

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
FACULDADE DE ENGENHARIA - CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

NAWAR DARWEESH

Arranjo de antenas *patch* retangular em série para radares automotivos na banda W

São João da Boa Vista

2022

Nawar Darweesh

Arranjo de antenas *patch* retangular em série para radares automotivos na banda W

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2022

D228a	Darweesh, Nawar Arranjo de antenas patch retangular em série para radares automotivos na banda W / Nawar Darweesh. -- São João da Boa Vista, 2022 52 f. : tabs., fotos Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista Orientador: Rafael Abrantes Penchel 1. Antenas de microondas. 2. Ondas milimétricas. 3. Linhas de transmissão em fita. I. Título.
-------	---

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**ARRANJO DE ANTENAS PATCH RETANGULAR EM SÉRIE PARA RADARES
AUTOMOTIVOS NA BANDA W**

Aluno: Nawar Darweesh

Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)
- José Augusto de Oliveira (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 062/2022)

São João da Boa Vista, 16 de dezembro de 2022

DADOS CURRICULARES

NAWAR DARWEESH

NASCIMENTO 12/06/1997

FILIAÇÃO Younis Darweesh
Rajaa Rouba

2015 / 2022 Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações
UNESP–SJBV

A Deus, a minha família e amigos, e a todos os que sempre me apoiaram.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Younis e Rajaa, por possibilitar tudo isso que estou conquistando, pela educação, incentivo, e apoio ao longo dos anos. Agradeço aos meus irmãos, Manar e Maiar, pelos conselhos, presença e paciência em todos os momentos e desafios nessa etapa. Agradeço a minha companheira, Renata, por ser gentil, por me apoiar e incentivar com todo o auxílio nas horas difíceis. Sem vocês nada disso seria possível, amo todos vocês.

Agradeço ao Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel, pela amizade, e por tornar possível a realização desse trabalho, por todos os ensinamentos e dicas compartilhadas ao longo da minha graduação. Agradeço a diretoria da Universidade Estadual Paulista no campus de São João da Boa Vista, em especial aos Professores Dr. Jozué Vieira Filho, Dr. José Augusto de Oliveira, Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde, pela amizade, por todo seu suporte e incentivo ao longo da minha graduação. Também ao corpo administrativo no geral, em especial a Miriam Paula dos Santos e ao bibliotecário João Pedro Alves Cardoso. Agradeço também aos meus amigos e colegas que fiz ao longo desses anos e que proporcionaram um ambiente de aprendizado e respeito, em especial aos meus companheiros de república, Eduardo, Matheus e João, que compartilharam comigo a maior parte das experiências da vida acadêmica, guardarei essas memórias com muito carinho. Agradeço também aos meus colegas de laboratório e estudo, Raphael, Grazielle, Stephanie, João Gabriel, Gabriel Roncoleta, Nicholas, Romulo. Foi um prazer partilhar esses anos com todos vocês.

Por fim, agradeço ao principal responsável por me fazer chegar até aqui, pelo dom da vida e por sempre mostrar a luz nos meus caminhos, pela força interior que me dá para não desistir mesmo quando as coisas não parecem possuir solução. Obrigado Deus, por tudo.

*"O mundo está cheio de pessoas talentosas que fracassaram. Talento não é tão importante. O que realmente importa é o quão dedicado você é ao seu ofício."
(Cristiano Ronaldo)*

RESUMO

Sistemas de radar automotivo estão em crescente aumento no mercado automobilístico, não só a demanda, mas também a importância do seu papel na evolução desse mercado está cada vez mais pertinente. Com mais aplicações e maior necessidade de precisão e confiabilidade em detecção de objetos e obstáculos, para o auxílio do condutor, as pesquisas e estudos do uso de antenas de *microstrip* são altamente exigidas. Nesse cenário, o presente trabalho de pesquisa busca abordar um projeto de construção de um arranjo de antenas *patch* retangular operando em ondas milimétricas, para a faixa de frequência de 79GHz no *software* Ansys HFSS. Essas antenas *patch* são altamente utilizadas para outras aplicações como no 5G, e em sistemas com demanda de antenas com alta diretividade para essa faixa de frequência, pois apresentam baixo custo de fabricação, e pequenos tamanhos que, facilitam sua integração ao sistema. Inicialmente foi construída uma só antena *patch* retangular, em seguida um arranjo com 2 elementos, 4 elementos, e 8 elementos, respectivamente, para análise do comportamento da antena. Com a realização de diversas análises paramétricas nas dimensões e características físicas do dispositivo, foi possível apresentar e compreender os resultados da eficiência do arranjo projetado, como o seu ganho total, diretividade, casamento de impedâncias e coeficiente de reflexão. E com isso pôde-se visualizar o funcionamento das denominadas antenas *leaky-wave*, capazes de alterar a direção do feixe de radiação.

Palavras-Chave: Antena *microstrip*. Arranjo de antenas. Ansys HFSS. *Leaky-wave*. Ondas milimétricas.

ABSTRACT

Automotive radar systems are on the rise in the automotive market, not only in the demand, but also the importance of its role in the evolution of this market is increasingly relevant.. With more applications and greater need for accuracy and reliability in detection of objects and obstacles, for driver assistance, research and studies on the use of microstrip antennas are highly demanded. In this scenario, the present research work seeks to address a construction project of a rectangular patch antenna array operating in millimeter waves, to the 79GHz frequency band in the software Ansys HFSS. These patch antennas are highly used for other applications such as 5G, and in systems with a demand for antennas with high directivity for this frequency range, because they have low manufacturing cost, and small sizes that facilitate their integration into the system. Initially, a single rectangular patch antenna was built, in followed by an array with 2 elements, 4 elements, and 8 elements, respectively, for analysis antenna behavior. By carrying out several parametric analyzes on the dimensions and physical characteristics of the device, it was possible to present and understand the efficiency results of the designed array, such as its total gain, directivity, impedance matching and coefficient of reflection. And with that it was possible to visualize the operation of the so-called leaky-wave antennas, capable of changing the direction of the radiation beam.

Keywords: Microstrip antenna. Antenna array. Ansys HFSS. Leaky-wave. Milimetrics wave.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Arranjo de antena para radar automotivo de 79 GHz. Adaptado de (WANG et al., 2021)	14
2	Arranjo de antena para radar automotivo de 79GHz. Adaptado de (SAEBBOE et al., 2009)	14
3	Ilustração dos elementos do arranjo da cavidade ressonante. (BAUER; MENZEL, 2013)	15
4	Imagem do arranjo de antena da cavidade ressonante. A esquerda vista de cima e a direita a vista de baixo. (BAUER; MENZEL, 2013)	15
5	Cinto de segurança virtual em torno de um veículo com uma associação de radares de curto e longo alcance. Adaptado de (VASQUEZ, 2022)	16
6	Arranjo comb-line de antena para radar automotivo de 77GHz. Adaptado de (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018)	17
7	Arranjo <i>comb-line</i> de antena para radar automotivo de 77GHz. Adaptado de (YASINI; MOHAMMADPOUR-AGHDAM, 2016)	18
8	Simulação comparativa da propagação de diferentes tipos de ondas sob um efeito semelhante ao causado por uma tempestade. Adaptado de (ENGINEERING, 2022)	20
9	Ilustração comparativa da área de alcance entre sistemas SSR, MRR e LRR. Adaptado de (VASQUEZ, 2022)	21
10	Atenuação atmosférica de ondas eletromagnéticas. Adaptado de (BAUER; MENZEL, 2013)	22
11	Espectro de frequência reservado para radares automotivos. A esquerda a banda K e a direita a banda E. Adaptado de (VASQUEZ, 2022)	23
12	Tamanho relativo de uma antena para 24GHz e uma para 77GHz. Adaptado de (RF, 2019)	24
13	Antena <i>Microstrip</i> . Adaptado de (BALANIS, 2005)	26
14	Representação de um patch retangular e seu modelo de linha de transmissão correspondente. (BALANIS, 2005)	28
15	Distribuição de cargas e criação de densidade de corrente no <i>patch</i> . (BALANIS, 2005)	29
16	Vista lateral dos campos com e sem o efeito de franja. Adaptado de (BALANIS, 2005)	30
17	Configurações de campo para uma antena <i>patch</i> retangular. Adaptado de (BALANIS, 2005)	31
18	Antena <i>patch</i> retangular para 79GHz. Fonte: Elaborado pelo autor.	33
19	Análise paramétrica no tamanho do <i>gap</i> . Fonte: Elaborado pelo autor.	34
20	Coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena. Fonte: Elaborado pelo autor.	36

21	Parâmetros da antena com análise em banda larga. Fonte: Elaborado pelo autor.	37
22	Ganho da antena <i>microstrip</i> . Fonte: Elaborado pelo autor.	38
23	Diretividade da antena com 1 elemento. Fonte: Elaborado pelo autor.	38
24	Parâmetros da antena com banda de 40GHz. Fonte: Elaborado pelo autor. . . .	39
25	Parametrização do comprimento L da antena. Fonte: Elaborado pelo autor. . . .	39
26	Parâmetros finais do arranjo com 2 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor. . .	40
27	Ganho e diretividade do arranjo com 2 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.	41
28	Arranjo com 4 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.	41
29	Parametrização do comprimento L da antena. Fonte: Elaborado pelo autor. . . .	42
30	Parametrização da largura da CPW da antena. Fonte: Elaborado pelo autor. . .	43
31	Parâmetros $ S_{11} $ e Impedância de entrada do arranjo de 4 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.	44
32	Diretividade e ganho do arranjo de 4 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor. .	45
33	Arranjo com oito elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.	45
34	Parametrização do comprimento da CPW de alimentação do arranjo. Fonte: Elaborado pelo autor.	46
35	Parametrização da largura da CPW de alimentação do arranjo. Fonte: Elaborado pelo autor.	47
36	Parâmetros finais do arranjo de 8 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor. . . .	48
37	Diagramas do ganho do arranjo em 2D e 3D. Fonte: Elaborado pelo autor. . . .	49
38	Diretividade da antena pela frequência de operação. Fonte: Elaborado pelo autor.	50

