APLICAÇÕES EM 4G E 5G**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como pré-requisito para obtenção de graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações. Aprovada pela banca examinadora formada por:

Patos de Minas, 21 de setembro de 2022

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

Prof. Dr. Daniel Costa Ramos, UFU/MG

Profa. Dra. Karine Barbosa Carbonaro, UFU/MG

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, pelo carinho, pelo incentivo à educação e apoio incondicional de todos os dias. Vocês são meus verdadeiros heróis.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Renan Alves dos Santos, pelos incentivos, suporte e direcionamento.

Aos amigos que a UFU me deu, que levo para a vida, de grande importância na minha formação.

À Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas, pelo ensino gratuito e de excelência, e ao seu corpo docente.

RESUMO

Tendo em vista a conexão total entre pessoas e coisas que o mundo tem experimentado, existem diversos desafios tecnológicos que devem ser vencidos. Dentre eles se encaixam o segmento das telecomunicações, no qual uma das frentes de trabalho está nos dispositivos de radiofrequência e micro-ondas, mais precisamente nas antenas. A partir disso, este trabalho tem como objetivo estudar e projetar um arranjo linear não uniforme de antenas impressas, caracterizando uma antena de ondas vazadas periódicas. Com isso, propõem-se uma estrutura com diagrama de irradiação reconfigurável para faixas de micro-ondas com intuito de utilizar de forma cooperativa as tecnologias 4^a e 5^a geração de redes móveis. Os resultados para a antena de ondas vazadas periódicas de 3 elementos tiveram uma faixa de operação de 2,22 GHz a 3,80 GHz com largura de banda percentual de 52,4% e ganho máximo de 5,7 dBi.

Palavras-chave: 4G. 5G. Antena. Antena de Ondas Vazadas. Diagrama Irradiação Reconfigurável. Micro-ondas.

ABSTRACT

In view of the total connection between people and things that the world has experienced, there are several technological challenges that must be overcome. Among them is the telecommunications segment, in which one of the work fronts is in radiofrequency and microwave devices, more precisely in antennas. From this, this work aims to study and design a non-uniform linear array of printed antennas, characterizing a periodic leaky wave antenna. With this, we propose a structure with a reconfigurable irradiation diagram for microwave bands in order to cooperatively use 4th and 5th generation mobile network technologies. The results for the 3-element periodic leaky wave antenna had an operating range of 2.22 GHz to 3.80 GHz with a fractional bandwidth of 52.4% and a maximum gain of 5.7 dBi.

Key-words: 4G. 5G. Antenna. Leaky-Wave Antenna. Reconfigurable Radiation Pattern. Microwave.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Antena para cobertura simultânea das redes 4G e 5G.....	18
Figura 2.1 - Antena de microfita retangular.....	23
Figura 2.2 - Modificações na antena de microfita retangular.....	30
Figura 2.3 - Princípio de irradiação de uma antena de ondas vazadas.....	31
Figura 2.4 - Orientação da irradiação em uma antena de ondas vazadas.....	32
Figura 2.5 - Representação da antena de ondas vazadas para cobertura de 4G e 5G.....	33
Figura 4.1 - Resposta em frequência dos parâmetros de impedância.....	38
Figura 4.2 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antena de microfita retangular na frequência de 3,125GHz.....	39
Figura 4.3 - Redução do plano terra da antena de microfita retangular.....	40
Figura 4.4 - Comportamento da impedância de entrada da antena com a redução do comprimento do plano terra.....	41
Figura 4.5 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antena com a redução do comprimento do plano terra.....	42
Figura 4.6 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antena com o plano de terra truncado na frequência de 3,125 GHz.....	42
Figura 4.7 - Arredondamento dos vértices inferiores da antena com o plano de terra truncado.....	43
Figura 4.8 - Comportamento da densidade superficial de corrente com o arredondamento dos vértices inferiores da antena com o plano de terra truncado.....	43
Figura 4.9 - Comportamento da impedância de entrada da antena ao estudar o arredondamento dos vértices inferiores da antena com o plano terra truncado.....	44
Figura 4.10 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antena ao estudar a redução do comprimento do plano terra.....	44
Figura 4.11 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antena com $n = 0,5$	45
Figura 4.12 - Configurações da antena de ondas vazadas.....	46
Figura 4.13 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antena de ondas vazadas com dois elementos.....	47
Figura 4.14 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho em 3D da antena onda vazadas com dois elementos e dimensões ajustadas.....	48
Figura 4.15 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho no plano yz da antena onda vazadas com dois elementos e dimensões ajustadas.....	48
Figura 4.16 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antena de ondas vazadas com três elementos.....	49

Figura 4.17 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho em 3D da antena onda vazadas com três elementos.....	50
Figura 4.18 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho no plano yz da antena de ondas vazadas com três elementos.	50

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G	Quinta Geração das Redes Móveis
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LTE	Quarta Geração das Redes Móveis
NR	<i>New Radio</i>
eMBB	<i>Enhanced Mobile Broadband</i>
URLLC	<i>Ultra Reliable Low Latency</i>
mMTC	massive Machine Type Communication
eRAC	<i>enhanced Remote Area Communications</i>
4G	Quarta Geração das Redes Móveis
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
GHz	Giga Hertz
MIMO	Múltiplas Entradas e Saídas
2G	Segunda Geração das Redes Móveis
3G	Terceira Geração das Redes Móveis
dB	Decibéis
dBi	Decibéis em relação à antena isotrópica
HFSS	<i>High Frequency Structure Simulator</i>
FEM	Método de Elementos Finitos
3D	Tridimensional

LISTA DE SÍMBOLOS

f_2	Frequência correspondente ao 4G
f_1	Frequência correspondente ao 5G
L	Comprimento do elemento ressonador
W	Largura do elemento ressonador
L_d	Comprimento do dielétrico
W_d	Largura do dielétrico
L_p	Comprimento dos cortes casadores de impedância no elemento irradiador
w_p	Largura dos cortes casadores de impedância no elemento irradiador
L_ℓ	Comprimento da linha de alimentação
w_ℓ	Largura da linha de alimentação
f_0	Frequência central de operação
ϵ_r	Permissividade relativa
h	Altura do laminado dielétrico
TM_{mnp}	Modo fundamental de operação
ϵ_{ef}	Permissividade efetiva
$2\Delta L$	Fator de correção
Z_{en}	Impedâncias de entrada
G_1	Condutância pela abertura na entrada da antena
G_{12}	Condutância mútua entre as duas aberturas
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
k_0	Número de onda ou fator de fase
θ	Ângulo de elevação em coordenadas polares
J_0	Função de Bessel de primeira espécie de ordem zero

Ω	Ohm
Z_0	Impedância característica de uma linha de transmissão impressa
B_W	Largura de banda percentual
Q	Fator de mérito
ω	Frequência angular na frequência de ressonância
$U_{a\acute{m}ax}$	Energia de pico armazenada
P_{dis}	Potência dissipada na cavidade
$VSWR_{m\acute{a}x}$	Coefficiente de onda estacionária máximo aceitável
Γ	Coefficiente de reflexão
$f_{m\acute{a}x}$	Frequência máxima
f_{min}	Frequência mínima
Q_{sur}	Fator de mérito devido as perdas por ondas de superfície
Q_c	Fator de mérito em relação as perdas nos condutores
Q_d	Fator de mérito devido as perdas no dielétrico
Q_{rad}	Perdas por irradiação
K	Fator associado ao modo de operação de uma antena
ρ	Fator associado ao arredondamento dos vértices inferiores do elemento ressonador
E	Campo Elétrico
γ	Constante de propagação para a onda que viaja na estrutura da antena
β	Fator de fase
α	Constante de atenuação
ϵ	Permissividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
σ	Condutividade do material
λ	Comprimento de onda

θ_0	Ângulo de apontamento do feixe de uma antena de ondas vazadas
d	Distância entre 2 elementos (Antena de Ondas Vazadas Periódicas)
S_{11}	Coefficiente de reflexão em dB
m	Constante multiplicativa associada ao tamanho do plano terra
R_{en}	Parte real da impedância de entrada
X_{en}	Parte imaginária da impedância de entrada
G_o	Ganho da antena com o plano de terra
n	Constante multiplicativa associada ao arredondamento dos vértices inferiores do elemento ressonador
J	Densidade superficial de corrente
f	Frequência analisada

SUMÁRIO

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS	15
1.1 INTRODUÇÃO	15
1.2 PROBLEMATIZAÇÃO.....	17
1.3 TEMA DO PROJETO.....	18
1.4 OBJETIVOS	18
1.4.1 OBJETIVOS GERAIS	19
1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	19
1.5 JUSTIFICATIVAS.....	19
1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	21
REFERENCIAL TEÓRICO	22
2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	22
2.2 ANTENAS DE MICROFITA RETANGULARES	22
2.2.1 LARGURA DO ELEMENTO IRRADIADOR	23
2.2.2 COMPRIMENTO DO ELEMENTO IRRADIADOR	24
2.2.3 COMPRIMENTO E LARGURA DO DIELÉTRICO	24
2.2.4 COMPRIMENTO DOS CORTES CASADORES DE IMPEDÂNCIA NO ELEMENTO IRRADIADOR	25
2.2.5 LARGURA DOS CORTES CASADORES DE IMPEDÂNCIA NO ELEMENTO IRRADIADOR.....	26
2.2.6 LARGURA DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO.....	26
2.2.7 COMPRIMENTO DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO.....	27
2.3 ANTENAS IMPRESSAS FAIXA LARGA.....	27
2.4 ANTENAS DE ONDAS VAZADAS PERIÓDICAS.....	30
2.5 ANTENAS DE ONDAS VAZADAS FORMADAS A PARTIR DE ANTENAS IMPRESSAS FAIXA LARGA	33
2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	34
MATERIAIS E MÉTODOS.....	35
3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	35

3.2	METODOLOGIA DE DESENVOLVIMENTO.....	35
3.3	RECURSOS NECESSÁRIOS	36
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	36
RESULTADOS E DISCUSSÕES.....		37
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	37
4.2	DESENVOLVIMENTO DA ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR.....	37
4.3	DESENVOLVIMENTO DA ANTENA IMPRESSA FAIXA LARGA.....	39
4.3.1	ESTUDO DA REDUÇÃO DO COMPRIMENTO DO PLANO TERRA.....	39
4.3.2	ESTUDO DO ARREDONDAMENTO DOS VÉRTICES INFERIORES DO ELEMENTO RESSONADOR.....	42
4.4	DESENVOLVIMENTO DA ANTENA DE ONDAS VAZADAS	45
4.4.1	ANTENA DE ONDAS VAZADAS COM DOIS ELEMENTOS	46
4.4.2	ANTENA DE ONDAS VAZADAS COM TRÊS ELEMENTOS.....	48
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	51
CONCLUSÃO, CONTRIBUIÇÃO E TRABALHOS FUTUROS.....		52
5.1	CONCLUSÕES.....	52
5.2	PROPOSTAS PARA A CONTINUAÇÃO DO TRABALHO	53

CAPÍTULO 1

CONCEITOS INTRODUTÓRIOS

Neste capítulo são apresentados uma introdução ao tema e os objetivos a serem alcançados nesse trabalho. Dessa forma, seu objetivo é contextualizar o trabalho a ser desenvolvido.

1.1 INTRODUÇÃO

A sociedade está em constante evolução, desafiando a engenharia a propor soluções para se adequar a um mundo globalizado em que tudo deve acontecer em tempo real com máxima qualidade possível. A forma de viver, trabalhar, estudar e fazer negócios tem se moldado diariamente para um contexto em que um mundo virtual (via internet) torna-se uma solução de extrema importância. Além disso, transformações na indústria (Indústria 4.0) e no campo (Agricultura 4.0) têm se tornado chave para atender às demandas da sociedade por alimentação e produtos.

As mudanças experimentadas pela sociedade têm como ponto chave a evolução das telecomunicações, com a demanda de conexão total entre pessoas e “coisas” (1). Isso se justifica, pois, é previsto que o número total de usuários móveis crescerá de 5,1 bilhões em 2018 para 5,7 bilhões em 2023 (2). Essa quebra de paradigmas tem impulsionado a busca de redes com taxas de transmissão cada vez mais elevadas e mais robustas.

A evolução nas redes de telecomunicações está ligada a várias frentes de trabalho e, dentre elas, destaca-se o surgimento da quinta geração das redes móveis (5G). Como toda tecnologia a ser implementada, o 5G tem seus requisitos definidos por organizações responsáveis. Assim, o 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) é a principal organização a estudar e definir características sobre o 5G (3). Esses estudos são compilados em relatórios (denominados *Releases*), dos quais os mais importantes, até o momento, são os *Releases 15* e *16*. Esses relatórios são submetidos a ITU (*International Telecommunication Union*), que é o principal órgão internacional que regulamenta as telecomunicações (4).

Em 2015, com a orientação do setor de padronização de radiocomunicações da ITU, o 3GPP iniciou a padronização do 5G. Em 2017, para cumprir a urgência e exigência de implantação de alguns operadores, o 3GPP apresentou o conjunto inicial de especificações a respeito do 5G, descrevendo sistemas de rádio 5G não autônomos integrados em redes LTE de

quarta geração (4G) (5). Em 2018, no *Release 15*, o 3GPP apresentou o primeiro conjunto completo de padrões 5G, em que se tem os padrões para cobertura 5G autônoma, caracterizando um novo sistema de rádio, denominado 5G NR (*New Radio*) (6). Em 2020, o 3GPP apresentou o *Release 16*, versão de extrema importância da padronização do 5G NR (7). O *Release 16* foi submetido na ITU, de modo que se tornou fundamental para a elaboração de padrões do 5G, o que ficou conhecido como o documento IMT-2020 (8).