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Alguns substratos e seus parâmetros	25
Tabela 2 – Dimensões e parâmetros da primeira antena	33
Tabela 3 – Parâmetros da primeira antena	35
Tabela 4 – Dimensões e parâmetros do arranjo de 2 elementos	40
Tabela 5 – Dimensões e parâmetros da primeira antena	42

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	Motivação e Justificativa	13
1.2	Trabalhos relacionados	13
1.3	Objetivos	17
1.4	Organização do trabalho	18
2	RADARES AUTOMOTIVOS	19
2.1	Tipos de Radar	20
2.2	Funcionamento	21
2.3	Faixas de frequência	22
3	ARRANJO EM SÉRIE DE ANTENAS PATCH RETANGULAR	25
3.1	Antenas patch retangular	25
3.2	Método da Linha de Transmissão	26
3.2.1	Comprimento e largura efetiva	27
3.2.2	Condutância e Resistência de ressonância	27
3.3	Método da Cavidade	29
3.3.1	Configuração de campo TM^x	30
3.3.2	Análise de arranjos lineares	32
3.4	Design de uma antena patch retangular	32
3.5	Design de arranjo em série de antenas patch retangular	37
3.5.1	Arranjo com quatro elementos	41
3.5.2	Arranjo com oito elementos	45
4	CONCLUSÃO	51
	REFERÊNCIAS	52

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Muitas vezes, em razão da aplicação a que se destina, a projeção da antena exige determinadas características controláveis a serem avaliadas para cada caso. Como exemplo de antenas que possuem um alto ganho, alta diretividade, lóbulos principais estreitos, e baixos níveis de lóbulos secundários, entre outros casos. Essas aplicações são dificilmente satisfeitas utilizando apenas um único tipo de antena, pois tal antena pode não possuir características de radiação controláveis, ou pode apresentar ganho, diagrama de radiação e diretividade inadequados para essa determinada aplicação.

Nesse contexto, uma saída para contornar essas demandas é posicionando outras antenas junto a antena original, criando uma estrutura com múltiplos elementos. Tal estrutura é denominada arranjo de antenas e pode ser formada por diferentes elementos ou combinações deles.

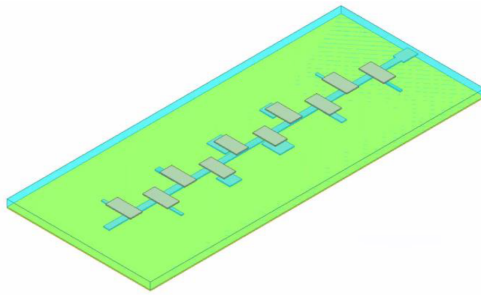
O presente trabalho visa realizar um compilado de estudos sobre as aplicações e funcionalidades da tecnologia das ondas milimétricas, realizando a projeção de um arranjo de antenas para um radar automotivo que opera na frequência entre 76 GHz e 81 GHz. Nessa faixa de frequência a atenuação do espaço livre é alta, e isso acarreta na necessidade de projetar antenas com um alto ganho. Serão apresentados alguns trabalhos que apresentam diferentes projetos com diferentes soluções para algumas aplicações.

1.2 TRABALHOS RELACIONADOS

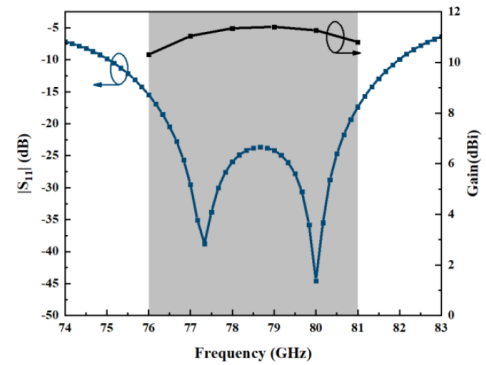
Para melhor assimilação do tema e entendimento do assunto, foram levantadas algumas pesquisas de artigos científicos que abordam alguns modelos e projetos de antenas, em especial aplicados à sistemas de radio transmissão automotivos. Nesse primeiro artigo (WANG et al., 2021), é projetado um arranjo de antenas para um radar automotivo operando com 5 GHz de largura de banda (76 GHz a 81 GHz).

A antena é composta por uma linha de *microstrip* com 10 elementos radiantes posicionados ao longo dela, um substrato de radiação e um plano terra, como mostra a Figura 1. A antena apresenta um feixe largo e uma banda larga de dupla camada. O substrato de radiação é alimentado pela linha de *microstrip* na forma de alimentação acoplada.

Para conseguir aumentar a largura da banda e as larguras de feixe de meia potência, os elementos da antena *patch* foram projetados com uma camada dupla. A ideia é inserir um *patch* parasita em cima do *patch* de radiação nos elementos do arranjo, alcançando assim, um amplo feixe de 115° no plano azimute e um nível de lóbulo lateral menor que -20 dB no plano de elevação, características adequadas para aplicação de sensores de radar automotivo de curto alcance.



(a) Geometria dos 10 elementos do arranjo.



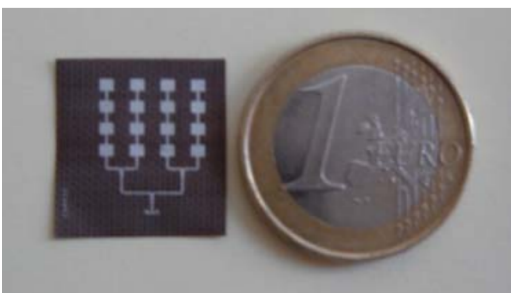
(b) Coeficiente de reflexão e ganho da antenna.

Figura 1 – Arranjo de antenna para radar automotivo de 79 GHz. Adaptado de (WANG et al., 2021)

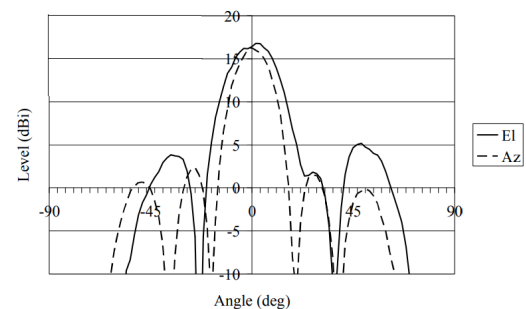
Em um outro projeto, o autor (SAEBBOE et al., 2009) usa um arranjo diferente onde os elementos ficam posicionados de forma sequencial ao longo do substrato para projetar um radar harmônico de detecção para aplicações automotivas.

O sistema do radar é projetado para operar com componentes de duas frequências distintas dentro da banda de 76 GHz a 81 GHz. E possui um conjunto de transponders passivos que servem para detecção e identificação de usuários de estrada vulneráveis. O transponder consiste em um elemento não linear e uma antenna em um determinado substrato. A antenna *patch* possui ganho de 16 dBi e através das simulações foi obtido que possui um alcance de detecção que varia entre 22m e 74m, dependendo do elemento não linear escolhido no transponder.

A antenna e o circuito elétrico do transponder são colocados em um filme flexível, que pode ser colocado nas roupas. Dentro do transponder as duas componentes frequenciais se misturam e propagam por reflexão, formando um produto harmônico que é captado na volta pelo radar, que por sua vez sintetiza essa frequência harmônica e consegue identificar e localizar o usuário.



(a) Tamanhos da antenna e de uma moeda.



(b) Medida de elevação e cortes no azimute do padrão de radiação da antenna.

Figura 2 – Arranjo de antenna para radar automotivo de 79GHz. Adaptado de (SAEBBOE et al., 2009)

Nesse outro artigo do (BAUER; MENZEL, 2013), é apresentado um arranjo de uma antenna planar projetada para operar em 79 GHz. A antenna é constituída de cavidades ressonantes preenchidas com cerâmica.

Os elementos ressonadores com a cavidade preenchida são alimentados por uma rede de guias de ondas laminados, integrados a uma abertura em cada ressonador. O arranjo possui um bom casamento

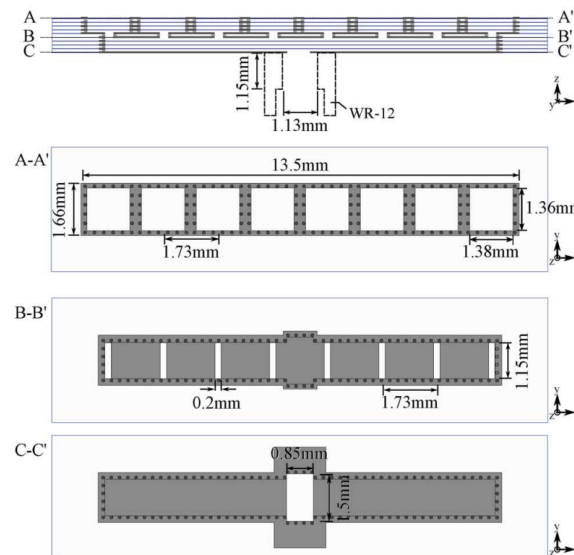


Figura 3 – Ilustração dos elementos do arranjo da cavidade ressonante. (BAUER; MENZEL, 2013)

de impedância devido a alta permissividade do material, junto com um padrão de radiação estável para uma largura de banda aproximada de 5GHz.

A antena apresentou resultados promissores para aplicação em sistemas de radar automotivo, com ampla largura de banda, casamento de impedância e padrão de estabilidade capaz de cobrir toda a faixa de 76 a 81 GHz.

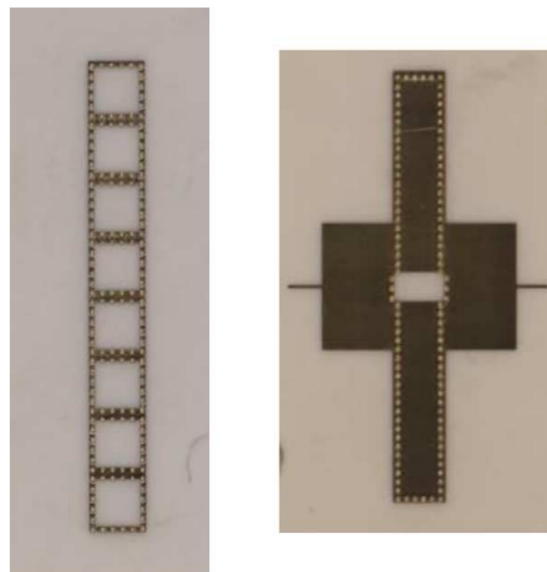


Figura 4 – Imagem do arranjo de antena da cavidade ressonante. A esquerda vista de cima e a direita a vista de baixo. (BAUER; MENZEL, 2013)

Os radares automotivos vem sendo um tema muito promissor em prol de melhorar a segurança de tráfego de automóveis e assistência aos condutores. Diversas faixas de frequência foram disponibilizadas para aplicações de radares automotivos, radares de curto alcance (SSR) e radares de longo alcance (LRR) são utilizados para garantir máxima segurança e eficácia para os usuários. Na Figura 5, verifica-se um esboço de aplicação em conjunto desses dois tipos de radar.