A partir dos *Releases 15 e 16*, o 3GPP definiu três cenários de aplicações para o 5G (9): alta vazão de dados para os dispositivos móveis (eMBB - *Enhanced Mobile Broadband*), comunicação de baixa latência e ultra confiável (URLLC - *Ultra Reliable Low Latency*) e comunicação massiva entre máquinas (mMTC - *massive Machine Type Communication*). Além disso, alguns países, dos quais o Brasil faz parte, estudam um quarto cenário com o objetivo de atender o acesso de longo alcance em áreas remotas (eRAC - *enhanced Remote Area Communications*) (10). De modo resumido, o cenário eMBB apresenta o conceito de serviços que requerem altas taxa de dados (aglomeração de usuários com intensa troca de informação), o cenário mMTC apresenta o conceito de serviços em que se tem um grande número de dispositivos conectados à rede (conceitos de internet das coisas), o cenário URLLC apresenta o conceito de serviços que requerem baixa latência e ultra confiabilidade na comunicação (aplicações médicas e industriais) e o cenário eRAC apresenta o conceito de serviços em que se tenha qualidade de conexão em áreas remotas e rurais (automatização do campo).

O 5G tem como objetivo preencher as expectativas em relação às tecnologias anteriores (principalmente o 4G). O 4G de fato permitiu a comunicação de banda larga móvel, desempenhando um papel importante na promoção de novos serviços e aplicativos móveis (5). Entretanto, sua capacidade é insuficiente para atender requisitos de comunicação dos novos serviços (com eMBB, mMTC, URLLC e eRAC). Todavia, é importante destacar que o 5G não veio para extinguir o 4G, mas sim possibilitar o uso cooperativo, levando ao conceito de *handover* (quando o usuário passa de uma estação radio base para outra) de tecnologias. Assim, pensando em cenários como eMBB, quando o usuário estiver próximo de um centro de aglomeração de pessoas poderá estar conectado à uma rede 5G e, ao se afastar (onde a taxa de dados pode ser menor) passa a operar em uma rede 4G.

1.2 PROBLEMATIZAÇÃO

Dentre os grandes desafios para a implementação do 5G destaca-se novos projetos de dispositivos de micro-ondas como antenas, filtros, amplificadores, entre outros. Esses elementos são parte crucial no desempenho de uma rede de telecomunicações (principalmente sem fio como é o caso de 5G). Para maximizar os cenários descritos anteriormente para as redes 5G, espera-se mudar os conceitos de distribuição de sinal em áreas de cobertura. Por isso, um dos pontos chaves dentre os projetos de dispositivos de radiofrequência e micro-ondas aplicados ao 5G está nas antenas (11). Aliando a isso, com a possibilidade de uso cooperativo entre 4G e 5G, se tem muita atenção em pesquisa e desenvolvimento de antenas capazes de operar simultaneamente nessas duas tecnologias.

Pensando no uso cooperativo do 4G e 5G no cenário brasileiro, primeiramente é necessário definir as faixas do espectro de frequência em que se deve operar. No ano de 2010 a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) definiu como possibilidades de faixa de frequências para 4G no Brasil frequências entre 2,170 GHz a 2,182 GHz e de 2,50 GHz a 2,69 GHz. (12). Em março de 2021 a ANATEL definiu também como uma das possibilidades de operação do 5G a faixa de 3,3 GHz a 3,8 GHz (13). Dessa forma, definiu-se como uma das métricas desse trabalho operar de 2,17 GHz a 3,8 GHz (cobrindo assim faixas de 4G e 5G).

Com esse intuito de demonstrar a relevância de estudos de antenas capazes de operar em 4G e 5G simultaneamente, realizou-se um breve levantamento bibliográfico (a partir do ano de 2017 quando o 3GPP apresentou o *Release 15*), em que se destacam os trabalhos:

Em 2017, M. S. Sharawi *et al.* apresentaram um projeto de um sistema de antenas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO) para aplicações de quarta geração (4G) e quinta geração (5G), sendo a primeira a trabalhar com frequências abaixo de 6 GHz e acima de 10 GHz utilizando arranjos de antenas conectadas (14).

Em 2019, Q. Hua *et al.* apresentaram um projeto de uma antena para estações base de banda quádrupla para comunicações móveis 2G/3G/4G/5G com alta eficiência, menor custo e menores dimensões (15).

Em 2020, S. Wen *et al.* apresentaram um projeto de uma antena faixa larga, com estrutura baseada em um monocone tradicional com carga reativa, capaz de operar em redes 4G e 5G (16).

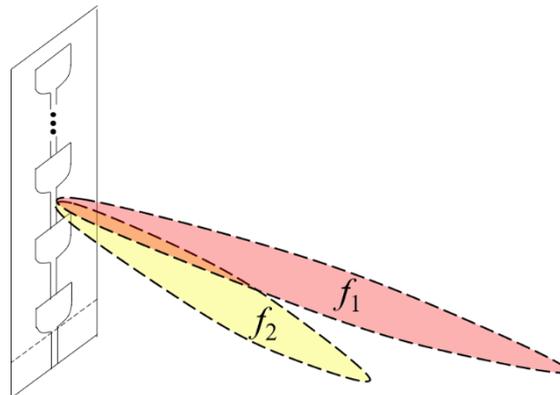
Em 2021, S. Wen *et al.* apresentaram um projeto de uma antena para operar em redes 4G e 5G em estação base de ambientes internos, com largura de banda percentual de 85,3% e ganho máximo de 6,6 dBi (16).

Ainda em 2021, G. -N. Zhou *et al.* apresentaram um projeto de uma antena de abertura compartilhada de dupla polarização e banda tripla capaz de operar 2G/3G/4G/5G, operando em frequências abaixo de 6 GHz (17).

1.3 TEMA DO PROJETO

Tendo em vista a importância de antenas capazes de operar simultaneamente em redes 4G e 5G e, pretendendo apresentar uma estrutura capaz de fazer *handover* entre essas tecnologias (Conforme Figura 1.1, em que a frequência f_2 refere-se ao 4G e a frequência f_1 refere-se ao 5G), o tema deste trabalho de conclusão de curso é o estudo e projeto (numérico) de um arranjo linear de antenas impressas faixa larga capaz de produzir um diagrama de irradiação reconfigurável em função da frequência de operação que opera na faixa de 2,17 GHz a 3,8 GHz (cobrindo assim faixas de 4G e 5G no Brasil). Para tal, toda concepção terá como base os conceitos de antenas de ondas vazadas periódicas (23).

Figura 1.1 - Antena para cobertura simultânea das redes 4G e 5G.



Fonte: O autor.

1.4 OBJETIVOS

A partir dos desafios e critérios do 5G, o objetivo principal desse trabalho é contribuir para esse segmento de estudo com o projeto de uma antena que tenha características para ser aplicada de forma cooperativa entre 4G e 5G no cenário brasileiro. Para tal, tem-se como base a antena apresentada em (23). Por isso, os objetivos gerais e específicos do trabalho estão diretamente ligados as etapas de projeto dessa estrutura.

1.4.1 OBJETIVOS GERAIS

Os objetivos gerais desse trabalho estão ligados ao projeto numérico da antena de ondas vazadas proposta. Para tal, é descrito como o estudo e projeto de uma antena de ondas vazadas periódicas, capaz de operar nas frequências de 4G e 5G.

1.4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Os objetivos específicos desse trabalho estão ligados as características que o projeto requer, bem com as etapas executadas. Como apresentado no Problematização, tendo em vista contribuir para o cenário brasileiro, o primeiro objetivo desse trabalho foi propor uma antena capaz de operar de 2,17 GHz a 3,8 GHz. Assim, tem-se como métrica obter uma antena com desempenho similar à proposta em (16). Todavia, com o objetivo de realizar o *handover* entre as tecnologias de 4G e 5G, a topologia usada para o projeto terá como base o trabalho (23). Para tal, os objetivos específicos podem ser divididos em:

- Estudo das características esperadas para o 5G com base em informações apresentadas por órgãos como 3GPP, ITU.
- Estudo dos conceitos de antenas de ondas vazadas periódicas, principalmente fundamentados em (23).
- Projeto uma antena de microfita operando no modo fundamental.
- Projeto uma antena impressa banda larga alimentada com microfita.
- Projeto da antena de ondas vazadas periódicas capaz de operar nas faixas do 4G e 5G e realizar o *handover* entre essas tecnologias.

1.5 JUSTIFICATIVAS

Pensando na implementação da nova tecnologia da rede móvel 5G e do seu uso cooperativo com o 4G, se tem grandes desafios de implementação que devem ser superados. Um dos elementos que requer grande atenção são as antenas aplicadas a essas redes, visto que é a partir delas que o sinal é transferido entre usuário e rede de acesso. Assim, espera-se com esse trabalho construir com a área de estudos aplicadas de antenas para redes 5G. Além disso, se tem como métrica propor uma metodologia de projeto de antenas que possa ser reproduzida em outras faixas de frequência, podendo ser aplicada a outras tecnologias.

Com esse intuito de demonstrar a relevância de estudos de antenas de ondas vazadas em redes celulares 5G, realizou-se um breve levantamento bibliográfico (a partir do ano de 2017 quando o 3GPP apresentou o *Release 15*), em que se destacam os trabalhos:

Em 2017, F. M. Monavar *et al.* apresentaram um projeto de antena de ondas vazadas projetada em guias de ondas em substrato integrado para operações em redes celulares 5G, operando em 15 GHz e com premissas de baixa latência e menor interferência (18).

Em 2019, N. Bayat-Makou *et al.* apresentaram um projeto de antena de ondas vazadas diretiva projetada em guias de ondas em substrato integrado de camada única para operações em redes celulares 5G na banda *Ka*, apresentando ganho realizado de 23 dBi (19).

Em 2020, I. Serhsouh *et al.* apresentaram um projeto de antena de ondas vazadas projetada em guias de ondas em substrato integrado para operações em redes celulares 5G em ondas milimétricas, operando na faixa de 27 GHz e com ângulo máximo de irradiação variando de -33° a $+33^\circ$ (20).

Em 2021, A. Goudarzi *et al.* apresentaram um projeto de antena de ondas vazadas de alto ganho projetada em estrutura de cavidade ressonante para operações em redes celulares 5G com operação entre 25 a 31 GHz, ganho máximo de 15,4 dBi e angulação de 12° a 46° (21).

Em 2022, K. Neophytou *et al.* apresentaram um projeto de antena de ondas vazadas planar em estrutura de microfita para operações em redes celulares 5G em ondas milimétricas, operando de 26,5 GHz a 29,5 GHz, ganho máximo de 14 dBi e eficiência de irradiação de 60% (22).

Como destacado, existem diversas configurações de antenas projetadas para operar em padrões distintos de 4G e 5G. Entretanto, em quase a totalidade desses trabalhos, o comportamento do diagrama de irradiação é o mesmo para todas as tecnologias, ou seja, as antenas cobrem as tecnologias 4G e 5G em uma mesma área geográfica. Essa característica não é de todo ruim, todavia, pensando em uma situação em que quando o usuário estiver próximo de um centro de aglomeração de pessoas poderá estar conectado à uma rede 5G e, ao se afastar (onde a taxa de dados pode ser menor) passa a operar em uma rede 4G, tal comportamento torna-se pouco eficiente. Dessa forma, nesse trabalho procura-se atender esse conceito de *handover* de tecnologias, de modo que o modelo de antena mais específico passa a ser o de antenas de ondas vazadas (*Leaky-wave Antennas*). Tal classe de antenas (como será mais bem apresentado no Capítulo 2) possui como uma das características principais o diagrama de irradiação reconfigurável com a frequência, ou seja, em cada frequência de operação irradia-se para uma direção específica do espaço tridimensional.

1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo foram apresentadas a introdução e contextualização sobre a importância do tema escolhido para esse trabalho de conclusão de curso. A partir destes conceitos será possível realizar o referencial teórico da antena proposta neste trabalho.

CAPÍTULO 2

REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo é apresentado o referencial teórico deste trabalho de conclusão de curso. Dessa forma, são abordados os conceitos de antenas de microfita retangulares, antenas impressas banda larga e antenas de ondas vazadas.

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O objetivo principal desse trabalho é o projeto numérico de antena de ondas vazadas periódica capaz de realizar o *handover* entre as tecnologias de 4G e 5G. Para tal, o projeto se divide em três partes: desenvolvimento de uma antena de microfita retangular, desenvolvimento de uma antena impressa faixa larga (antena de microfita retangular modificada) e desenvolvimento da antena de ondas vazadas (a partir de um arranjo linear de antenas impressas faixa larga). Por esse motivo, é apresentado os conceitos teóricos na sequência de desenvolvimento do trabalho.

2.2 ANTENAS DE MICROFITA RETANGULARES

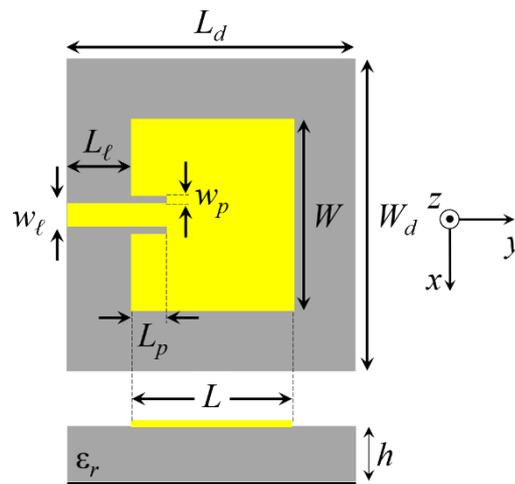
As antenas de microfita (*Microstrip Antennas*) foram apresentadas pela primeira vez na década de 1950, se tornaram solução potencial para aplicações aeronáuticas na década de 1970 e atualmente são amplamente utilizadas em dispositivos que tem como premissa serem compactos e de baixo custo (24).

Existem diversas configurações para a antena de microfita, sendo o modelo mais simples aquele cujo elemento irradiador é retangular. O modelo retangular pode ser alimentado de ao menos quatro formas (25): linha de transmissão impressa, sonda coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade.

Devido a simplicidade e por deixar a estrutura mais compacta, esse trabalho teve como estrutura base para o projeto a antena de microfita retangular alimentada por linha de transmissão impressa (como ilustrado na Figura 2.1, onde em amarelo se tem o elemento ressonador conectado à linha de microfita, em preto o plano de terra e em cinza o laminado dielétrico). Assim, o dimensionamento dessa antena é feito a partir de oito variáveis:

comprimento e largura do elemento ressonador (L e W), comprimento e largura do dielétrico (L_d e W_d), comprimento e largura dos cortes casadores de impedância no elemento irradiador (L_p e w_p) e comprimento e largura da linha de alimentação (L_ℓ e w_ℓ). O cálculo dessas variáveis tem como parâmetros de entrada a frequência central de operação (f_o), a permissividade relativa (ϵ_r) e a altura do laminado dielétrico (h) em que a antena é construída.