O artigo do (AMEZIANE et al., 2010) apresenta um oscilador de injeção direcionada operando na

faixa de frequência de 81GHz, com aplicação destinada para radar automotivo. A topologia da tensão controlada do oscilador (VCO) é baseada em uma topologia *push-push*, que se adequa para a aplicação em ondas milimétricas.

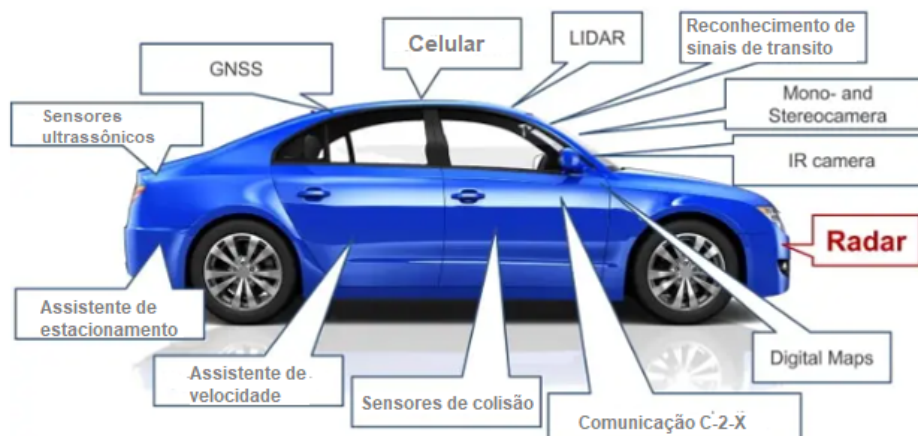


Figura 5 – Cinto de segurança virtual em torno de um veículo com uma associação de radares de curto e longo alcance. Adaptado de (VASQUEZ, 2022)

A técnica de síntese do sinal consiste na sincronização da emissão de um sinal sub-harmônico externo, onde um sinal de referência, de 8 GHz, é convertido antes de entrar no oscilador por indução de acoplamento. O artigo detalha todos os passos dessa técnica de sincronização, e as informações da sincronização do oscilador são dadas por uma faixa máxima de operação de 3 GHz (81 GHz - 84 GHz) e possui um ruído de fase em torno de 108dBc/Hz a 10 MHz da frequência da portadora.

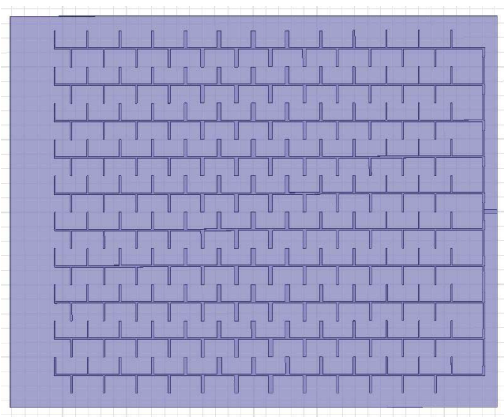
Com o aumento da frequência de operação se torna cada vez mais difícil conseguir osciladores que cumpram os requisitos necessários para garantir o correto funcionamento. Pesquisas relacionadas as ondas milimétricas vem crescendo devido ao enorme impacto no desempenho proporcionado com o uso dessas tecnologias. É uma questão de grande interesse no que diz respeito a considerações como ruído de fase, faixa de ajuste, potencia de saída e tamanho dos chips.

O uso de antenas *comb-line* é uma técnica de projeção de antenas que mostra resultados interessantes e com a vantagem de projetar uma antena com um número grande de elementos, posicionados de maneira que o maior ganho seja alcançado.

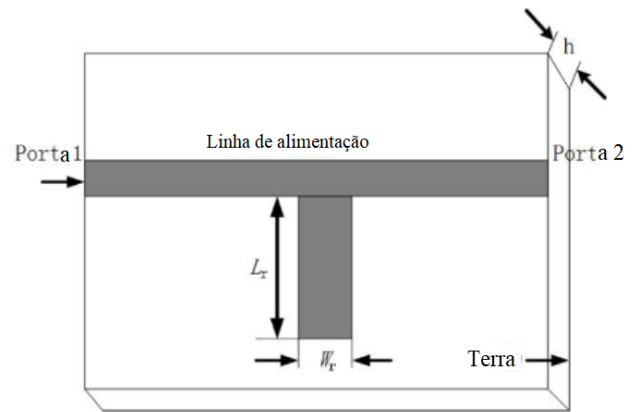
O trabalho do (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018) projeta um arranjo de antenas *comb-line* com uma matriz de 25x10 elementos em uma linha de *microstrip*, para operar num sistema de radar automotivo para a frequência de 77GHz. Com o intuito de reduzir o peso da onda milimétrica do radar automotivo, a antena de *microstrip* teve um papel fundamental para o projeto.

Foram posicionados vários tipos de antenas de microfita retangular para ondas milimétricas em uma grande matriz, com a alimentação em série, como ilustrado na Figura 6. Embora a alimentação em série na antena de *microstrip* consiga manter baixos níveis nos lóbulos laterais, muitas vezes isso requer uma maior placa do circuito impresso, por isso é adequado realizar a avaliação das necessidades que podem variar dependendo do projeto.

Na faixa onde o lóbulo lateral possui um valor já interessante, é possível utilizar arranjos de antenas *comb-line* para obter o maior ganho nessa mesma área. O artigo apresenta os resultados obtidos através das simulações para esse arranjo de antenas, o ganho simulado foi de 24 dBi e o nível do lóbulo



(a) Estrutura da matriz com os 250 elementos do arranjo comb-line da antena.



(b) Estrutura de cada um dos elementos que compõem o arranjo *comb-line* da antena.

Figura 6 – Arranjo comb-line de antena para radar automotivo de 77GHz. Adaptado de (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018)

lateral ficou abaixo de -13dB na frequência de 76,5GHz. A antena ficou com 36x23 mm² de área e foi projetada utilizando o substrato RO3003 ($\epsilon_r = 3$ e $\tan \delta = 0,0013$).

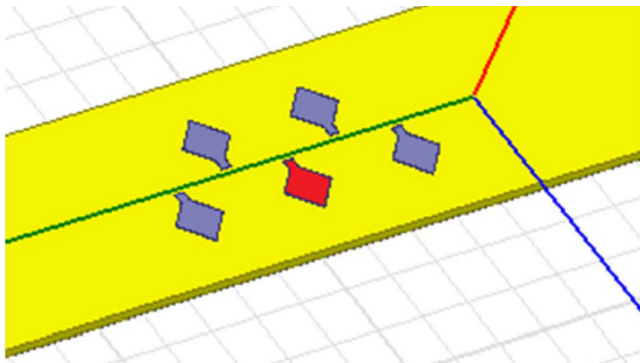
Em um trabalho semelhante, o autor (YASINI; MOHAMMADPOUR-AGHDAM, 2016) realiza a projeção e simulação de um arranjo de antena *comb-line* com baixo lóbulo lateral para aplicação em sistemas de radar automotivo de prevenção de colisões (Figura 7). O arranjo é composto por 32 elementos enfileirados para compor uma das linhas da matriz de antenas e opera na frequência de 77GHz. Os resultados das simulações obtiveram um nível de lóbulo lateral melhor que -21dB e ganho aproximado de 24,7dBi.

Para encontrar a impedância de entrada dos elementos da antena, o autor modulou o efeito de acoplamento no posicionando um elemento entre outros quatro, onde a distancia entre cada um deles devia ser o mais próximo possível do comprimento de meia onda do sinal propagante ($\lambda_g/2$). Com isso o valor encontrado para a impedância do elemento de entrada é no seu ponto de ressonância igual a 584 Ω .

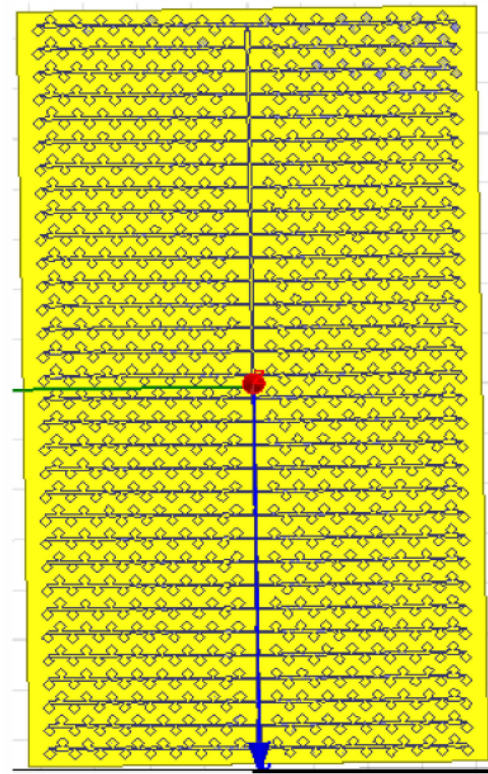
1.3 OBJETIVOS

O objetivo inicial do estudo realizado é para a projeção de um arranjo linear em série de antenas *patch* retangular para operar na frequência de 79GHz em aplicações de sensoriamento em sistemas de radar automotivo. Para frequências altas, a atenuação imposta no espaço livre é alta, então o trabalho visa encontrar alternativas de material e configurações do arranjo para encontrar e definir as melhores combinações no projeto do dispositivo.