Figura 2.1 - Antena de microfita retangular.



Fonte: O autor.

O equacionamento das antenas de microfita retangulares pode ser determinado a partir de dois métodos de aproximação (25): da linha de transmissão impressa (que modela a antena como uma linha de microfita que irradia nas extremidades) e da cavidade ressonante (que modela a antena como uma cavidade ressonante retangular delimitada pelas dimensões do ressonador). Assim, é apresentado a formulação de cada variável de projeto a partir desses dois métodos, destacando qual o utilizado em cada momento.

2.2.1 LARGURA DO ELEMENTO IRRADIADOR

Admitindo que a antena de microfita retangular seja uma cavidade ressonante (delimitada pelas dimensões do ressonador) é possível encontrar a distribuição de modos dentro do dielétrico que levará as frequências em que a antena irá ressoar. Da solução da equação de onda é observado o comportamento da distribuição modal que leva a uma onda transversal magnética (TM_{mnp} , onde m , n e p são coeficientes ligados ao modo de operação) (25). Para o modo fundamental de operação (TM_{010}), em um projeto que vise bom comportamento controlado de diretividade e impedância de entrada da antena (24), a largura do ressonador é

dependente da frequência de ressonância desejada e da média entre a permissividade dielétrica do material e do ar (25):

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2f_0 \sqrt{\left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)}} \quad (2.1)$$

2.2.2 COMPRIMENTO DO ELEMENTO IRRADIADOR

O comprimento do elemento ressonador é obtido a partir da aproximação inicial da antena para uma cavidade ressoante retangular e posteriormente uma correção na equação a partir do método da linha de transmissão, de modo que se obtêm (25):

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{ef}}} - 2\Delta L \quad (2.2)$$

Nota-se que o comprimento L é dependente de uma permissividade elétrica efetiva (ϵ_{ef}) e de um fator de correção ($2\Delta L$). Como a largura do ressonador, nesse caso W , é finita, não se obtém uma distribuição uniforme de cargas, pois ocorre repulsão entre cargas de mesmo sinal, o que gera um acúmulo nas bordas do ressonador. Então, no viajar da onda eletromagnética na estrutura, uma parcela caminha pelo ar e outra no dielétrico, cada uma com velocidade de fase diferente. Esse fato leva ao efeito conhecido como franjamento dos campos nas bordas do ressonador. O franjamento faz com que para o projeto correto da variável L seja necessária calcular ϵ_{ef} , de acordo com (25):

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (2.3)$$

e $2\Delta L$, calculado como (25):

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

2.2.3 COMPRIMENTO E LARGURA DO DIELÉTRICO

Para o comprimento (L_d) e a largura (W_d) do dielétrico não há uma formulação específica. Entretanto, principalmente em se tratando do projeto da antena de microfita

retangular modificada (que leva ao projeto da antena de impressa faixa larga) essas variáveis são de extrema importância. Por isso, toma-se como referência os valores estudados e definidos em (23) como sendo $L_d \cong L_\ell + L + 0,25L$ e $W_d \cong 1,5W$.

2.2.4 COMPRIMENTO DOS CORTES CASADORES DE IMPEDÂNCIA NO ELEMENTO IRRADIADOR

A partir da análise pelo método da linha de transmissão, observa-se que antena de microlinha retangular possui duas regiões de irradiação (uma na entrada e outra na saída do ressonador). Essas regiões são vistas como aberturas retangulares irradiantes, de modo que a antena se comporta como um arranjo de duas antenas de abertura retangulares (com largura W e altura h) (25). Assim, pode-se determinar a impedância de entrada da antena fazendo analogia a associação dessas aberturas, chegando à impedância de entrada dessas antenas (Z_{en}) descrita como:

$$Z_{en} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (2.5)$$

onde G_1 é a condutância apresentada pela abertura na entrada da antena e G_{12} é a condutância mútua entre as duas aberturas.

A condutância de entrada é diretamente proporcional a largura do ressonador, de modo que:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2 \right], \quad (2.6)$$

onde, λ_0 e k_0 são, respectivamente, o comprimento de onda e número de onda (nesse caso, também conhecido como fator de fase) no vácuo.

A condutância mútua é definida em termos dos campos distantes, realizando a integral ao longo da superfície de uma esfera que envolve a irradiação da antena (região onde ocorre a irradiação e pode levar uma fenda a acoplar na outra) e pode ser calculada de acordo com:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta, \quad (2.7)$$

onde θ é o ângulo de elevação em coordenadas polares (medido de z para y conforme a Figura 2.1) e J_0 é a função de Bessel de primeira espécie de ordem zero.

Resolvendo as equações (2.5, 2.6 e 2.7) que levam a Z_{en} , observa-se que para a frequência de ressonância f_0 tem-se o valor da impedância de entrada puramente real, porém, com valores típicos superiores à uma centena de Ohms (24). Como a impedância de referência ou de ajuste dos equipamentos de telecomunicações, operando na faixa de radiofrequência e micro-ondas, possuem impedância característica que na maioria dos casos é 50Ω , é necessário a utilização de alguma técnica para realizar o casamento de impedância. Segundo o trabalho de K. R. Carver, J. W. Mink (26) é possível fazer uma aproximação da variação da impedância ao longo do elemento ressonador da antena de microfita retangular com o quadrado do campo elétrico ao longo do laminado dielétrico. Assim, para o modo TM_{010} (fundamental), pode-se escrever a expressão de Z_{en} conforme (25):

$$Z_{en}(L_p) \cong Z_{en} \cos^2\left(\frac{\pi L_p}{L}\right) = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2\left(\frac{\pi L_p}{L}\right), \quad (2.8)$$

onde L_p representa um deslocamento ao longo de L partindo do início do elemento ressonador. Como o valor do campo varia de forma cossenoidal, a impedância que inicialmente é reduzida ao se deslocar o ponto de alimentação no sentido do centro da plaqueta (onde teoricamente assume o valor zero) e volta a crescer até assumir o valor inicial ao final do ressonador. Então, é possível encontrar um valor de L_p que produzirá casamento de impedâncias com a linha de alimentação que tipicamente terá impedância de 50Ω .

2.2.5 LARGURA DOS CORTES CASADORES DE IMPEDÂNCIA NO ELEMENTO IRRADIADOR

A largura dos cortes no elemento (w_p) irradiador leva ao surgimento de um efeito capacitivo que influencia no valor da impedância da antena. Ou seja, dependendo de w_p a impedância em f_0 que deveria ser puramente real passa a apresentar uma parte reativa. Entretanto, estudos demonstraram que o efeito capacitivo pode ser minimizado se w_p apresentar a seguinte relação com a largura da linha de alimentação (27):

$$w_p \cong \frac{w_\ell}{5} \quad (2.9)$$

2.2.6 LARGURA DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO

Existem algumas expressões que podem ser utilizadas para determinar a impedância característica de uma linha de transmissão impressa (Z_o). Basicamente, em todos os casos tem-se a relação do valor da largura da linha (w_ℓ) com a espessura do laminado (h). Uma forma muito difundida na literatura para encontrar Z_o é definida por (25):

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}} \ln \left(8 \frac{h}{w_\ell} + 0,25 \frac{w_\ell}{h} \right) \quad \text{(a) } w_\ell/h \leq 1$$

$$Z_o = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{w_\ell}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_\ell}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \text{(b) } w_\ell/h > 1$$
(2.10)

2.2.7 COMPRIMENTO DA LINHA DE ALIMENTAÇÃO

Para o comprimento da linha de alimentação (L_ℓ) não há uma formulação específica. Entretanto, como observado em (23) o valor de L_ℓ apresenta influência direta no projeto da antena impressa banda larga (etapa intermediária desse trabalho), sendo o valor de $L_\ell \cong 0,55L$ indicado como uma situação ideal.

2.3 ANTENAS IMPRESSAS FAIXA LARGA

As antenas de microfita (seja qual for a configuração) apresentam largura de faixa estreita como uma característica peculiar que pode ser um limitante para sua utilização em diversas aplicações. O valor da banda de operação percentual (B_w) em relação à frequência central de operação f_o , depende da forma como a antena é alimentada, entretanto, é sempre inferior a 5% de f_o (25). O principal motivo para essa característica é o fato dessas antenas apresentarem elevado valor de fator de mérito (Q). Da análise das cavidades ressonantes (das quais a antena de microfita retangular pode ser aproximada), tem-se que o fator de mérito é dado por (24):

$$Q = \frac{\omega U a_{m\acute{a}x}}{P_{dis}}, \quad (2.11)$$

onde ω é a frequência angular na frequência de ressonância, $U a_{m\acute{a}x}$ é a energia de pico armazenada (tendo em vista da antena ser representada por uma cavidade) e P_{dis} é a potência dissipada na cavidade (no caso da antena de microfita delimitada pelas dimensões do elemento ressonador).

A largura de banda percentual de qualquer circuito ou dispositivo operando em radiofrequência ou micro-ondas é inversamente proporcional ao fator de mérito, de acordo com (25):

$$Bw(\%) = \frac{VSWR_{m\acute{a}x} - 1}{Q\sqrt{VSWR_{m\acute{a}x}}}, \quad (2.12)$$

onde $VSWR_{m\acute{a}x}$ indica o coeficiente de onda estacionária máximo aceitável para definir a banda do dispositivo (valor que leva ao casamento de impedâncias mínimo aceitável).

Por definição, o coeficiente de onda estacionária tem relação com o coeficiente de reflexão (Γ) (24):

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.13)$$

Por sua vez, o coeficiente de reflexão está ligado à diferença entre as impedâncias de entrada do dispositivo (no caso a antena de microfita) e linha de alimentação conforme (24):

$$\Gamma = \frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \Rightarrow \Gamma_{dB} \text{ (dB)} = 20 \log \left(\frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right) \quad (2.14)$$

O módulo ao quadrado do coeficiente de reflexão indica o percentual de potência refletida na junção entre a linha de alimentação e a antena. Na prática é comum considerar a banda de uma antena ($B_W = f_{m\acute{a}x} - f_{min}$) em termos de casamento de impedância limitada entre as frequências em que $|\Gamma|_{dB} \leq -10\text{dB}$ (em escala linear $\Gamma = 0,1$ para a relação entre potência incidente e refletida e $\Gamma \cong 0,316$ para a relação entre tensão incidente e refletida). Isso garante que ao menos 90% da potência disponível pelo gerador é entregue a antena, podendo então ser convertida em onda eletromagnética. Para $\Gamma \cong 0,316$, obtêm-se $VSWR_{m\acute{a}x} \cong 1,92$ (uma vez que o coeficiente de onda estacionária é geralmente quantificado por relações de tensões), dessa forma, pode-se reescrever a Equação 2.12 como:

$$Bw(\%) \cong \frac{0,667}{Q} \quad (2.15)$$

Como apresentado na Equação 2.11, o fator de mérito é inversamente proporcional à potência dissipada (nessa análise em particular, na antena de microfita). Entretanto, a potência dissipada não necessariamente trata-se de energia perdida, por exemplo, na forma de calor (efeito *Joule*). Na realidade, representa a energia que não é armazenada na estrutura, deste modo pode ser dividida em perdas por ondas de superfície, as perdas nos condutores, as perdas no

dielétrico e as perdas por irradiação (25). Então, o fator de mérito total da antena pode ser analisado com a composição de cada um desses efeitos e expresso da seguinte forma:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{sur}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{rad}}, \quad (2.16)$$

onde: Q_{sur} representa o fator de mérito devido as perdas por ondas de superfície, Q_c o fator de mérito em relação as perdas nos condutores, Q_d o fator de mérito devido as perdas no dielétrico e Q_{rad} as perdas por irradiação (potência que efetivamente foi irradiada). As três primeiras parcelas estão ligadas a dissipação de energia e, por esse motivo, não é interessante trabalhar diretamente nelas. Assim, para reduzir o valor total de Q , levando ao aumento na banda da antena, trabalha-se em Q_{rad} .

O fator de mérito devido a irradiação é inversamente proporcional à espessura do laminado dielétrico, h , e à condutância de entrada, G_1 , e diretamente proporcional à constante dielétrica efetiva, ε_{ef} , à frequência, f_o , e a um fator expresso pela razão da potência contida na área e no perímetro de uma esfera que envolve a irradiação da antena, K , descrito como (25):

$$Q_{rad} = \frac{4\pi f_o \varepsilon_{ef} K}{h G_1}, \quad (2.17)$$

onde para o modo TM_{010} tem-se $K = L/4$.

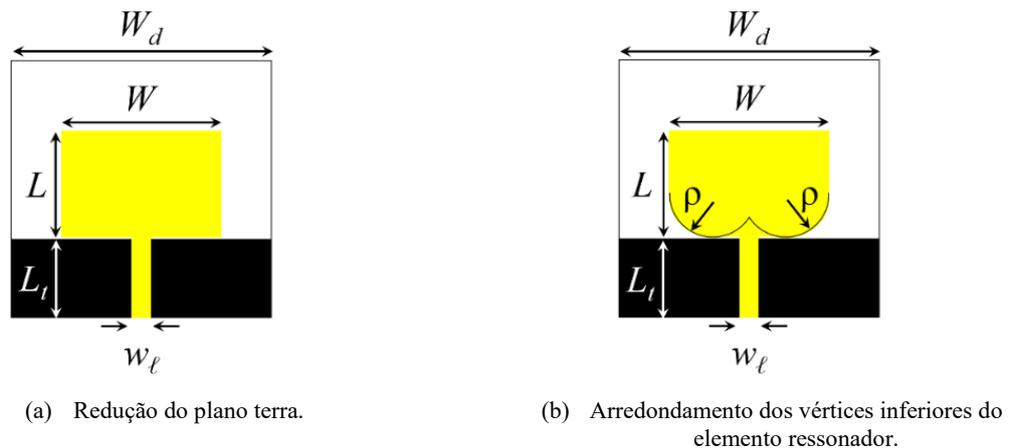
Para reduzir Q_{rad} e, conseqüentemente Q , pode-se aumentar a condutância de entrada (conforme a equação (2.6)) e a espessura do dielétrico ou reduzir a permissividade dielétrica efetiva. Entretanto, essas duas primeiras soluções são pouco atrativas pois aumentariam as dimensões da antena, o que pode ser limitante em algumas aplicações (27). Assim, a forma mais aconselhável é reduzir o valor de ε_{ef} .