Além do *design* do arranjo, o estudo busca mapear e entender os efeitos que podem ser observados na operação do dispositivo, como sua influencia em grandezas como ganho e diretividade da antena, e também no casamento de impedâncias conforme se aumenta a quantidade de elementos ressonantes.



(a) Estrutura da matriz com os 250 elementos do arranjo *comb-line* da antena.



(b) Estrutura de cada um dos elementos que compõem o arranjo *comb-line* da antena.

Figura 7 – Arranjo *comb-line* de antena para radar automotivo de 77GHz. Adaptado de (YASINI; MOHAMMADPOUR-AGHDAM, 2016)

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado em 4 capítulos, onde no capítulo 1 é feita uma abordagem técnica geral sobre o tema, com introdução e levantamento de alguns artigos relacionados ao assunto, junto com os objetivos e motivações para a realização dessa pesquisa. No segundo capítulo é feita uma abordagem aos sistemas de radares automotivos, onde são definidos alguns conceitos sobre o funcionamento de um sistema de radar, os tipos existentes e as faixas de frequência destinadas para essas aplicações. No terceiro capítulo é feita uma revisão teórica sobre antenas *patch* retangular, os métodos de análise e projeção desse tipo de dispositivo, e o *design* de arranjos de antenas *microstrip* com 2, 4 e 8 elementos, respectivamente, no *software* Ansys HFSS. Por último, o capítulo 4 é a conclusão com as considerações finais para o trabalho realizado, com uma análise sobre o projeto e os possíveis temas a serem aprofundados em caso de continuidade desse trabalho futuramente.

2 RADARES AUTOMOTIVOS

Radar é a sigla constituída pelas iniciais da expressão inglesa *Radio Detection and Ranging*, isto é, detecção e localização por rádio (ondas de rádio). Trata-se de um sistema de detecção de objetos, usando ondas de rádio para determinar o intervalo, altitude, direção e velocidade desse objeto. É composto por uma antena que transmite pulsos de ondas de microondas em determinada direção do espaço. Após a onda atingir um objeto, uma energia resultante retorna para a antena, tornando possível descobrir a localização ou distância do objeto.

Dentre as diversas áreas de aplicação para esses sistemas de detecção, o setor de segurança no trânsito é um dos ramos que começa a demandar muitas aplicações de sensores de radares automotivos, afim de aumentar a segurança e auxiliar os condutores dos veículos oferecendo dados de posição de objetos e obstáculos nas proximidades do veículo. Segundo (VASQUEZ, 2022), o Parlamento Europeu aprovou em 2019 uma lei que torna obrigatórios recursos de segurança nos veículos fabricados pelas montadoras. A ideia é conseguir alcançar os objetivos traçados pela chamada "Visão 0", 0 mortes em acidentes de trânsito até o ano de 2050.

Os novos requisitos que vem sendo adotados pelas identidades de fiscalização e segurança de trânsito, começaram a forçar a indústria de automóveis a investir em mecanismos capazes de realizar funções de segurança automatizadas, como sistemas de manutenção de faixas, assistente inteligente de velocidade e sistemas de frenagem de emergência automáticos.

Esses sistemas conseguem detectar objetos mesmo em condições climáticas extremas, em casos de tempestades de chuva, neve, ou ventos muito fortes. Na Figura 8, é possível visualizar um comparativo do comportamento entre as ondas de rádio, fotoelétricas, e de ultrassom, em uma situação climática desfavorável e é aí que as ondas de rádio se destacam, pois mesmo nessas condições adversas, conseguem se propagar e garantir medições precisas, diferentes das outras, que acabam não propagando com precisão necessária nessas condições. E com isso, esses sistemas possibilitam desenvolver funções de tomada de decisão rápida e com alta confiabilidade. Possibilitando assim o desenvolvimento de novas aplicações de suporte ao condutor, como o assistente de estacionamento, assistente de velocidade ao decorrer de um determinado percurso, e também aplicações em veículos autônomos muito utilizados na indústria de mineração e até mesmo no agronegócio.



(a) Ilustração da potências de propagação de 3 sinais de diferentes mecanismos de transmissão.



(b) Ilustração da intensidade do sinal da onda de rádio sob efeito de uma tempestade.

Figura 8 – Simulação comparativa da propagação de diferentes tipos de ondas sob um efeito semelhante ao causado por uma tempestade. Adaptado de (ENGINEERING, 2022)

2.1 TIPOS DE RADAR

O sistema de radar é composto por um transmissor e um receptor, ambos com antenas e sensores. O sensor de radar automotivo é composto de vários canais de transmissão e recepção, que são usados para acionar as diferentes antenas do sistema e realizar as varreduras necessárias para a coleta de dados.

Alguns canais de recepção fornecem informações angulares sobre o objeto, já que existe deslocamento de fase entre os sinais recebidos por diferentes antenas. Além disso, os sensores de radar usam ondas contínuas de frequência modulada (FMCW) para detectar de forma confiável e precisa os alvos próximos a ele, podendo ser classificados em três categorias: *Short-Range Radar* (SRR), *Mid-Range Radar* e *Long-Range Radar* (LRR) (VASQUEZ, 2022).

Esses sistemas de radar de curto alcance (SRR), conseguem visualizar objetos de alta dielétrica, como carros, trens e objetos grandes em geral. São usados para aplicações de curto alcance, como por exemplo no auxílio ao estacionamento, detecção de obstáculos ou ponto cego, e prevenção de colisões, entre outros. Para isso, o SSR utiliza uma antena orientável com um grande ângulo de varredura, para conseguir o maior campo de visão possível do perímetro em volta e são ideais para aplicações com

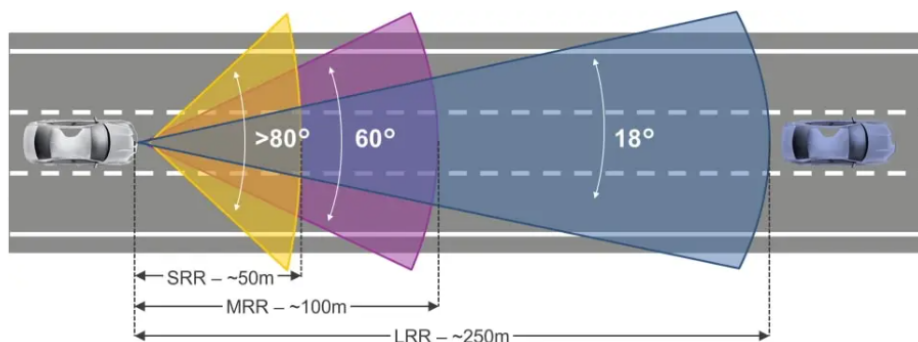


Figura 9 – Ilustração comparativa da área de alcance entre sistemas SSR, MRR e LRR. Adaptado de (VASQUEZ, 2022)

baixo orçamento.

O *Mid-Range Radar* possui um ângulo de varredura um pouco menor do que os radares de curto alcance, algo em torno de 60° na direção de propagação da antena, e por outro lado possui um alcance já um pouco maior, chegando a uma área de cobertura de aproximadamente 100m. Com um funcionamento semelhante e para aplicações que exigem melhor precisão e resolução, os radares de longo alcance (LRR) possuem um ângulo de varredura bem menor comparado com os demais, porém permite uma visão de até 250m de distancia. Ideal para medir distancia e velocidade de outros objetos e detecção de veículos ou obstáculos dentro desse campo de visão (RF, 2019).

Para esses dois tipos com alcances maiores que os 100m, são necessárias antenas diretivas de alto ganho, com poucas perdas nos lóbulos laterais, possibilitando o fornecimento de imagens com alta resolução mesmo com um campo de visão não tão amplo, o que permite conseguir alcançar essas grandes distancias de cobertura.

Existe uma outra definição utilizada pela União Internacional de Telecomunicações (ITU) que classifica os sistemas de radares automotivos em duas categorias dependendo da sua função. Segundo (RF, 2019), são as seguintes:

- Categoria 1: Engloba sistemas de radares desenvolvidos para proporcionar funções de conforto para o motorista, como o controle adaptativo de cruzamento (ACC), e prevenção de colisões (CA), por exemplo. Esses possuem faixas de alcance de 250m.
- Categoria 2: Esta já define sensores para aplicações de alta resolução e que possibilitam a chamada segurança passiva e ativa do veículo. Alguns exemplos de aplicações são na detecção de ponto cego, assistência de mudança de faixa, detecção de pedestres ou objetos em movimento ao redor do veículo, entre outras aplicações, todas de alcance mais curto (50m à 100m).

2.2 FUNCIONAMENTO

Um sistema de radar de ondas contínuas modulado por frequência (FMCW) é capaz de medir a distancia e a velocidade de objetos em movimento, variando a frequência do sinal transmitido por um sinal modulador em uma taxa conhecida e por um período fixo definido (VASQUEZ, 2022).

A antena transmissora emite ondas de rádio contínuas na direção desejada, e o sinal refletido do alvo é recebido pela antena receptora, que o envia para a etapa seguinte, onde é feita a mistura desse

sinal através de um pre amplificador. Nessa etapa é gerado um novo sinal, resultante de uma parte do sinal transmitido com o sinal recebido, e sua frequência é dada por essa diferença entre os dois sinais.

Então com esse novo sinal gerado, o sistema é capaz de medir a diferença de frequência Δf , entre o sinal transmitido e o recebido, e dessa forma é calculada a distancia. Também é medida a frequência *Doppler* para o calculo da velocidade do objeto.

Esses sistemas possuem muitas vantagens como alta precisão e alta confiabilidade, e conseguem fazer as medições a distancia mesmo em condições adversas do clima, o que torna eles ideais para aplicações em sistema de prevenção de colisão automotiva.

2.3 FAIXAS DE FREQUÊNCIA

Um grande obstaculo no uso de ondas milimétricas para a comunicação é o declínio que ocorre nelas devido a chuva, neve e até mesmo a absorção da atmosfera terrestre, podendo chegar a níveis entre 10 a 20 dB/km de perdas. Como visto na Figura 10, na banda de 60GHz a absorção pelo ar e chuva é muito alta, principalmente na absorção de oxigênio, chegando a níveis de 17 dB/km. Para a faixa dos 77GHz, a atenuação que o sinal sofre é menor e por isso é mais indicado a utilização dessa banda para esses tipo de aplicação em radares automotivos (BAUER; MENZEL, 2013).

A figura ainda mostra um comparativo desses níveis de atenuação no espectro eletromagnético para um local de propagação de 9150 metros acima do nível do mar. Essa saída mostra que numa altura dessas é possível contornar, razoavelmente, essa atenuação imposta pela atmosfera terrestre.

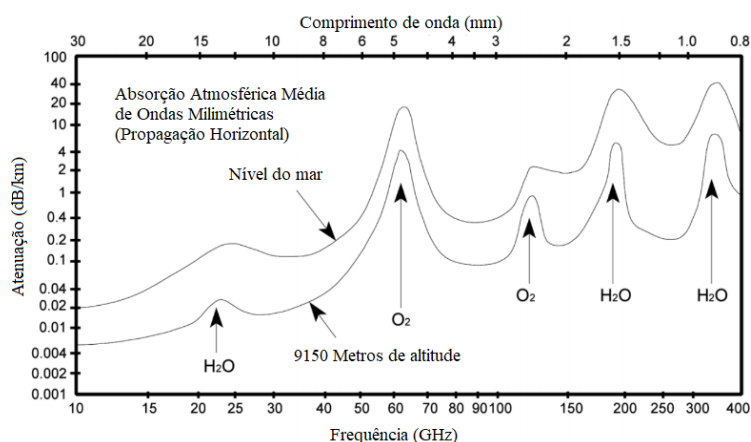


Figura 10 – Atenuação atmosférica de ondas eletromagnéticas. Adaptado de (BAUER; MENZEL, 2013)

Com relação a frequência de operação, a integração de sensores de radar se torna mais fácil quando são utilizadas altas frequências, pois o tamanho das antenas é um dos fatores mais importantes para a instalação de um sensor em um veículo, e esse tamanho é linearmente proporcional ao comprimento da onda de operação. Existem quatro bandas de frequência reservadas para sistemas de radar automotivo, duas na banda K (24GHz) e outras duas na banda E (76GHz - 81GHz).

Os radares de curto alcance (SRR) utilizam a faixa de frequência ISM de 24GHz, e possuem uma banda de operação chamada de banda estreita, com largura de banda de 250MHz. Existe também a chamada *Ultra-Wideband*, que possui uma largura de banda de 5GHz (21,65GHz até 26,65GHz).

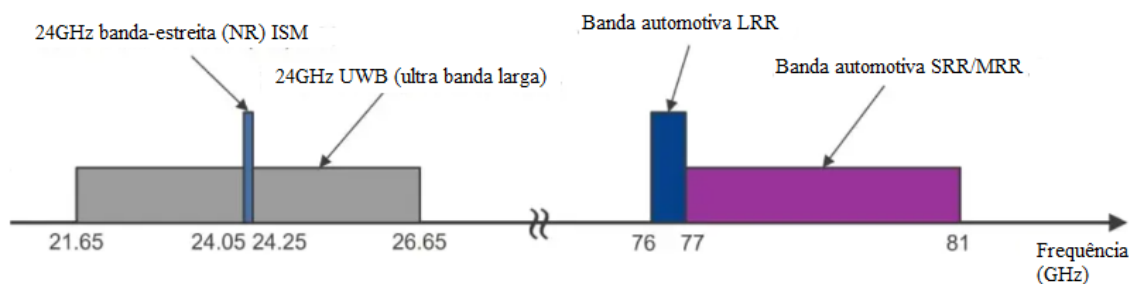


Figura 11 – Espectro de frequência reservado para radares automotivos. A esquerda a banda K e a direita a banda E. Adaptado de (VASQUEZ, 2022)

Contudo essa faixa de frequência será extinta devido á regularização no espectro da frequência (VASQUEZ, 2022).

De forma a oferecer maior precisão e melhor resolução num pacote menor de dados, os Radares de longo e médio alcance, utilizam a faixa de frequência de 77GHz, com a banda se estendendo dos 76GHz até os 81GHz. Esses radares são usados para medir grandezas como a velocidade ou a distancia de um veiculo nas redondezas, ou para a detecção de objetos dentro de um campo de visão maior, num alcance que varia de 80m até 200m. Para conseguir cumprir essas aplicações, esses sistemas necessitam de antenas diretivas que forneçam uma resolução mais alta dentro de um alcance de varredura mais limitado.

Nos últimos anos, as companhias automotivas, e as principais fabricantes de sensores de radares automotivos tem migrado para a banda dos 77GHz por possuir algumas vantagens com relação a banda dos 24GHz. Algumas das principais razões para essa mudança são:

- Maior largura de banda e maior resolução:

Como já comentado, essa faixa de operação nos 77GHz, possui uma largura de banda que se estende dos 76GHz até 81GHz, ou seja, uma largura de banda muito maior que a utilizada anteriormente na faixa de operação dos 24GHz. Por conta disso, a velocidade na resolução e alcance do radar aumenta, permitindo que sejam identificados objetos que estão próximos, tornando esses radares ideais para aplicações como o estacionamento automático, por exemplo.

Através da diferença de fase entre o sinal transmitido e o sinal recebido é possível medir a velocidade relativa dos objetos. À medida que o comprimento de onda diminui, a resolução e a precisão da velocidade medida aumentam de forma proporcional. Então com essa mudança na banda de operação dos sensores de radar, da faixa dos 24GHz para a de 77GHz, as medições podem melhorar em até 3 vezes mais.

Com o aumento da capacidade do sistema, os recursos de auxilio ao condutor melhoram em diversos aspectos, um dos mais importantes é a melhora na resolução de objetos mesmo em situações de baixa visibilidade, por condições climáticas adversas ou outros fatores.

- Menor tamanho:

As antenas utilizadas nos sistemas de radar que operam na faixa dos 77GHz conseguem ter um nono do tamanho de uma mesma antena operando na faixa dos 24GHz, isso porque esses

sistemas na nova faixa de operação possuem um comprimento de onda 3 vezes menor que os sistemas da banda estreita dos 24GHz, e como o tamanho da antena e a frequência são diretamente relacionados ao comprimento da onda, os sistemas nessa nova faixa são menores.

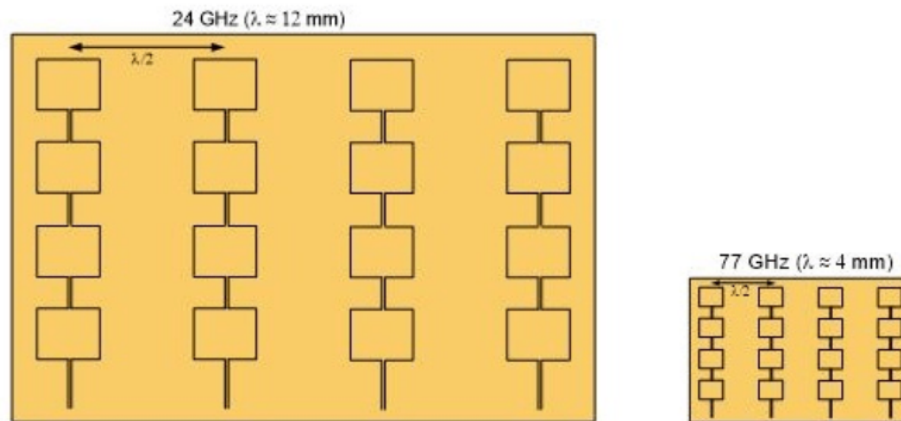


Figura 12 – Tamanho relativo de uma antena para 24GHz e uma para 77GHz. Adaptado de (RF, 2019)

- Maior potência:

Radares de 77GHz possuem níveis mais altos de potência de transmissão permitidos em comparação aos de 24GHz. A potência isotrópica radiada equivalente (EIRP) para esses radares de 77GHz é de 55dBm, enquanto para os sistemas na antiga banda possuíam apenas 20dBm de potência permitida.

3 ARRANJO EM SÉRIE DE ANTENAS PATCH RETANGULAR

3.1 ANTENAS PATCH RETANGULAR

As antenas de microfita começaram a ser estudadas mais afundo nos meados dos anos 70, inicialmente para aplicações espaciais, e com o passar dos anos começaram a se expandir e serem utilizadas em diversas outras áreas. Esse tipo de antena é adaptável a diversos tipos de aplicação, por serem bem moldáveis a necessidade do projeto, sendo mais robustas em superfícies rígidas, planas ou não planas, e também é uma antena muito versátil em termos de frequência ressonante, polarização e padrão de impedância (BALANIS, 2005).

São compostas por uma estrutura metálica, podendo ter diversas configurações, sendo as mais comuns delas as antenas no formato retangular e circular, por serem mais facilmente fabricadas e analisadas, possuindo características de radiação com baixa polarização cruzada (BALANIS, 2005). São de baixo custo e fáceis de projetar, graças a tecnologia de placas de circuito impresso, e além disso, são adicionadas cargas entre o *patch* e o plano terra, como pinos, diodos, ou elementos adaptativos com frequência ressonante variável, para efeitos de mudanças e melhorais nos resultados.

Alguns dos principais substratos disponíveis para uso na fabricação e projeção de antenas de microfita estão listados na Tabela 1 abaixo, com os parâmetros já definidos para que aquele material em específico alcança os melhores resultados de operação.

Tabela 1 – Alguns substratos e seus parâmetros

Substrato	Thickness (mm)	Frequency (GHz)	ϵ_r	$\tan \delta$
Duroid® 5880	0.127	0 – 40	2.20	0.0009
RO 3003	1.575	0 – 40	3.00	0.0010
RO 3010	3.175	0 – 10	10.2	0.0022
RO 4350	0.168	0 – 10	3.48	0.0037
	0.508			
	1.524			
FR4	0.05 – 100	0.001	4.70	—
HK 04J	0.025	0.001	3.50	0.005
IS 410	0.05 – 3.2	0.1	5.40	0.035
DiClad 870	0.091	0 – 10	2.33	0.0013
Polyguide	0.102	0 – 10	2.32	0.0005
NH 9320	3.175	0 – 10	3.20	0.0024
RF-60A	0.102	0 – 10	6.15	0.0038

Fonte: (BALANIS, 2005).