Uma das maneiras mais simples e eficientes de se obter esse efeito está relacionada com redução ou truncamento do plano de terra da antena (ver na Figura 2.2(a)) (23). Devido a simplicidade, essa estratégia será utilizada nesse trabalho para o alargamento da banda da antena de microfita retangular operando no modo fundamental. Entretanto, é importante destacar que além de modificar as dimensões do plano terra, superfície condutora que reflete as ondas a partir do elemento ressonador, deve-se retirar os cortes no elemento ressonador, uma vez que eles trabalham como casadores faixa estreita. Dessa forma, o plano terra permanece com a largura igual à do dielétrico, W_d , e o comprimento assume o valor L_t . Conforme apresentado em (23) o valor ideal para o comprimento do plano terra é $L_t = L_c$, entretanto, essa variável será estudada com maiores detalhes no Capítulo 3.

Como apresentado em (23) o truncamento do plano de terra reduz o fator de mérito melhorando significativamente o comportamento da resposta de frequência da impedância de entrada da antena (a parte real tende a ficar mais plana e a imaginária se aproximar de zero para uma faixa maior de frequências). Entretanto, entre a linha de alimentação e o elemento ressonador ainda existe uma transição abrupta, a qual resulta em um coeficiente de reflexão muito próximo ou até superior a menos -10dB (que caracteriza a faixa de operação da antena).

Então, para contornar esse problema, tem-se como estratégia arredondar os vértices inferiores do elemento ressonador a partir de uma variável definida como ρ (ver na Figura 2.2(b)). Essa modificação leva a coeficientes de reflexão com resultados praticamente inferiores à -10dB em toda a faixa de passagem que, por sua vez, tem um aumento que pode chegar na ordem de 100 vezes em relação a antena original. O valor de ρ em função das características do projeto, entretanto de acordo com (23) pode-se parametrizar seu valor em estudo em função da largura W .

Figura 2.2 - Modificações na antena de microfita retangular.

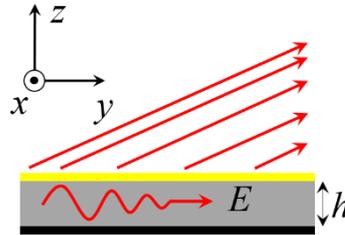


Fonte: O autor.

2.4 ANTENAS DE ONDAS VAZADAS PERIÓDICAS

Antenas de ondas vazadas podem ser compreendidas como irradiadores em que a onda eletromagnética, que se propaga ao longo de sua estrutura, não é completamente confinada, sendo gradativamente irradiada para o meio externo (conforme ilustrado na Figura 2.3) (28). Assim, tem-se uma antena de onda caminhante que a onda que é guiada (por exemplo em substrato dielétrico) tende a ter sua amplitude reduzida, uma vez que sua energia “escapa” para o meio externo.

Figura 2.3 - Princípio de irradiação de uma antena de ondas vazadas.



Fonte: O autor.

Fisicamente, as antenas de ondas vazadas permitem a irradiação de uma onda “rápida” em que o fator de fase dentro do guia de ondas (β) é menor que o número de onda do meio externo (k_0), ou seja, $\beta < k_0$. Para isso, o campo elétrico $E(y,z)$ na abertura irradiante da antena (em $z = h$), é dado por ser escrito como (28):

$$E(y, h) = E_0 e^{-\gamma_y y}, \quad (2.18)$$

onde γ_y é a constante de propagação para a onda que viaja na estrutura da antena expressa por:

$$\gamma_y = \alpha_y + j\beta_y, \quad (2.19)$$

onde β_y e α_y são, respectivamente, o fator de fase e constante de atenuação na direção de propagação dentro do guia que transporta a onda. β_y e α_y podem ser definidos (24):

$$\alpha_y = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} - 1 \right\}} \quad (a)$$

(2.20)

$$\beta_y = \omega \sqrt{\frac{\mu\epsilon}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2} + 1 \right\}} \quad (b)$$

em que ω é a frequência angular ($2\pi f_0$), ϵ , μ e σ são, respectivamente, a permissividade dielétrica, a permeabilidade magnética e σ a condutividade do material que guia a onda.

O campo irradiado (já no meio ilimitado), acima da fenda irradiante (já no meio ilimitado tem-se $z > h$), é definido como (28):

$$E(y, z) = E_0 e^{-\gamma_y y} e^{-\gamma_z z}, \quad (2.21)$$

onde γ_z é a constante de propagação na direção z que pode ser escrito de acordo com:

$$\gamma_z = \alpha_z + j\beta_z \quad (2.22)$$

Combinando as equações (2.19), (2.21) e (2.22), chegam-se os fatores de atenuação (α) e fase (β) totais da onda irradiada como:

$$\alpha = \alpha_y \hat{y} + \alpha_z \hat{z} \quad (a)$$

$$\beta = \beta_y \hat{y} + \beta_z \hat{z} \quad (b)$$
(2.23)

Então, pode-se relacionar as constantes de propagação na direção y e z e o número de onda (que é expresso por $k_o = 2\pi/\lambda$, em que λ o comprimento de onda na frequência de operação da antena) da forma expressa em (28):

$$k_o^2 = \gamma_y^2 + \gamma_z^2 \quad (2.24)$$

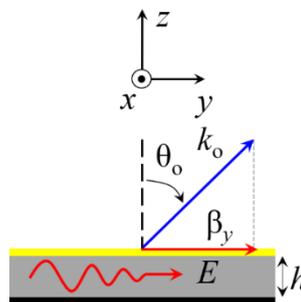
Admitindo que a constante de atenuação seja muito pequena (podendo ser desprezível quando a condutividade do material que guia a onda tende a zero), pode-se reescrever a equação 2.24 com:

$$k_o^2 = \beta_x^2 + \beta_z^2 \quad (2.25)$$

Então, conforme ilustrado na Figura 2.4, pode-se escrever a direção onde ocorre a máxima irradiação (ponto de máximo do diagrama de irradiação) conforme:

$$\sin(\theta_o) = \frac{\beta_x}{k_o} \quad (2.26)$$

Figura 2.4 - Orientação da irradiação em uma antena de ondas vazadas.



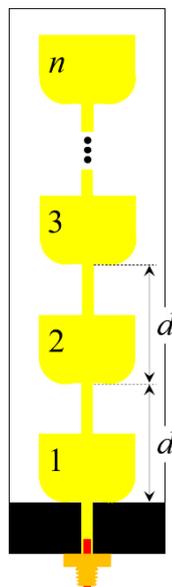
Fonte: O autor.

Analisando a equação (2.26), sabendo que β_y e k_o variam de forma distinta com a frequência, tem-se que a direção de máximo do diagrama de irradiação varia espacialmente em função da frequência dentro da banda de operação da antena. Assim, a antena de ondas vazadas apresenta um comportamento no qual a cada ponto do espectro, é possível irradiar para uma diferente direção do espaço.

2.5 ANTENAS DE ONDAS VAZADAS FORMADAS A PARTIR DE ANTENAS IMPRESSAS FAIXA LARGA

Existem diversas topologias para se projetar uma antena de ondas vazadas. Entretanto, uma proposta bem simples e eficiente é obtida a partir de uma rede de antenas em serie de antenas impressas faixa larga com n elementos (23). Com isso, tem-se a estrutura apresentada na Figura 2.5, em que se deve determinar a distância entre o início de cada elemento d . Em uma rede linear, para a irradiação ocorrer no plano transversal ao eixo da rede deve-se ter os elementos excitados em fase (24). Isso é obtido se as correntes que chegam em cada elemento tiverem defasagem múltiplas de 2π radianos (ou 360°). Isso ocorre quando a distância dos elementos é de dois comprimentos de onda guiados no material da antena. Então, sabendo que a formulação de antenas de microfita retangulares tem-se L aproximadamente à meio comprimento de onda guiado, define-se $d = 2L$.

Figura 2.5 - Representação da antena de ondas vazadas para cobertura de 4G e 5G.



O objetivo desse trabalho é projetar uma antena que tenha largura de faixa suficiente para atender 4G e 5G com diagrama de irradiação apontando para locais diferentes em cada tecnologia (*handover* entre essas tecnologias). Dessa forma, a antena apresenta na Figura 2.5 é a solução potencial escolhida para esse trabalho.

2.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo foram apresentados os conceitos básicos sobre antenas de microfita retangulares, antenas impressas banda larga e antenas de ondas vazadas. A partir dessas informações teóricas tem-se a bagagem necessária para projetar e analisar a antena proposta neste trabalho de conclusão de curso.

CAPÍTULO 3

MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados a metodologia e os recursos que serão utilizados neste projeto.

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A partir dos conceitos apresentados, 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

A partir dos estudos apresentados nesse trabalho validou-se os conceitos teóricos a partir de simulações numéricas. Para isso, um conjunto de estudos no simulador foi realizado tendo com métricas de desempenho o casamento de impedâncias (dado pelo estudo do coeficiente de reflexão) e a irradiação (dada pelo estudo principalmente de ganho). Com esses parâmetros esperou-se ter as respostas que validem as ideias propostas.

Para melhor entendimento das análises, a metodologia de desenvolvimento é subdividida em:

- i) Estudo de conceitos das antenas de microfita retangular, antena impressa faixa larga e antenas de ondas vazadas periódicas.
- ii) Projeto e análise da antena de microfita retangular, analisando o comportamento de:
 - (1) Impedância de entrada;
 - (2) Coeficiente de reflexão;
 - (3) Diagramas de irradiação.
- iii) Projeto e análise da antena impressa faixa larga, analisando o comportamento de:
 - (1) Densidade superficial de corrente;
 - (2) Impedância de entrada;
 - (3) Coeficiente de reflexão;
 - (4) Diagramas de irradiação.

- iv) Projeto e análise da antena de ondas vazadas, analisando o comportamento de:
 - (1) Coeficiente de reflexão;
 - (2) Diagramas de irradiação.
- v) Documentação do projeto.

Seguindo a estrutura apresentada no artigo (23), as etapas de desenvolvimento consistiram no projeto da antena de microfita retangular, da antena impressa faixa larga e da antena de ondas vazadas periódicas. É importante destacar que cada etapa de projeto visou atender principalmente a faixa de frequência de operação esperada.

3.3 RECURSOS NECESSÁRIOS

O projeto da antena de ondas vazadas capaz de prover *handover* entre as tecnologias 4G e 5G foi executado em ambiente de simulação numérica no programa *Ansys Electronics Desktop*. Para isso, será empregado o módulo de simulação HFSS (*High Frequency Structure Simulator*), com análises baseadas no método de elementos finitos (FEM) para otimizar o modelo e levantar os resultados. Para tal, utilizou-se a versão estudante do simulador (29). Entretanto, é importante destacar que essa versão gratuita para estudantes tem limite de contagem de elementos de malha em 64.000 elementos para volume 3D. Dessa forma, entre outras coisas, tem-se limitação de dimensões das geometrias, que impactou principalmente no valor n dos elementos da antena de ondas vazadas proposta.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo apresentou-se de modo resumido a metodologia e os recursos necessários para o desenvolvimento desse trabalho de conclusão de curso. Assim, a partir dessas informações tem-se um escopo de como o desenvolvimento desse trabalho (apresentado em maiores detalhes no Capítulo 4) se deu.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados os resultados desse trabalho de conclusão de curso, além de descrever discussões a respeito de seu desenvolvimento.

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A partir dos conceitos apresentados no Capítulo 2, com a metodologia de desenvolvimento descrita no Capítulo 3, realizou-se a construção de modelos numéricos, simulações e ajustes para melhor funcionamento das antenas propostas. Dessa forma, esse Capítulo será dividido a partir do desenvolvimento de cada antena proposta, apresentando seus respectivos resultados.

4.2 DESENVOLVIMENTO DA ANTENA DE MICROFITA RETANGULAR

O ponto de partida para o desenvolvimento do projeto da antena de ondas vazadas capaz de prover *handover* entre as tecnologias 4G e 5G é o projeto de uma antena de microfita retangular, em que se teve como base o estudo apresentado em (23).

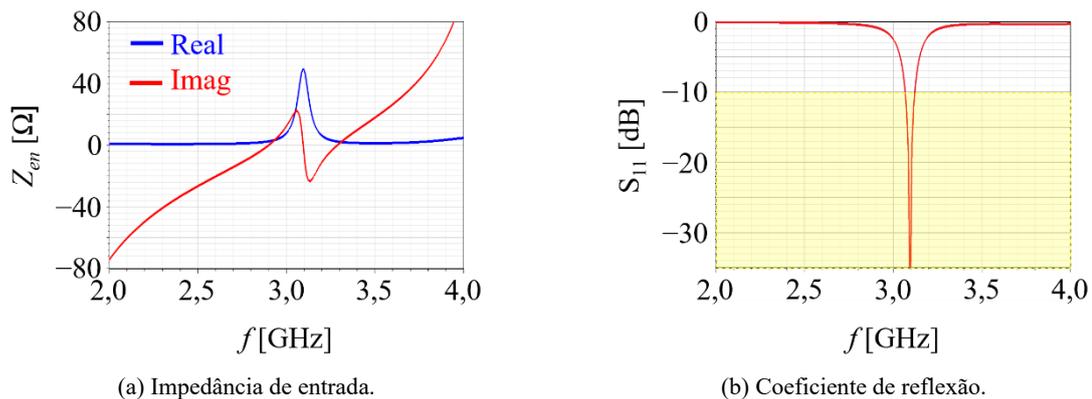
Então, seguindo a disposição de variáveis apresentada na Figura 1.1, sabendo que a frequência de ressonância é inversamente proporcional o comprimento do elemento ressonador, optou-se por parametrizar as dimensões da antena em função do valor de L .