Essas antenas consistem de um plano terra, localizado na parte inferior do substrato. A parte de cima é onde fica o *patch*, que possui uma espessura relacionada com a frequência de operação, que pode ser determinada através do comprimento da onda a ser configurado. E o comprimento L do *patch* normalmente é entre $1/3\lambda_0$ e $1/2\lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre (BALANIS, 2005).

O substrato utilizado, possui uma altura h correspondente a um valor em função do comprimento de onda, comumente entre $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$, levando em conta o material utilizado e suas características, como já visto na Tabela 1 (BALANIS, 2005).

Para uma melhor performance da antena, os substratos mais desejáveis são os que possuem a constante dielétrica mais baixa por possuírem uma melhor eficiência, maior largura de banda, e menores perdas de radiação para o espaço livre. Enquanto os materiais com permissividade dielétrica mais alta são mais utilizados para aplicações de dispositivos em ondas milimétricas, pois necessitam de campos mais concentrados para minimizar os efeitos indesejáveis de acoplamento e radiação.

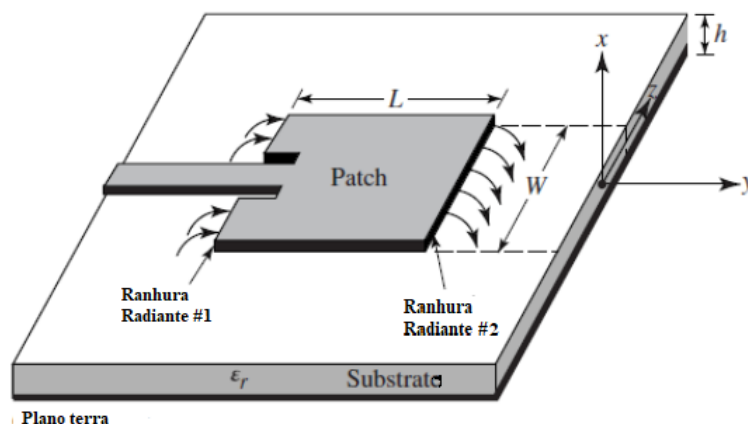


Figura 13 – Antena *Microstrip*. Adaptado de (BALANIS, 2005)

Conforme pode ser visto na figura, a configuração dos elementos para composição da antena. Existem outras configurações, podendo incluir pinos condutores para realizar a ligação entre o *patch* e o plano terra, e também com o uso de diversos outros formatos de *patch* (circular, triangular, etc).

3.2 MÉTODO DA LINHA DE TRANSMISSÃO

O método da linha de transmissão é o mais fácil para a análise de uma antena de *microstrip*, ele possibilita uma boa visão física do dispositivo, porém não possui tanta precisão e é mais difícil para modelar o acoplamento (BALANIS, 2005).

Uma antena *microstrip* retangular pode ser representada por uma matriz com duas aberturas radiantes estreitas, cada uma delas com uma largura W e uma altura h , separadas por uma determinada distância L . O método da linha de transmissão, representa basicamente a antena *microstrip* em duas aberturas, que são separadas por uma linha de transmissão Z_c com impedância baixa e comprimento L .

A transmissão da antena ocorre com a propagação de um determinado pulso elétrico capaz de gerar a frequência desejada para a operação do dispositivo. Quando ocorre a emissão desse sinal, é gerado o chamado efeito de franja, como pode ser visto na Figura 13. Segundo (BALANIS, 2005), esse efeito é uma função da razão entre o comprimento do *patch* L , a altura h do substrato e a constante dielétrica ϵ_r . É possível reduzir o efeito de franja se a razão $\frac{L}{h} \gg 1$, porém isso pode influenciar na frequência de ressonância desejada da antena.

Com uma breve análise do efeito, é possível visualizar que as linhas de campo elétrico se propagam, em sua maioria, pelo substrato, e a parte restante propaga pelo ar. Isso faz parecer que a linha de

microfita tenha uma largura maior do que a largura física real e nesse contexto que entra a constante dielétrica efetiva, dada pela equação (3.1) (BALANIS, 2005).

A frequência de operação influencia diretamente nessa constante efetiva, quanto maior a frequência, mais as linhas de campo elétrico se concentram no substrato. Conforme abaixa a frequência de operação, os valores dessa constante começam a abaixar, até alcançar os chamados valores estáticos do material (BALANIS, 2005).

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.1)$$

3.2.1 Comprimento e largura efetiva

O aumento do ΔL causado pelo efeito de franja nas dimensões elétricas do *patch*, é uma função da constante dielétrica efetiva e a razão entre a largura e o comprimento do *patch* (BALANIS, 2005). A relação aproximada para encontrar o valor dessa distancia é dada por:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (3.2)$$

Para o modo dominante TM_{010} , a frequência de ressonância da antena de *microstrip* é uma função do comprimento dada por:

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.3)$$

onde v_0 é a velocidade da luz no espaço livre. Incluindo o efeito de franjamento chega-se na expressão final para a frequência de ressonância:

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{ef}\sqrt{\varepsilon_{ef}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{ef}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = q \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = q \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.4)$$

Então, verifica-se que o fator de franjamento q é dado manipulando as expressões (3.3) e (3.4)

$$q = \frac{f_{rc}}{f_r} \quad (3.5)$$

Por tanto o comprimento e a largura do *patch* para uma radiação eficiente são dados pelas equações (3.6) e (3.7) (BALANIS, 2005), como ilustrado a seguir:

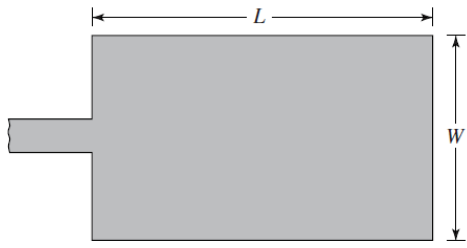
$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (3.6)$$

$$L = \frac{1}{2f_r\sqrt{\varepsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (3.7)$$

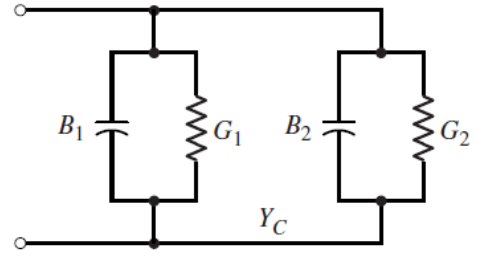
3.2.2 Condutância e Resistência de ressonância

Segundo (BALANIS, 2005) cada elemento radiante pode ser representado por uma admitância paralela equivalente Y , composta por uma grandeza capacitiva B e uma condutância G , como pode ser

visto na Figura 14 e na equação (3.8).



(a) Patch retangular.



(b) Modelo de transmissão equivalente

Figura 14 – Representação de um patch retangular e seu modelo de linha de transmissão correspondente. (BALANIS, 2005)

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad (3.8)$$

onde G_1 e B_1 são calculados em função do comprimento W do *patch*, como visto em (3.9) e (3.10)

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24}(k_0 h)^2 \right], \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (3.9)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)], \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (3.10)$$

sendo k_0 a constante de onda no espaço livre, dada por:

$$k_0 = \frac{2\pi c}{f} \quad (3.11)$$

A admitância de entrada ressonante é um valor real, que pode ser obtido através da expressão (3.12), assumindo que as fendas radiantes do *patch* são idênticas, então é possível igualar Y_1 e Y_2 , de maneira que:

$$Y_{in} = Y_1 + Y_2 = 2G_1 \quad (3.12)$$

Assim como a admitância de entrada, a impedância de entrada ressonante é real também, e é descrita em (3.13):

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (3.13)$$

Por fim, considerando os efeitos mútuos de interação que as duas fendas possuem com relação uma a outra, encontra-se que a resistência de entrada equivale a:

$$R_{in} = 90 \frac{(\varepsilon_r)^2}{\varepsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (3.14)$$

Após determinar a resistência de entrada, é possível calcular o valor da profundidade do *gap* do *patch*. Essa técnica é utilizada para conseguir o casamento da antena com uma linha de impedância característica equivalente a Z_c , como verifica-se a seguir:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}} \ln\left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h}\right]}, \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (3.15)$$

Manipulando a expressão (3.15), obtém-se que:

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_0}{h} + 1.44\right)\right]}, \frac{W_0}{h} > 1 \quad (3.16)$$

onde W_0 é a largura da linha de *microstrip*. Logo a resistência de entrada será dada por (3.17).

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (3.17)$$

Os valores obtidos em (3.17) se aproximam dos valores experimentais, porém a alimentação inserida causa uma ranhura física, responsável por um efeito de capacitância que influencia razoavelmente a frequência de ressonância (BALANIS, 2005).

3.3 MÉTODO DA CAVIDADE

O método da cavidade parte do conceito de que uma antena de *microstrip* se assemelha a uma cavidade com carga dielétrica com nível alto de ressonância. Assim, para encontrar os campos normalizados dentro do substrato dielétrico com maior precisão, é feito o tratamento da região do substrato como uma cavidade delimitada por condutores elétricos (o *patch* em cima e o plano terra em baixo) e paredes magnéticas nos lados para simular um circuito aberto (BALANIS, 2005).

Para melhor entendimento do modelo de análise por cavidade é necessário realizar uma interpretação física da formação dos campos dentro da cavidade e na radiação pelas suas paredes laterais. Ao energizar o *patch*, uma distribuição de carga é gerada nas superfícies superior e inferior do *patch*, como ilustrado na Figura 15 (BALANIS, 2005).