Dessa forma, ao utilizar a proporcionalidade da antena apresentada em (23), pode-se escrever $W \cong 1,218L$, $L_\ell \cong 0,55L$, $W_\ell \cong 0,1L$, $L_d \cong L_\ell + L + 0,25L \cong 1,8L$, $W_d \cong 1,5W \cong 1,827L$, $L_p \cong 0,35L$ e $W_p \cong 0,2W_\ell \cong 0,02L$. Com isso, o próximo passo foi calcular essas dimensões (todas a partir do valor encontrado para L) utilizando para o substrato dielétrico Rogers 5880 com $\epsilon_r = 2,2$ e $h = 1,575$ mm (30), onde o valor h é limitado devido a características comerciais, sendo que para essa faixa de frequência seria o valor mais indicado. Para tal, definiu-se a frequência de projeto como sendo 3,125 GHz. Isso se dá pelo fato, apresentado em (23), que alargamento da banda pela técnica proposta ocorre mais intensamente para frequências menores do que a de projeto do que para as maiores. Assim, para cobrir a banda estipulada, de 2,17 GHz

a 3,8 GHz, com base no artigo de referência, definiu-se $f_0 = 3,125$ GHz, obtendo $L \cong 31$ mm, $W \cong 37,76$ mm, $L_\ell \cong 17,05$ mm, $W_\ell \cong 3,1$ mm, $L_d \cong 55,8$ mm, $W_d \cong 56,64$ mm, $L_p \cong 10,85$ mm e $W_p \cong 0,62$ mm. Então, construiu-se um modelo numérico no simulador *Ansys Electronics Desktop* e analisou-se os resultados conforme as Figuras 4.1 e 4.2.

Na Figura 4.1(a) tem-se a resposta em frequência da impedância de entrada da antena de microfita retangular, em que se observa o comportamento típico dessa classe de antenas. Nota-se o comportamento de ressonância na frequência 3,125 GHz, em que a parte imaginária (curva vermelha) assume o valor de 0Ω e a parte real (na curva em azul) apresenta o valor bem próximo a 50Ω . Tal comportamento leva ao coeficiente de reflexão, na Figura 4.1(b), em que em 3,125 GHz tem um valor de aproximadamente -35 dB, e banda (caracterizada pelas frequências cujo $S_{11} \leq -10$ dB) é $BW \cong 1,78\%$ (3,07GHz à 3,12GHz). Tal valor está dentro dos resultados típicos para esse tipo de antena alimentada por linha de microfita (25).

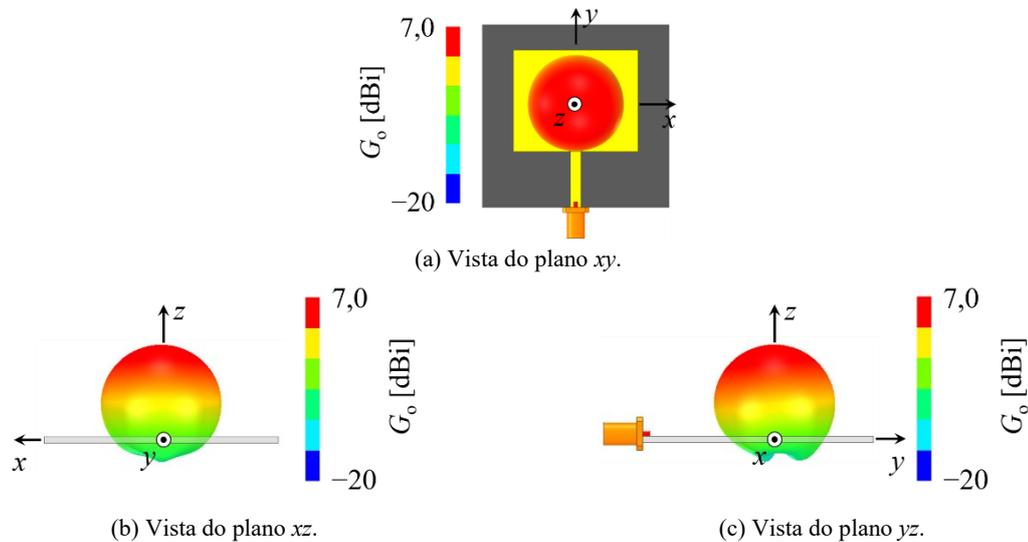
Figura 4.1 - Resposta em frequência dos parâmetros de impedância.



Fonte: O autor.

Na Figura 4.2 tem-se o comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antena de microfita retangular, em que se observa também o comportamento típico dessa classe de antenas. Nota-se que a direção de máxima irradiação ocorre de modo transversal ao elemento irradiador, caracterizando uma antena direcional com ganho de 7 dBi. Tal valor também está dentro dos resultados típicos para esse tipo de antena (25).

Figura 4.2 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antena de microfita retangular na frequência de 3,125GHz.



4.3 DESENVOLVIMENTO DA ANTENA IMPRESSA FAIXA LARGA

Após validar o projeto da antena de microfita retangular, a segunda etapa do desenvolvimento do projeto da antena de ondas vazadas capaz de prover *handover* entre as tecnologias 4G e 5G é o projeto de uma antena impressa faixa larga, em que também se teve como base o estudo apresentado em (23). Essa etapa consiste, basicamente, em dois estudos: a retirada dos cortes casadores de impedância e redução do plano terra e o arredondamento dos vértices inferiores do elemento ressonador.

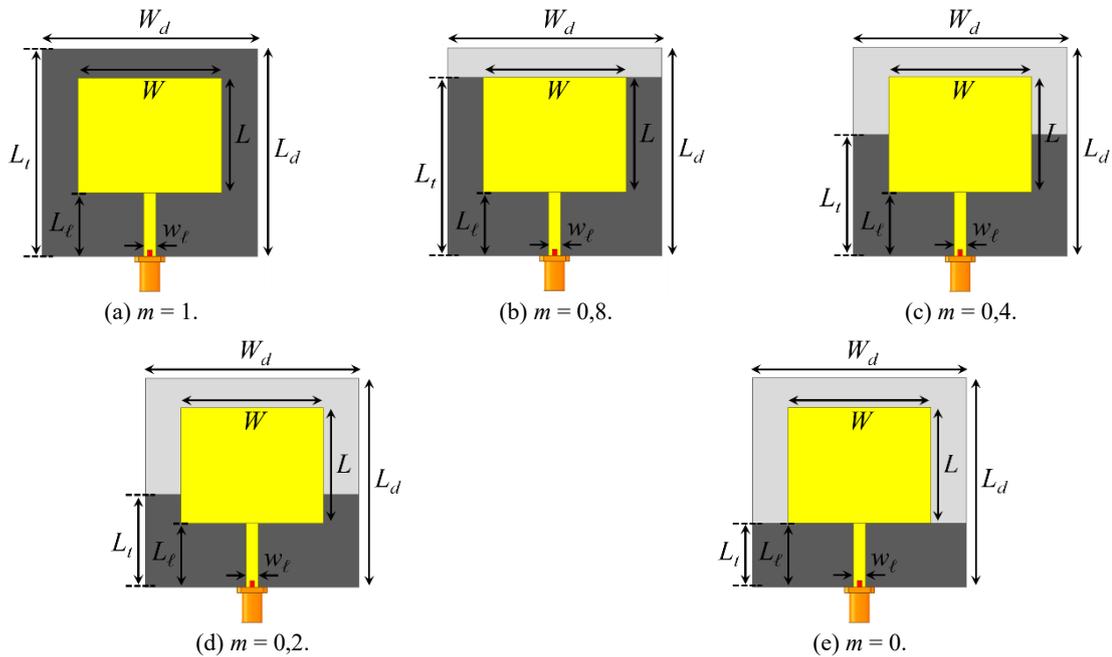
4.3.1 ESTUDO DA REDUÇÃO DO COMPRIMENTO DO PLANO TERRA

Para o estudo da redução, como apresentado no Capítulo 2, primeiramente deve-se retirar os cortes casadores de impedância. Em seguida, definiu-se a seguinte lei de formação para o comprimento do plano terra:

$$L_t = L_\ell + m(L_d - L_\ell), \quad (4.1)$$

onde m é uma constante multiplicativa a partir da qual é estudado o tamanho do plano terra. Conforme a Figura 4.3, se $m = 1$ o plano terra fica sob toda a antena, caso $m = 0$ o plano terra fica sob apenas a linha de alimentação (o ressonador fica todo sem o plano terra) e caso $0 < m < 1$ tem-se o plano terra cobrindo partes distintas do ressonador.

Figura 4.3 - Redução do plano terra da antena de microfita retangular.

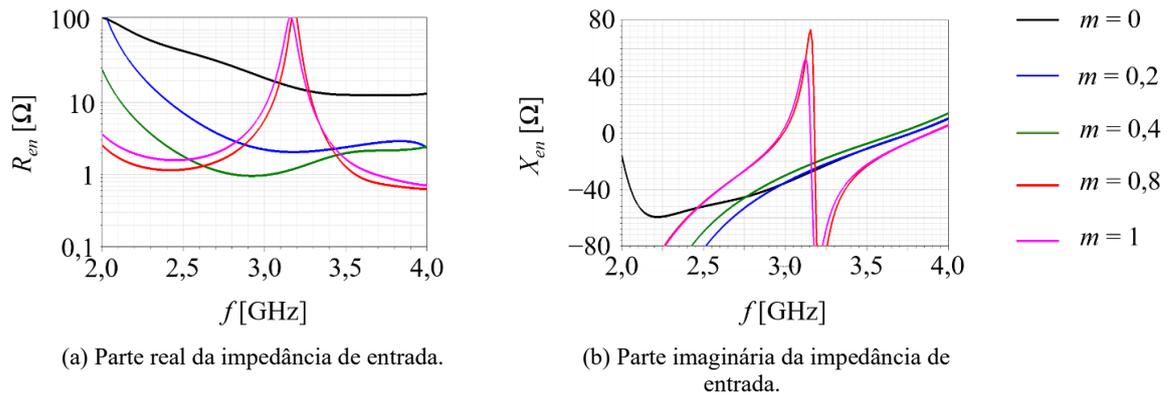


Fonte: O autor.

Observa-se na Figura 4.4 que apenas ao retirar os cortes casadores de impedância ($m = 0$ na curva em preto), como já esperado, a antena continua a ressoar próximo a 3,125 GHz, entretanto, a parte real assume valor maior que 100Ω nessa frequência. Ao reduzir o plano terra de modo que esse elemento ainda fique sob todo o ressonador ($m = 0,8$), pouco muda na resposta da impedância de entrada da antena, exceto por um leve deslocamento em frequência. Ao reduzir o plano terra de modo que esse elemento fique apenas sob a metade do ressonador ($m = 0,4$), nota-se que parte imaginária da impedância não tem uma transição tão abrupta no entorno da frequência de ressonância quanto anteriormente ($m = 0,8$ e $m = 1$). Isso ocorre devido a redução do fator de mérito, como previsto na teoria do Capítulo 2. Nesse caso, a parte real varia ao longo da frequência, entretanto, com valores bem mais baixos que 50Ω na maior parte da faixa estudada. Ao reduzir o plano terra de modo que esse elemento fique apenas sob um quarto do ressonador ($m = 0,2$), nota-se que parte imaginária da impedância também não tem uma transição tão abrupta no entorno da frequência de ressonância quanto para $m = 0,8$ e $m = 1$, tendo um comportamento bem similar ao observado em $m = 0,4$. Nesse caso, a parte real varia ao longo da frequência, valores mais baixos que 50Ω na maior parte da faixa estudada, entanto com uma menor distância para 50Ω do que o observado em $m = 0,4$. Ao reduzir o plano terra de modo que esse elemento fique apenas sob a linha de alimentação ($m = 0$), nota-se que parte imaginária da impedância também não tem uma transição tão abrupta no entorno da frequência

de ressonância quanto para $m = 0,8$ e $m = 1$, e está mais próxima de zero (em toda a faixa estudada) para $m = 0,2$ e $m = 0,4$. Nesse caso, a parte real varia ao longo da frequência, com valores bem mais próximos que 50Ω do que o observado em $m = 0,2$ e $m = 0,4$. Assim, conclui-se que esse é o tamanho ideal para o plano terra, afinal, reduzindo mais a linha de alimentação (que é uma linha de microfita e necessita de terra) começaria a ficar sem o plano terra.

Figura 4.4 - Comportamento da impedância de entrada da antena com a redução do comprimento do plano terra.



Fonte: O autor.

Tendo validado o comportamento da impedância de entrada da antena, pode-se analisar o coeficiente de reflexão com o objetivo de quantificar a banda de operação. Entretanto, conforme a Figura 4.5, observa-se que mesmo no melhor caso (quando $m = 0$) a antena não apresenta frequência em que $S_{11} \leq -10\text{dB}$. Todavia, nota-se que $m = 0$ tem um comportamento (que possui um certa planicidade) próximo à $S_{11} = -10\text{dB}$. O fato de a antena não estar apresentando banda se justifica devido a transição abrupta entre as larguras da linha de alimentação e do ressonador, sendo necessário aplicar a técnica do arredondamento dos vértices na borda inferior do ressonador para contornar o problema.

Antes de dar continuidade aos estudos, na Figura 4.6 tem-se o comportamento do diagrama de irradiação da antena com o plano de terra truncado (com $m = 0$). Observa-se que ao retirar o plano terra sob o ressonador a antena, que apresenta irradiação direcional, agora para a irradiar de modo quase onidirecional no plano xz . Tal comportamento é muito similar à um dipolo de meia onda, fato no qual justifica-se o valor do ganho na ordem de 2 dBi.

Figura 4.5 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antenna com a redução do comprimento do plano terra.

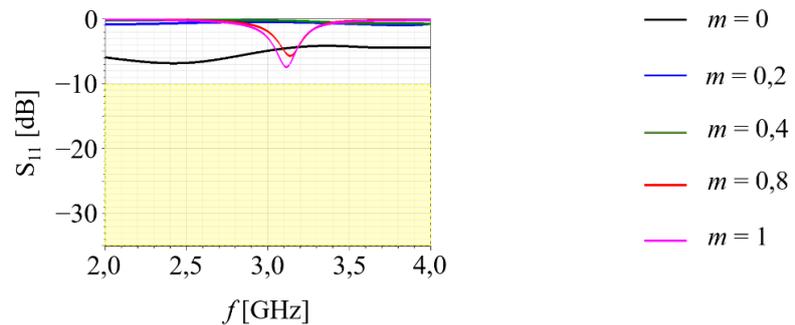
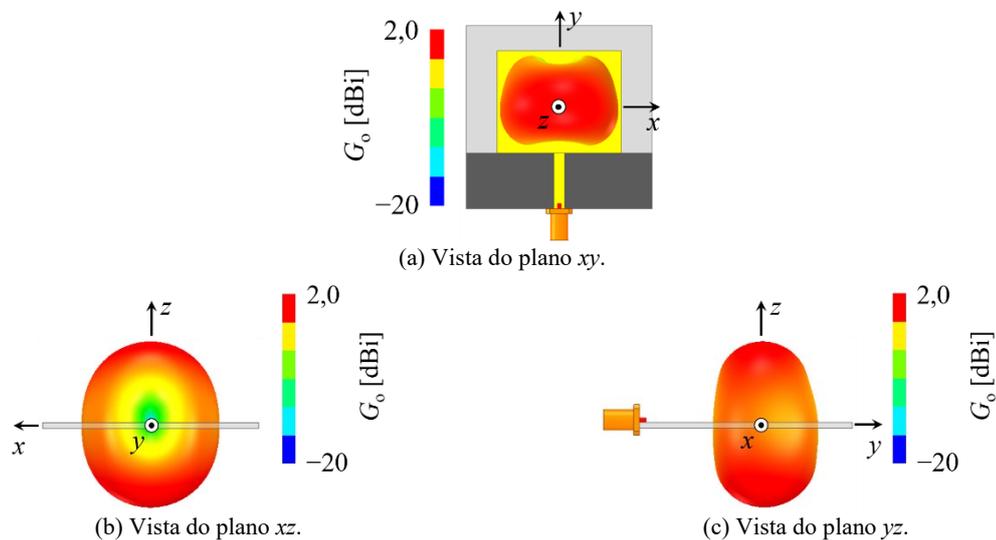


Figura 4.6 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antenna com o plano de terra truncado na frequência de 3,125 GHz.



4.3.2 ESTUDO DO ARREDONDAMENTO DOS VÉRTICES INFERIORES DO ELEMENTO RESSONADOR

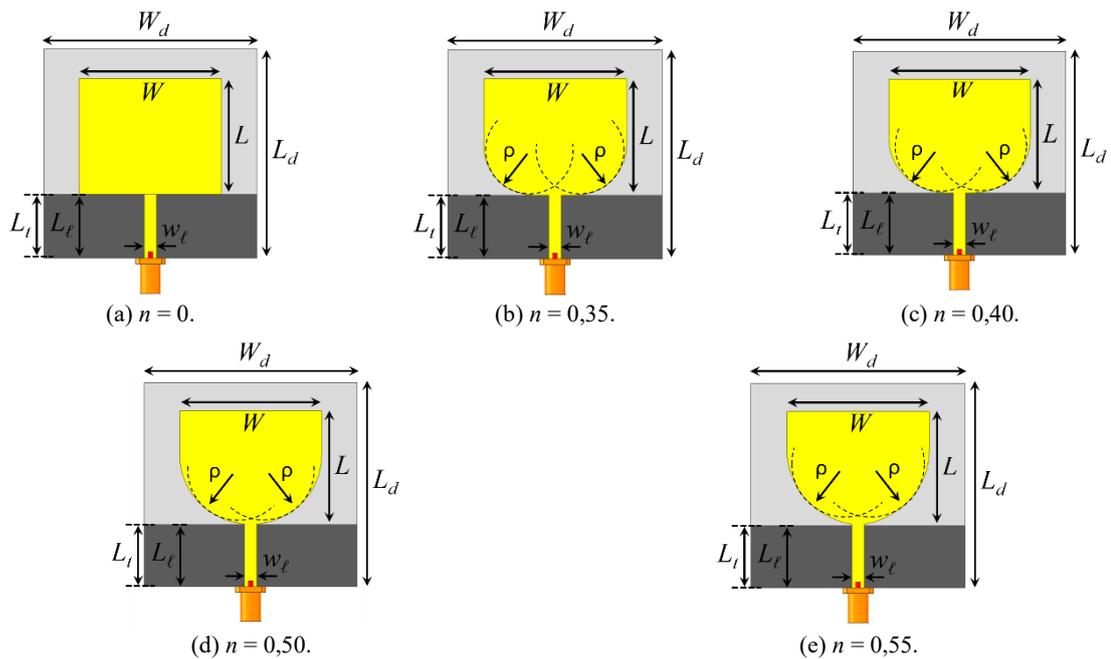
O estudo do arredondamento dos vértices inferiores do elemento ressonador, como apresentado no Capítulo 2, pode ser realizado em função da largura desse elemento, seguindo a lei de formação:

$$\rho = nW, \quad (4.2)$$

onde n é uma constante multiplicativa a partir da qual é estudado o arredondamento. Conforme a Figura 4.7, se $n = 0$ o ressonador é a antenna anterior $m = 0$, caso $n > 0$ gradativamente a transição entre a linha e a antenna vai sendo suavizado por uma transição arredondada. Tal estratégia é similar a utilizada em cornetas eletromagnéticas para criar uma transição suave

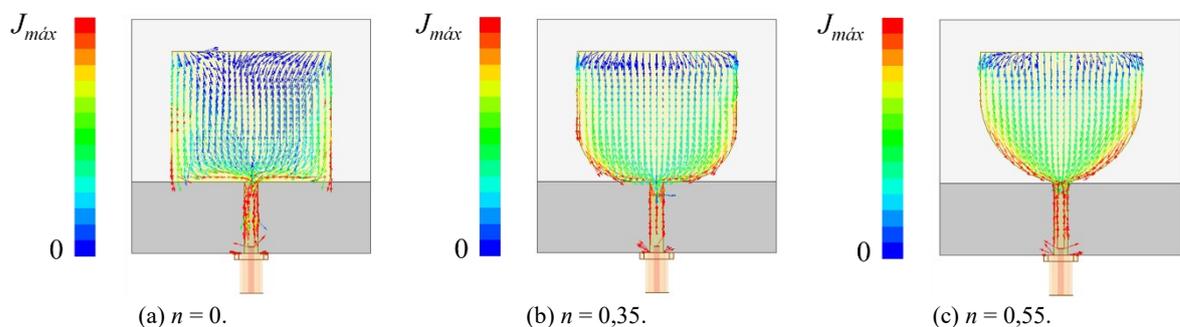
entre o guia de ondas e o espaço ilimitado afim de minimizar reflexões (24). Conforme a Figura 4.8, com a transição abrupta ($n = 0$) tem-se um acúmulo de cargas (expressa pela densidade superficial de corrente J) principalmente nos vértices do ressonador. Com o arredondamento, a corrente se acomoda melhor na geometria da antena, de modo que a passagem da linha para o ressonador é facilitada, minimizando reflexões.

Figura 4.7 - Arredondamento dos vértices inferiores da antena com o plano de terra truncado.



Fonte: O autor.

Figura 4.8 - Comportamento da densidade superficial de corrente com o arredondamento dos vértices inferiores da antena com o plano de terra truncado.

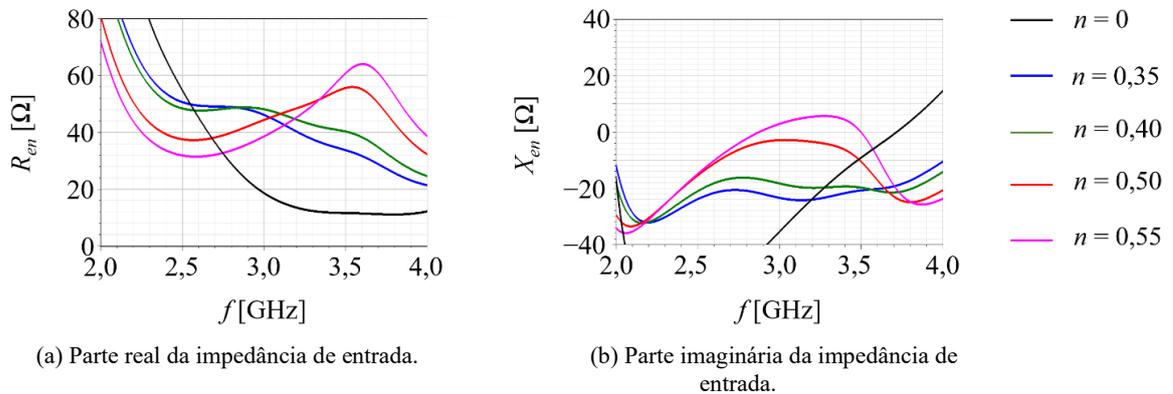


Fonte: O autor.

Observa-se na Figura 4.9 que à medida que o valor de n aumenta a parte imaginária da impedância tende a se aproximar de 0Ω em uma faixa maior de valores de frequência, enquanto a parte imaginária tende a se aproximar de 50Ω . Entretanto, observa-se que o valor ótimo da

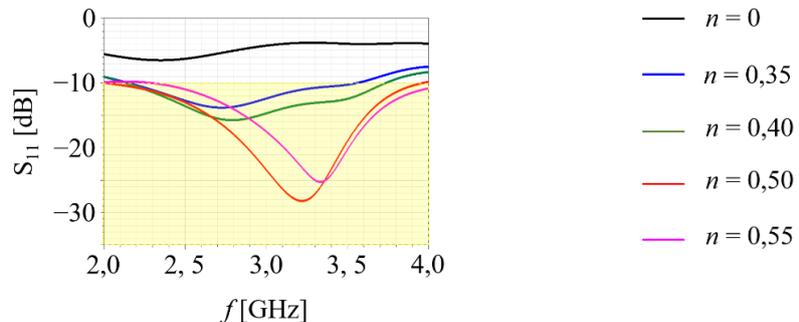
aproximação é quando $n = 0,5$. Tal impacto fica mais nítido ao observar o coeficiente de reflexão na Figura 4.10. Para $n = 0,35$ começa-se a observar banda de operação na antenna, entretanto, em uma faixa inferior a estipulada. Para $n = 0,5$ tem-se a melhor situação, em que a faixa observada compreende a faixa de 2 GHz a 4 GHz, caracterizando uma $Bw \cong 66,7\%$. Para $n = 0,55$ nota-se uma piora no coeficiente de reflexão, de modo que banda tende a se reduzir.

Figura 4.9 - Comportamento da impedância de entrada da antenna ao estudar o arredondamento dos vértices inferiores da antenna com o plano terra truncado.



Fonte: O autor.

Figura 4.10 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antenna ao estudar a redução do comprimento do plano terra.

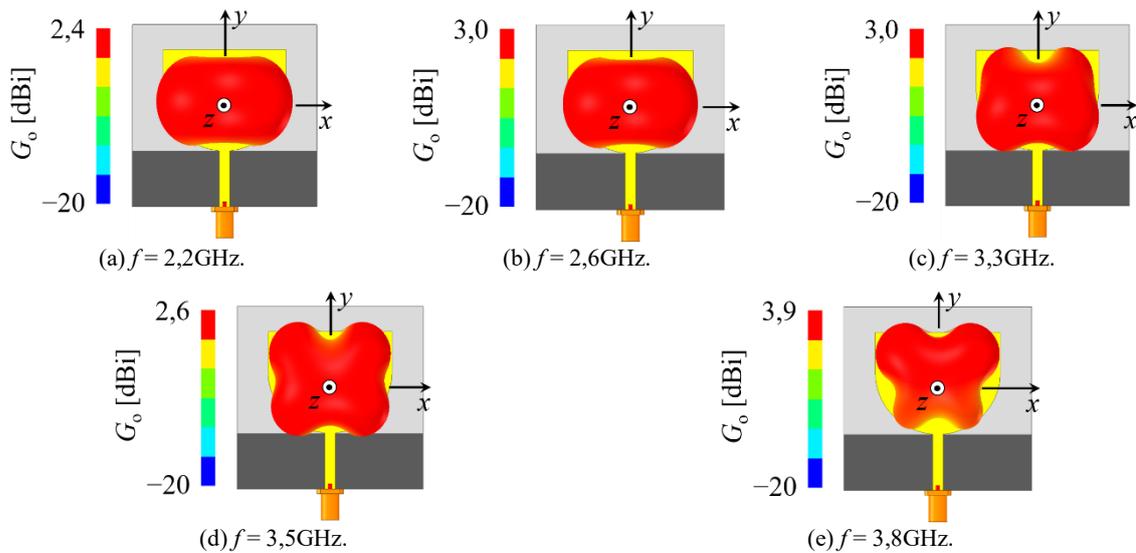


Fonte: O autor.

Após validar o comportamento da resposta em frequência dos parâmetros de impedância da antenna impressa faixa larga (tendo definido $m = 0$ e $n = 0,5$), analisou-se o comportamento do diagrama de irradiação de ganho dessa antenna em cinco frequência importantes para as tecnologias 4G e 5G (ver na Figura 4.11), 2,2 GHz, 2,6 GHz, 3,3 GHz, 3,5 GHz e 3,8 GHz. Nota-se que o comportamento é similar ao observado apenas para antenna com plano terra truncado (Figura 4.6), entretanto, para as frequências mais altas (principalmente 3,8GHz) observa-se a irradiação sendo concentrada na direção oposta ao plano terra. Conforme (28), isso

acontece basicamente por dois motivos: o plano terra ficar eletricamente maior com o aumento da frequência (e conseqüentemente a diminuição do comprimento de onda) e pela operação de modos de ordem superior (com frequência de corte maiores que o fundamental) nas frequências mais elevadas da banda. Todavia, acredita-se que o comportamento descrito na Figura 4.11 não prejudica o projeto da antena de ondas vazadas proposta nesse trabalho.

Figura 4.11 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho da antena com $n = 0,5$.