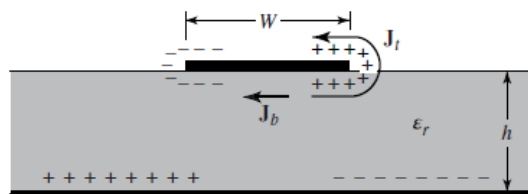


Figura 15 – Distribuição de cargas e criação de densidade de corrente no *patch*. (BALANIS, 2005)

O movimento dessas cargas ao longo da antena gera uma densidade de corrente nas superfícies internas e externas do *patch* denominadas, respectivamente, J_b e J_t . Vale lembrar que as faces superior e inferior, bem como as paredes laterais, são condutores perfeitos, onde os campos magnéticos e elétricos se anulam ao longo da antena. (BALANIS, 2005)

Como a espessura dessas antenas é muito pequena, a amplitude das ondas que propagam dentro do substrato é muito maior, e por isso as ondas sofrem reflexão, ou seja, apenas uma parte da energia incidente é radiada. Para entender o mecanismo de irradiação da antena, é necessário analisar o efeito de franjamento que ocorre na ativação (BALANIS, 2005). Considerando um circuito aberto, a corrente

no início e no fim do *patch* será nula, e a maior parcela da corrente será na distancia de meia onda do *patch*.

No centro do *patch*, que equivale a um quarto de comprimento da onda a partir das bordas, a tensão deverá ser a mínima. Então pode-se concluir que o efeito de franjamento é o responsável pela radiação da antena, como mostrado na Figura 16.



Figura 16 – Vista lateral dos campos com e sem o efeito de franja. Adaptado de (BALANIS, 2005)

Os campos gerado no *patch* formam ondas estacionarias que podem ser consideradas constantes, devido a espessura do substrato ser muito menor ao comprimento de onda de operação. Somado a isso, o efeito de franjamento dos campos nas bordas do *patch* é muito pequeno, por isso a composição do campo a ser analisado dentro da cavidade será somente em modo TM^x (BALANIS, 2005).

3.3.1 Configuração de campo TM^x

A configuração de campo dentro da cavidade pode ser encontrada satisfazendo a equação de onda (3.18), composta por funções cossenoidais que representam as ondas estacionarias existentes na antena.

$$\Delta^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (3.18)$$

A constante k é dividida em três para representar o número de ondas existentes em cada uma das direções x , y e z , e deve satisfazer as condições de contorno. Os campos elétrico e magnético dentro da cavidade para as três direções, são dados em função de A_x como ilustrado a seguir: (BALANIS, 2005).

$$E_x = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x, H_x = 0 \quad (3.19)$$

$$E_y = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y}, H_y = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \quad (3.20)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z}, H_z = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \quad (3.21)$$

A partir disso, é possível encontrar que os valores de k_x , k_y e k_z correspondem às seguintes expressões:

$$k_x = \frac{m\pi}{h}, m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.22)$$

$$k_z = \frac{p\pi}{W}, p = 0, 1, 2, \dots \quad (3.23)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{L}, m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.24)$$

Com isso, obtém-se que a expressão final para A_x dentro da cavidade é:

$$A_x = A_{mnp} \cos(k_x x') \cos(k_y y') \cos(k_z z'), \quad (3.25)$$

Ainda utilizando os números de onda (3.22), (3.24) e (3.23), tem-se a seguinte equação de restrição:

$$k_x + k_y + k_z = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \varepsilon \quad (3.26)$$

Com isso é possível encontrar a frequência de ressonância na região da cavidade, a qual é dada por:

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (3.27)$$

Para encontrar o modo dominante de operação, é necessário examinar as frequências de ressonância, e classificá-las da maior para a menor, onde a menor frequência de ressonância se referirá ao modo dominante de transmissão. Para as antenas de *microstrip* encontradas pelo métodos da linha de transmissão, o modo dominante será o TM_{010}^x (BALANIS, 2005).

A frequência de ressonância vai depender das dimensões L , W e h . É necessário manipular alguns possíveis valores das dimensões da antena, para encontrar as expressões de alguns dos primeiros modos de transmissão que estão expressas nas equações (3.28), (3.29) e (3.30). Esses modos podem ser visualizados nas (Figura 17) (BALANIS, 2005).

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.28)$$

$$(f_r)_{001} = \frac{1}{2W\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{2W\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.29)$$

$$(f_r)_{020} = \frac{1}{L\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v_0}{L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.30)$$

Verifica-se que variando as dimensões da antena, o modo dominante muda, logo a distribuição de campo que propaga pelo *patch* também sofre alterações.

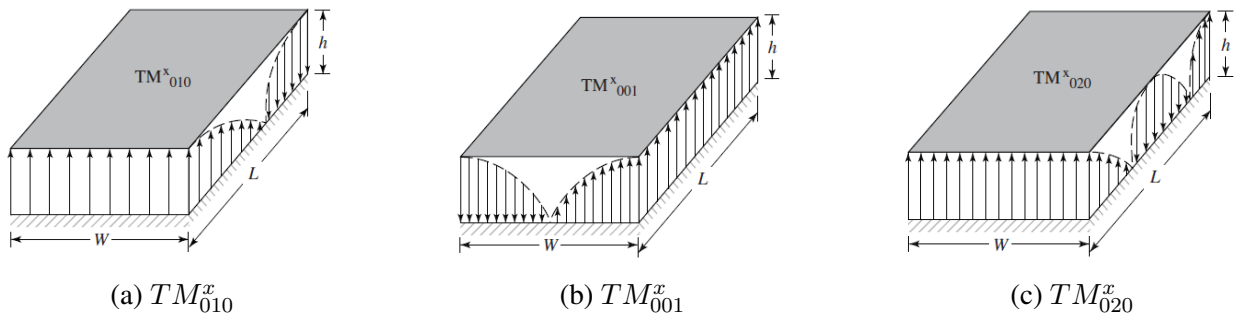


Figura 17 – Configurações de campo para uma antena *patch* retangular. Adaptado de (BALANIS, 2005)

3.3.2 Análise de arranjos lineares

Arranjos lineares em série, são formados pela interconexão de todos os elementos entre si com uma linha de transmissão de alta impedância, onde o primeiro elemento é alimentado de maneira que seja alcançado o casamento de impedância com os demais elementos em série. São frequentemente projetados com alimentação em série, com modo ressonante ou não ressonante (P. et al., 2000).

A principal limitação na alimentação em série é a alta variação da impedância e a direção de radiação dos feixes sob diferentes bandas de frequência. A média da direção do feixe e a sensibilidade de varredura podem ser calculados através das equações (3.31) e (3.32) a seguir:

$$d = \sin\theta + \sqrt{\epsilon}l = \lambda = \frac{c}{f} \quad (3.31)$$

$$\frac{\partial\theta}{\partial f} = -\frac{c}{df^2 \cos\theta} \quad (3.32)$$

onde d é o espaçamento entre os elementos, l é o comprimento da linha de transmissão juntando os elementos consecutivos, c é a velocidade da luz, f é a frequência de operação e θ é o ângulo de apontamento dos feixes na direção que está apontada a antena.

A impedância de entrada do arranjo alimentado em série, e com uma carga Z_L , podem ser representadas pela expressão (3.33). Cada elemento do arranjo pode ser considerado um elemento com duas portas na suas extremidades não ressonantes.

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_L} \quad (3.33)$$

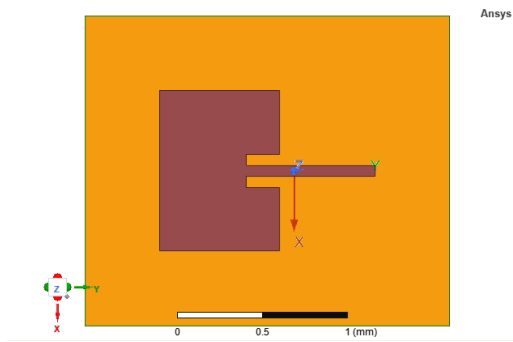
onde Z_{ij} é a matriz de parâmetros de impedância das duas portas do elemento.

3.4 DESIGN DE UMA ANTENA PATCH RETANGULAR

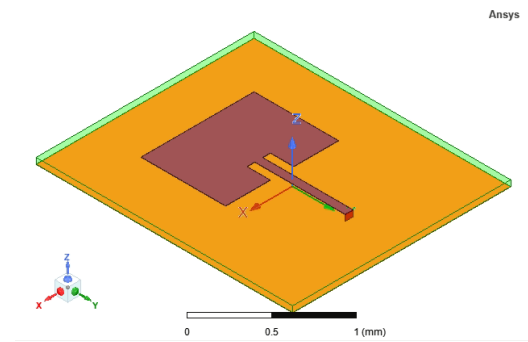
O projeto da antena pensada para esse projeto foi realizado com uso do software *ANSYS High Frequency Strucutre Simulator* (HFSS), que possibilita a projeção e análise dos parâmetros e características da antena. Como a frequência de operação desejada é muito alta, é esperado que a antena tenha uma dimensão bastante pequena. Com o auxílio de *software* para calcular as dimensões ideais da antena para essa frequência de ressonância foram encontrados os valores aproximados de sua largura (W) e comprimento (L), 1,014mm e 0,7665mm, respectivamente. O substrato utilizado tem uma permissividade relativa ϵ_r de 6,7 e $\tan\delta$ de 0,015.

Esses valores de W e L podem ser calculados através das equações (3.6) e (3.7) vistas na seção de análise pelo modelo de linha de transmissão. Com isso foi projetada a seguinte antena de *microstrip*, vista na Figura 18.

Os parâmetros utilizados para a projeção dessa antena *microstrip* foram valores aproximados conforme as especificações necessárias da antena e podem ser visualizadas na Tabela 2. Para analisar os resultados de desempenho da antena, foram coletados gráficos do parâmetro S_{11} , que indica o coeficiente de reflexão do dispositivo.



(a) Vista de cima da antena.



(b) Vista isométrica da antena.