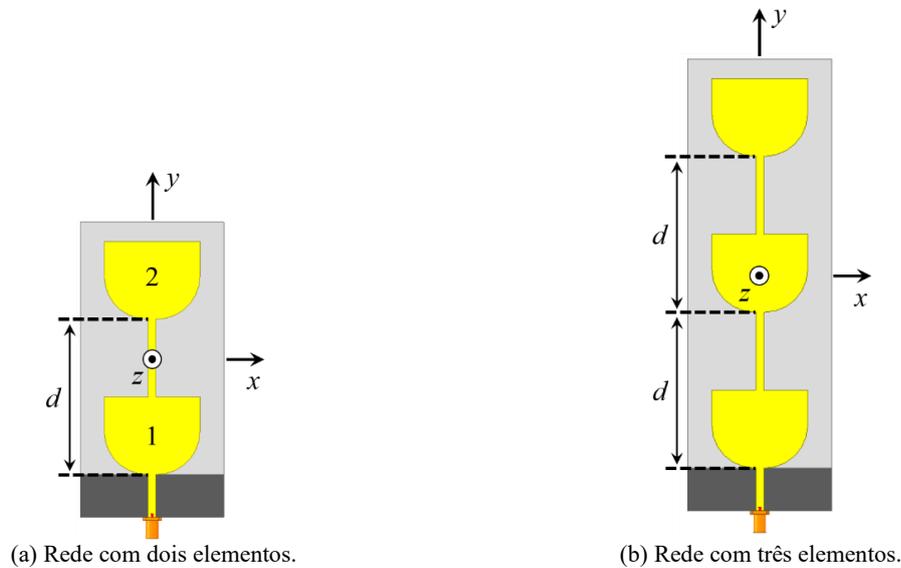


Fonte: O autor.

4.4 DESENVOLVIMENTO DA ANTENA DE ONDAS VAZADAS

Após validar o projeto da antena impressa faixa larga, o passo seguinte foi projetar a rede de antenas capaz de prover *handover* entre essas tecnologias 4G e 5G. Para tal, foi proposto uma rede linear uniforme de antenas impressas faixa larga, porém, devido às limitações computacionais da versão estudante do *Ansys Electronics Desktop*, apresentadas no Capítulo 3, para validar o conceito, é formada por dois e três elementos, conforme a Figura 4.12. Dessa forma, conforme descrito no Capítulo 2, tem-se $d = 2L \cong 62\text{mm}$.

Figura 4.12 - Configurações da antena de ondas vazadas.



Fonte: O autor.

4.4.1 ANTENA DE ONDAS VAZADAS COM DOIS ELEMENTOS

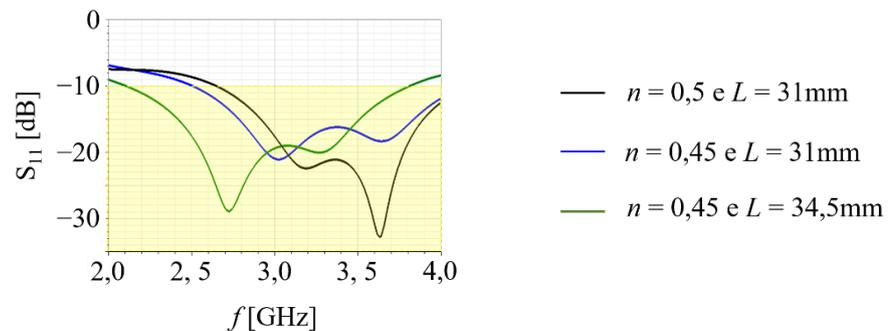
Ao analisar a antena de ondas vazadas de dois elementos (Figura 4.12(a)) com as dimensões encontradas para antena impressa faixa larga e considerando $d \cong 62\text{mm}$, nota-se (conforme a curva em preto na Figura 4.13) que o efeito de acoplamento mútuo entre os elementos na rede, conforme previsto nos estudos de redes de antenas apresentado em (24), modifica a resposta em frequência do coeficiente de reflexão, de modo que a faixa de operação observada reduz-se de 2,65GHz à 4,19GHz, caracterizando uma $Bw \cong 45\%$. Dessa forma, a antena passa a não apresentar a banda estipulada em projeto, sendo necessário realizar modificações no modelo.

Sabendo que a variável n (que controla o arredondamento dos vértices inferiores do ressonador) impacta diretamente o comportamento da impedância da antena (e consequentemente o coeficiente de reflexão), mantendo as demais dimensões da antena e modificando o valor de n para 0,45 (a partir de estudo numérico), observa-se uma melhora na faixa de operação, de 2,5GHz à 4,15GHz, caracterizando uma $Bw \cong 49\%$ (conforme a curva em azul na Figura 4.13). Entretanto, principalmente no início da faixa de operação, a antena ainda não possui a resposta desejada.

Para a configuração com $n = 0,45$, mantendo todas as demais dimensões da antena, observa-se que a banda percentual de operação tem valores dentro do aceitável, entretanto, as frequências mínima e máxima estão deslocadas para valores maiores que o ideal. Então, como a antena está toda parametrizada em função de L (mantendo assim a proporcionalidade entre

todas as variáveis), sabendo conforme o Capítulo 2 que L é principal variável que controla as frequências de operação (em o valor de L é inversamente proporcional a frequência), modificou-se L para aproximadamente 34,5 mm (a partir de estudo numérico), observa-se uma melhora na faixa de operação, de 2,1 GHz à 3,8 GHz, caracterizando uma $BW \cong 57,8\%$ (conforme a curva em verde na Figura 4.13), que leva a antena a operação nas especificações iniciais. Entretanto, é importante destacar que ao mudar L todas as demais variáveis se alteram, de modo que $W \cong 1,218L \cong 42,02$ mm, $L_\ell \cong 0,55L \cong 18,98$ mm, $W_\ell \cong 0,1L \cong 3,45$ mm, $L_d \cong 1,8L \cong 62,1$ mm, $W_d \cong 1,827L \cong 63,03$ mm, $L_p \cong 0,35L \cong 12,08$ mm, $W_p \cong 0,02L \cong 0,69$ mm, $d \cong 69$ mm, $m = 0$ e $n = 0,45$.

Figura 4.13 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antena de ondas vazadas com dois elementos.



Fonte: O autor.

Após validar o comportamento da resposta em frequência dos parâmetros de impedância da antena de ondas vazadas com dois elementos, analisou-se o comportamento do diagrama de irradiação de ganho dessa antena em cinco frequências importantes para as tecnologias 4G e 5G (ver nas Figuras 4.14 e 4.15), 2,2 GHz, 2,6 GHz, 3,3 GHz, 3,5 GHz e 3,8 GHz.

Fazendo inicialmente uma análise tridimensional, conforme a Figura 4.14, observa-se a variação da direção de máxima irradiação em função da frequência, como previsto para essa classe de antenas. Entretanto, para facilitar a visualização, na Figura 4.15 tem-se o diagrama de irradiação em duas dimensões (no plano yz) em que tal fenômeno fica mais claro.

Dessa forma, tem-se as direções de máxima irradiação com os seguintes valores: $\theta = -30^\circ$ (para $f = 2,2$ GHz), $\theta = -26^\circ$ (para $f = 2,6$ GHz), $\theta = -11^\circ$ (para $f = 3,3$ GHz), $\theta = -2^\circ$ (para $f = 3,5$ GHz) e $\theta = 7^\circ$ (para $f = 3,5$ GHz). Dessa forma, valida-se o conceito proposto para a rede com duas antenas.

Figura 4.14 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho em 3D da antena onda vazadas com dois elementos e dimensões ajustadas.

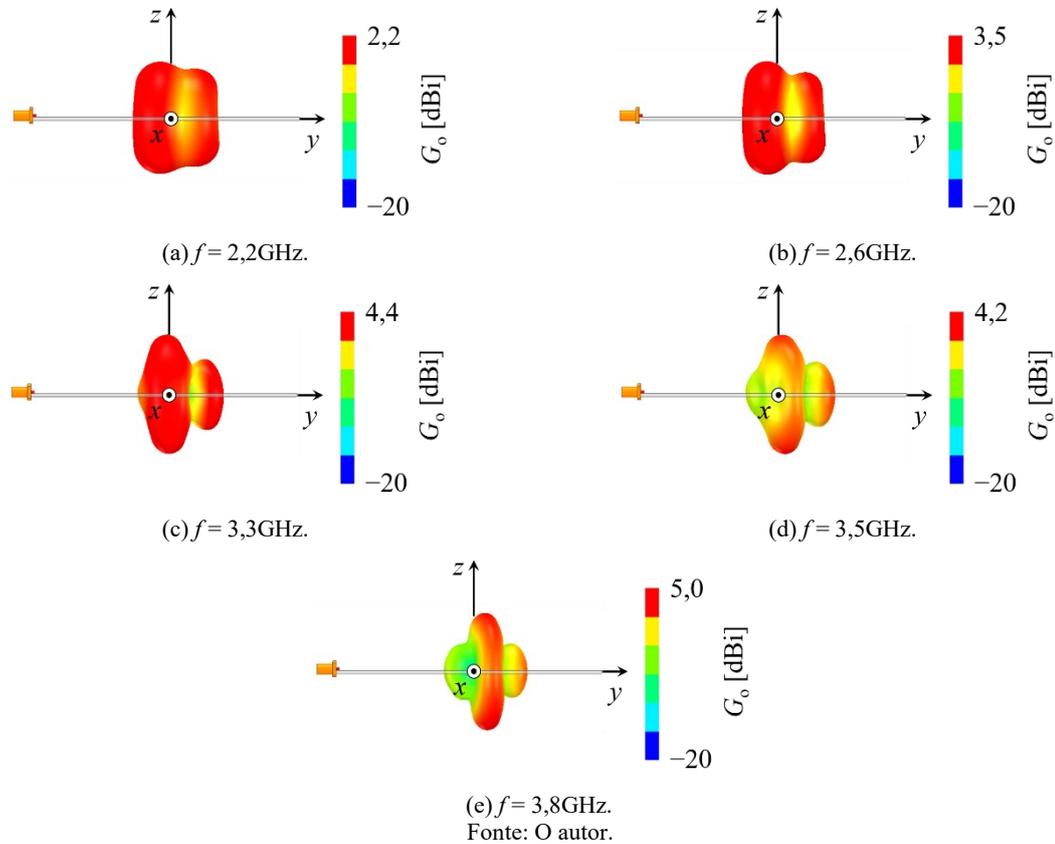
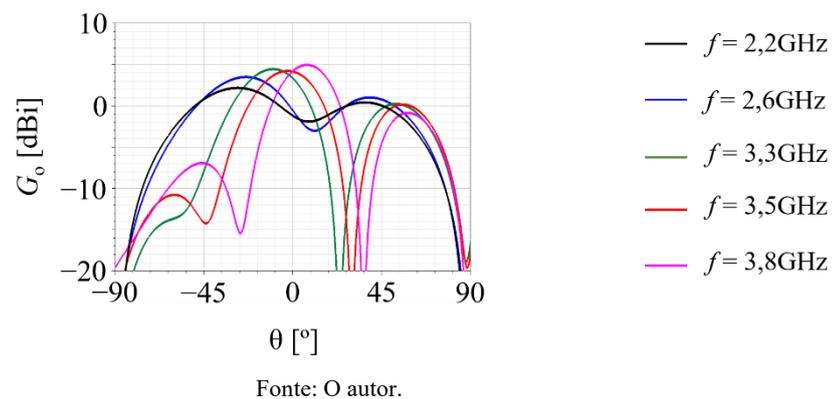


Figura 4.15 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho no plano yz da antena onda vazadas com dois elementos e dimensões ajustadas.



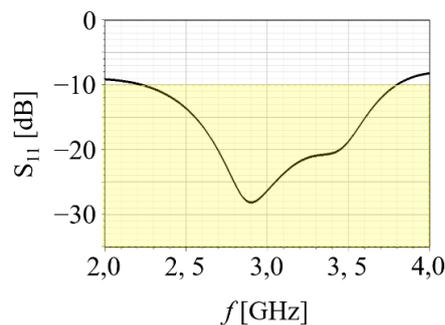
4.4.2 ANTENA DE ONDAS VAZADAS COM TRÊS ELEMENTOS

O modelo da antena de onda vazadas com dois elementos já valida o conceito previsto nesse trabalho. Entretanto, tendo com o objetivo de aumentar os valores de ganho

(principalmente nas frequências destinadas ao 5G), propõem-se também um modelo com três elementos (Figura 4.12(b)). Nesse caso, foram mantidas as configurações da antena como dois elementos: $L = 34,5$ mm, $W \cong 1,218L \cong 42,02$ mm, $L_\ell \cong 0,55L \cong 18,98$ mm, $W_\ell \cong 0,1L \cong 3,45$ mm, $L_d \cong 1,8L \cong 62,1$ mm, $W_d \cong 1,827L \cong 63,03$ mm, $L_p \cong 0,35L \cong 12,08$ mm, $W_p \cong 0,02L \cong 0,69$ mm, $d \cong 69$ mm, $m = 0$ e $n = 0,45$.

Analisando a resposta em frequência do coeficiente de reflexão, conforme a Figura 4.16, nota-se que o efeito mútuo da inserção do terceiro elemento modifica sutilmente, todavia, não o bastante que necessitasse novas correções no modelo. Dessa forma, tem-se a faixa de operação de 2,2GHz à 3,8GHz, caracterizando uma $Bw \cong 52,4\%$. É importante destacar que 2GHz à 2,2GHz o coeficiente de reflexão apresenta valores menores que -9 dB, então, considerou-se que mesmo um pouco superior à -10 dB, ainda se tem comportamento aceitável o início da faixa do 4G.

Figura 4.16 - Comportamento do coeficiente de reflexão da antena de ondas vazadas com três elementos.



Fonte: O autor.

Após validar o comportamento da resposta em frequência dos parâmetros de impedância da antena de ondas vazadas com três elementos, analisou-se o comportamento do diagrama de irradiação de ganho dessa antena em cinco frequências importantes para as tecnologias 4G e 5G (ver nas Figuras 4.17 e 4.18), 2,2 GHz, 2,6 GHz, 3,3 GHz, 3,5 GHz e 3,8 GHz.

Fazendo inicialmente uma análise tridimensional, conforme a Figura 4.17, observa-se a variação da direção de máxima irradiação em função da frequência, como previsto para essa classe de antenas, com valores de ganho superiores a 5dBi em toda a faixa do 5G. Novamente, para facilitar a visualização, na Figura 4.18 tem-se o diagrama de irradiação em duas dimensões (no plano yz) em que o fenômeno da variação da direção de máxima irradiação em função da frequência fica mais claro.

Dessa forma, tem-se a direções de máxima irradiação com os seguintes valores: $\theta = -36^\circ$ (para $f = 2,2$ GHz), $\theta = -30^\circ$ (para $f = 2,6$ GHz), $\theta = -11^\circ$ (para $f = 3,3$ GHz), $\theta = -4^\circ$ (para $f = 3,5$ GHz) e $\theta = 6^\circ$ (para $f = 3,8$ GHz). Assim, valida-se o conceito proposto para a rede com duas antenas.

Figura 4.17 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho em 3D da antena onda vazadas com três elementos.

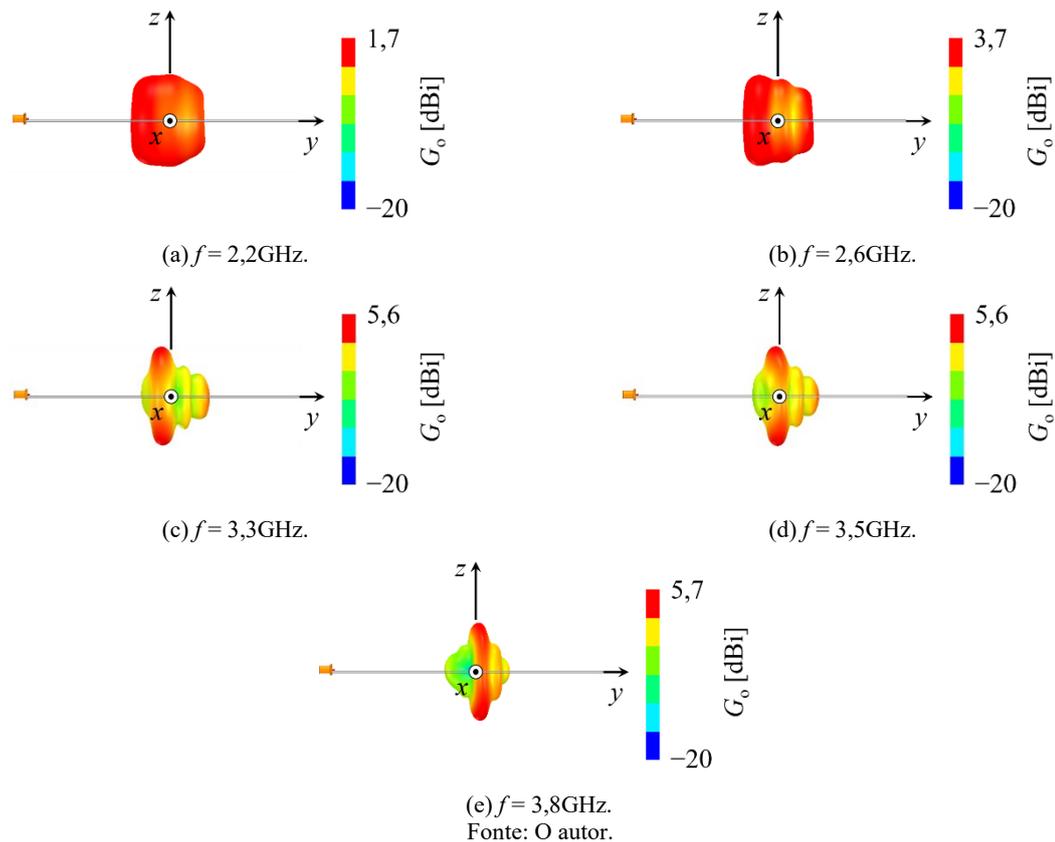
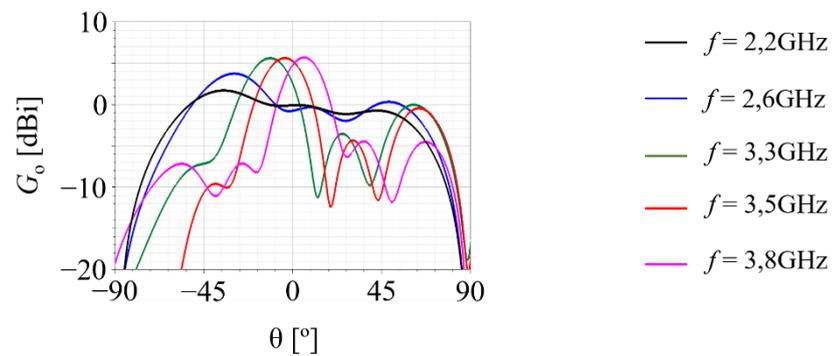


Figura 4.18 - Comportamento do diagrama de irradiação de ganho no plano yz da antena de ondas vazadas com três elementos.



Fonte: O autor.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste Capítulo, procurando discutir de forma mais didática, apresentou-se os estudos e modelos finais para a antena proposta nesse trabalho. Assim, acredita-se que além de resultados que atestam que as metas propostas foram cumpridas, tem-se a fundamentação de uma metodologia de projeto que pode ser utilizada para re-projetar essa antena condições, tais como frequências e/ou outros materiais.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO, CONTRIBUIÇÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo são apresentadas as considerações finais e possíveis trabalhos futuros que podem ser gerados a partir desse trabalho.

5.1 CONCLUSÕES

Esse trabalho de conclusão de curso teve como objetivo o projeto de antena de ondas vazadas capaz de prover *handover* entre as tecnologias 4G e 5G. Dessa forma, a partir dos conceitos apresentados em (23) estudou-se numericamente uma metodologia de projeto que permitisse projetar a antena dentro das características desejadas.

Na parte introdutória, apresentou-se os conceitos acerca do tema de estudo e os objetivos a serem alcançados, com a finalidade de contextualizar o projeto desenvolvido. No referencial teórico discutiu-se sobre as técnicas de projeto das antenas de microfita retangulares, antenas impressas faixa larga e antena de ondas vazadas, tendo em vista levantar os conceitos necessários para o projeto numérico. Em materiais e métodos discorreu-se sobre a metodologia empregada no desenvolvimento do trabalho e os recursos necessários para sua execução de maneira geral. Por fim, em resultados e discussões pode-se apresentar o estudo detalhado das variáveis que compõem a antena, bem como propor dois modelos finais potenciais para a utilização da dessa antena.

A partir dos estudos numéricos, inicialmente foi projetado uma antena de microfita retangular com largura de banda de 3,067 GHz a 3,122 GHz e ganho máximo de 7 dBi. Posteriormente, obteve-se um modelo otimizado de uma antena impressa faixa larga com operação entre 2 GHz e 4 GHz e ganho máximo de 3,9 dBi. Por fim, ao otimizar a antena de ondas vazadas periódicas, foram obtidos para 2 elementos, uma faixa de operação de 2,103 GHz a 3,812 GHz e ganho máximo de 4,9 dBi e para 3 elementos, uma faixa de operação de 2,222 GHz a 3,8 GHz e ganho máximo de 5,7 dBi.

Com base nos estudos e resultados apresentados nesse trabalho de conclusão de curso, acredita-se que o projeto proposto representa uma contribuição significativa em termos de

antenas aplicadas ao futuro das comunicações sem fio. Por isso, pode-se afirmar que os objetivos do trabalho foram alcançados.

5.2 PROPOSTAS PARA A CONTINUAÇÃO DO TRABALHO

Acredita-se que o trabalho atingiu os objetivos propostos, todavia, pode-se ter novos estudos em trabalhos futuros. Primeiramente, a partir de recurso computacional necessário, pode-se estudar modelos da antena com mais elementos, tendo em vista maiores valores de ganho. Em se tratando da antena impressa faixa larga, pode-se estudar o impacto de substituir o plano terra por uma estrutura coplanar. Por fim, pode-se aproveitar a metodologia proposta para reproduzir a antena em outras faixas do 5G, como por exemplo 26GHz.

REFERÊNCIAS

1 S. Chen, H. Xu, D. Liu, B. Hu and H. Wang, “**A Vision of IoT: Applications, Challenges, and Opportunities With China Perspective,**” in *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 1, no. 4, pp. 349-359, Aug. 2014.

2 “**Cisco Annual Internet Report (2018–2023)**” *White Paper Cisco*, March 9, 2020. Disponível em: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.html> . Acesso em: 23 aug. 2022.

3 3GPP “**3rd Generation Partnership Project**”. Disponível em: <https://www.3gpp.org/>. Acesso em: 23 aug. 14 2022).

4 ITU “**International Telecommunication Union**”. Disponível em: <https://www.itu.int/>. Acesso em: 23 aug. 2022.

5 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.

6 Release 15 “**Procedures for the 5G System**”. Disponível em: <https://www.3gpp.org/release-15>. Acesso em: 23 aug. 2022.

7 Release 16 “**Procedures for the 5G System (5GS)**”. Disponível em: <https://www.3gpp.org/release-16>. Acesso em: 23 aug. 2022.

8 IMT-2020 and 5G “**5G Basics**”. Disponível em: <https://www.itu.int/pub/T-TUT-IMT>. Acesso em: 23 aug. 2022.

9 3GPP, “**Study on New Radio (NR) access technology**”, 2020.

10 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.

11 “**Advanced antenna systems for 5G networks**” White Paper Ericsson, November 2018. Disponível em: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/advanced-antenna-systems-for-5g-networks> . Acesso em: 23 aug. 2022.

12 Ministério das Comunicações. Agência Nacional de Telecomunicações. **Resolução nº 544 de 11 de agosto de 2010**. Modificar a Destinação de Radiofrequências nas Faixas de 2.170MHz a 2.182MHz e de 2.500MHz a 2.690MHz e republicar, com alterações, o Regulamento sobre Condições de Uso de Radiofrequências nas Faixas de 2.170MHz a 2.182MHz e de 2.500MHz a 2.690MHz. Disponível em: <https://informacoes.ANATEL.gov.br/legislacao/resolucoes/2010/41-resolucao-544>. Acesso em: 23 aug. 2022.

13 Ministério das Comunicações. Agência Nacional de Telecomunicações. **Resolução nº 742, de 01 de março de 2021.** Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 3,5GHz e o Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 24,25GHz a 27,90GHz. Disponível em: <https://www.ANATEL.gov.br/legislacao/resolucoes/2021/1512-resolucao-742>. Acesso em: 23 aug. 2022.

14 M. S. Sharawi, M. Ikram and A. Shamim, “**A Two Concentric Slot Loop Based Connected Array MIMO Antenna System for 4G/5G Terminals,**” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6679-6686, Dec. 2017.

15 Q. Hua *et al.*, “**A Novel Compact Quadruple-Band Indoor Base Station Antenna for 2G/3G/4G/5G Systems,**” in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 151350-151358, 2019.

16 S. Wen and Y. Dong, “**A Low-Profile Wideband Antenna With Monopolelike Radiation Characteristics for 4G/5G Indoor Micro Base Station Application,**” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 2305-2309, Dec. 2020.

17 G. -N. Zhou, B. -H. Sun, Q. -Y. Liang, S. -T. Wu, Y. -H. Yang and Y. -M. Cai, “**Triband Dual-Polarized Shared-Aperture Antenna for 2G/3G/4G/5G Base Station Applications,**” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 69, no. 1, pp. 97-108, Jan. 2021).

18 F. M. Monavar, S. Shamsinejad, R. Mirzavand, J. Melzer and P. Mousavi, “**Beam-Steering SIW Leaky-Wave Subarray With Flat-Topped Footprint for 5G Applications,**” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 3, pp. 1108-1120, March 2017.

19 N. Bayat-Makou, K. Wu and A. A. Kishk, “**Single-Layer Substrate-Integrated Broadside Leaky Long-Slot Array Antennas With Embedded Reflectors for 5G Systems,**” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 12, pp. 7331-7339, Dec. 2019.

20 I. Serhsouh, M. Himdi, H. Lebbar and H. Vettikalladi, “**Reconfigurable SIW Antenna for Fixed Frequency Beam Scanning and 5G Applications,**” in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 60084-60089, 2020.

21 A. Goudarzi, M. M. Honari and R. Mirzavand, “**A High-Gain Leaky-Wave Antenna Using Resonant Cavity Structure With Unidirectional Frequency Scanning Capability for 5G Applications,**” in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 138858-138865, 2021.

22 K. Neophytou, M. Steeg, A. Stöhr and M. A. Antoniadis, “**Compact Folded Leaky-Wave Antenna Radiating a Fixed Beam at Broadside for 5G mm-Wave Applications,**” in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 292-296, Feb. 2022.

23 R. dos Santos, A. M. Muniz, M. Borsato, T. H. Brandão, T. N. Rodovalho and S. A. Cerqueira, “**Multi-technology wireless coverage based on a leaky-wave reconfigurable antenna,**” *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 2824-2828, 2017.

- 24 J. A. J. Ribeiro, **Engenharia de antenas: fundamentos, projetos e aplicações**, Érica, 2012.
- 25 C. A. Balanis, **Antenna theory: analysis and design**, 3rd ed., John Wiley and Sons, Nova York, 2005.
- 26 K. Carver and J. Mink, “**Microstrip antenna technology**,” in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, January 1981.
- 27 R. A. Santos, **Antenas em lente aplicadas em tecnologias que visam altas taxas de transmissão**. Tese de Doutorado – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá. Itajubá - MG, 2019.
- 28 R. A. Santos, **Antenas de Ondas Vazadas para Redes Celulares 5G**. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Telecomunicações do Instituto Nacional de Telecomunicações. Santa Rita do Sapucaí - MG, 2016.
- 29 **Ansys Electronics Desktop Student**. Disponível em: <https://www.ansys.com/academic/students/ansys-electronics-desktop-student>. Acesso em: 23 aug. 2022.
- 30 **Rogers Corporation**. Disponível em: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/rt-duroid-laminates/rt-duroid-5880-laminates>. Acesso em: 23 aug. 2022.