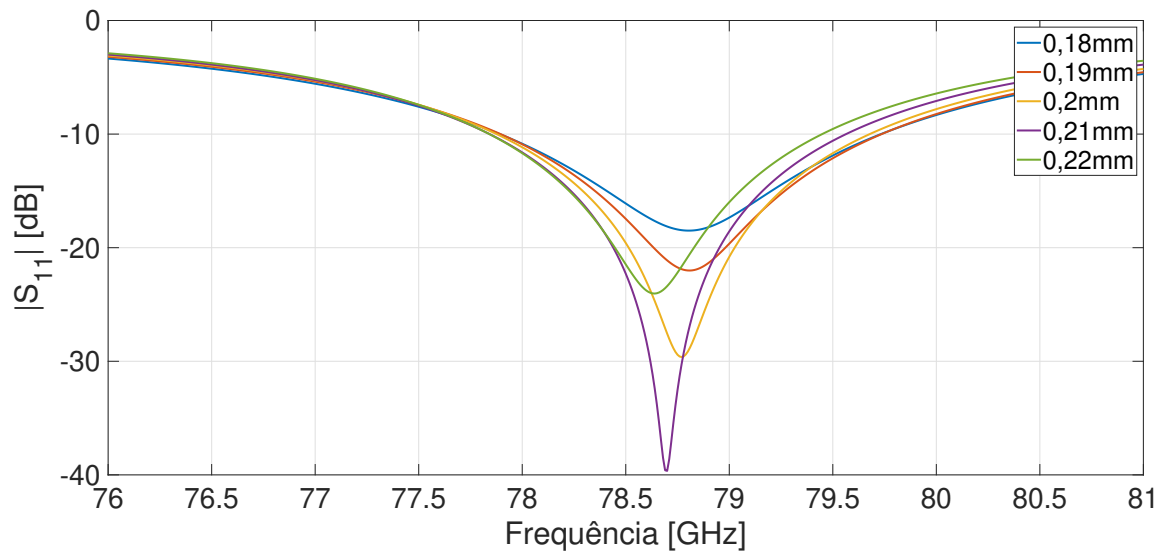
Figura 18 – Antena *patch* retangular para 79GHz. Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 2 – Dimensões e parâmetros da primeira antena

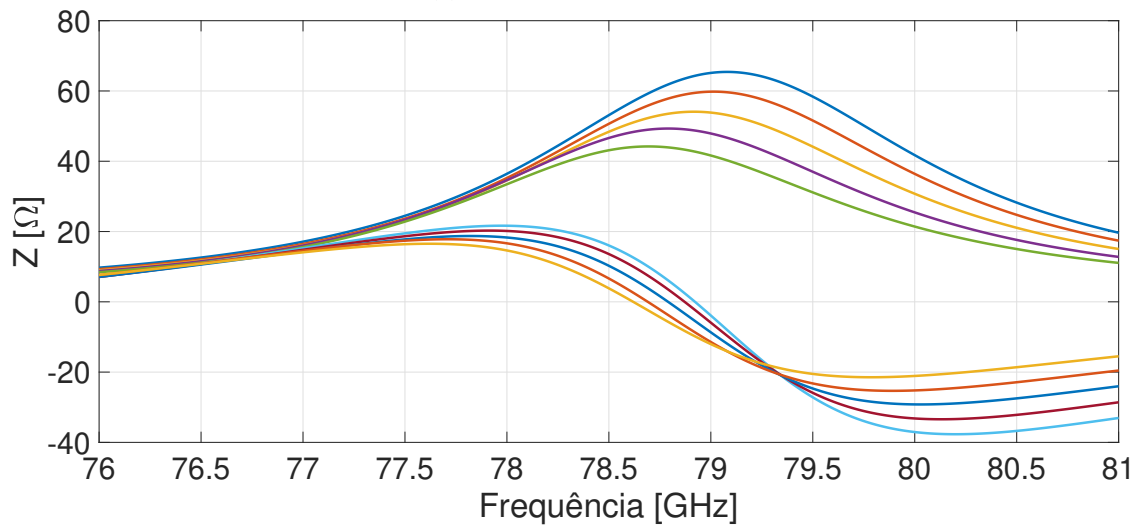
Comprimento (L)	0.7665mm
Largura (W)	1.014mm
Altura do substrato (h)	50 μm
Permissividade relativa ϵ_r	6.7
$\tan \delta$	0.015
Impedância de entrada Z_0	50 Ω

Fonte: Elaborado pelo autor.

Através das análises paramétricas realizadas no Ansys no tamanho da profundidade do *gap*, foi possível encontrar os melhores valores das dimensões da antena para a melhor eficiência na frequência desejada, como mostram os gráficos Figura 19 dos parâmetros $|S_{11}|$, e da parte real e imaginária do parâmetro Z.



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Impedância de entrada.

Figura 19 – Análise paramétrica no tamanho do *gap*. Fonte: Elaborado pelo autor.

Com esses resultados é possível visualizar que o melhor valor para a medida do *gap* na frequência de operação desejada é o da curva amarela, com a largura de 0.2mm. Por outro lado, o gráfico do parâmetro Z mostra o exato momento em que a antena começa a conduzir, quando a parte imaginária cruza o zero, exatamente na frequência de ressonância de 79GHz. E a parte real alcança o maior ponto de impedância, próximo de 50Ω.

Foi feita a alteração dos parâmetros parametrizados no *design* da antena e com isso as novas dimensões da antena estão identificadas na Tabela 3, e os resultados da performance da antena estão ilustrados na Figura 20.

O gráfico da Figura 20a mostra a frequência de ressonância da antena projetada próximo aos 79GHz e com uma queda de -30dB no coeficiente de reflexão, e banda de operação de quase 2GHz, de 77.7 até 79.7GHz. Na Figura 20b é possível visualizar os valores reais e imaginários do parâmetro Z , onde é possível notar que a frequência de ressonância da antena, um pouco antes dos 79GHz, é o pico mais alto no gráfico da parte real.

Tabela 3 – Parâmetros da primeira antena

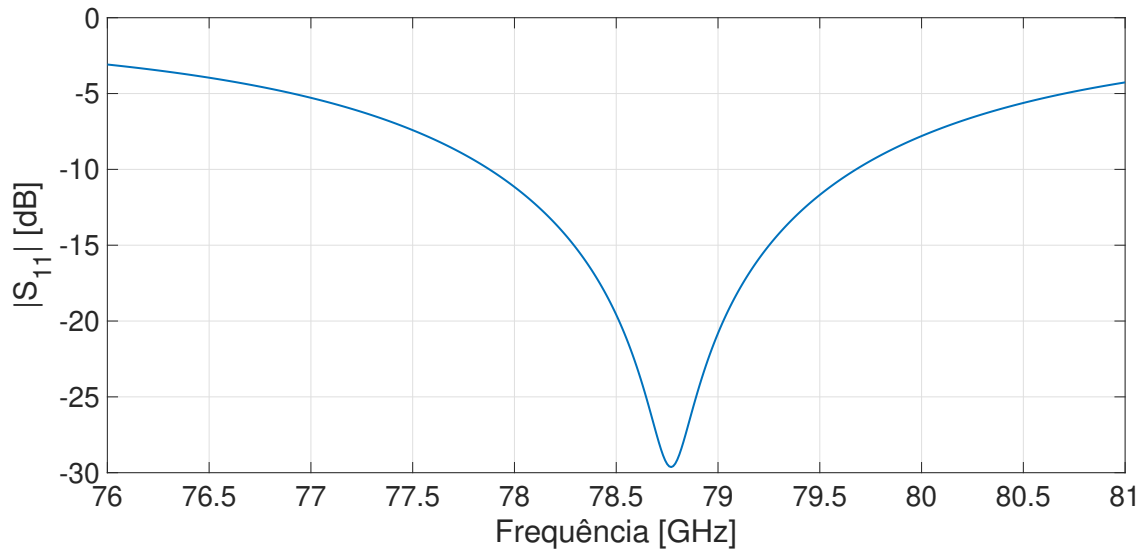
Comprimento (L)	0.7665mm
Largura (W)	1.014mm
Largura da Linha de alimentação (w_0)	$67\mu m$
Comprimento da linha de alimentação (L_0)	0.575mm
Espessura do <i>gap</i>	$67\mu m$
Profundidade do <i>gap</i>	0.2mm

Fonte: Elaborado pelo autor.

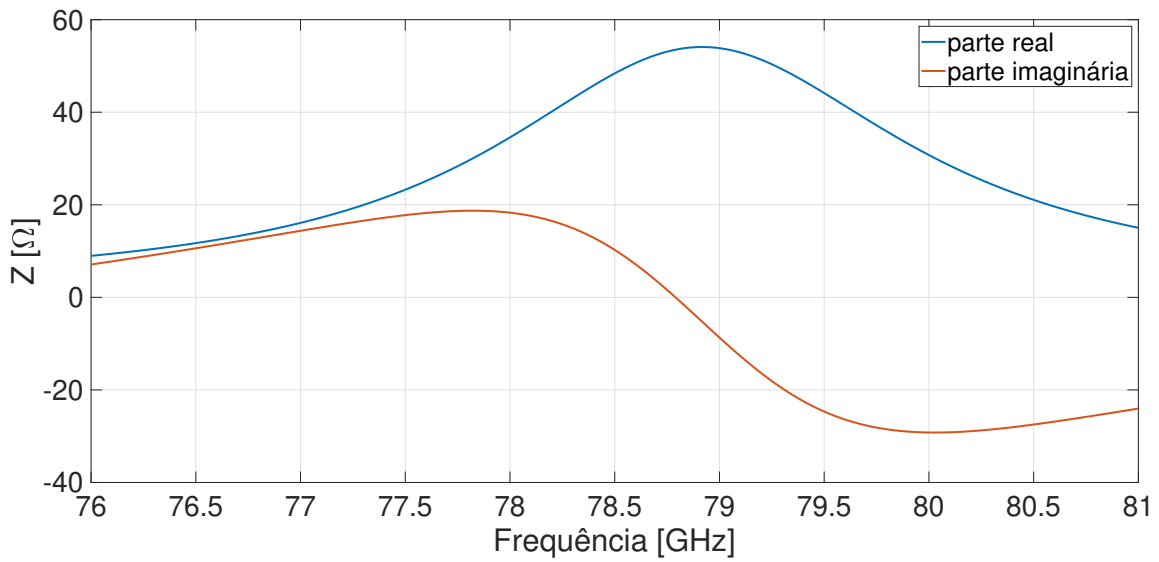
Afim de uma melhor visualização e entendimento da operação do dispositivo, foram coletados os mesmos gráficos vistos na Figura 20 só que com uma banda de análise mais larga, como mostrado abaixo na Figura 21.

Os gráficos de análise vistos na Figura 21 com uma banda de 40GHz mostram que fora da banda de operação da antena, com frequência central em 79GHz, a mesma não possui um funcionamento eficiente já que o índice de reflexão dela não ultrapassa os -10dB. Além disso, o gráfico referente ao parâmetro Z mostra de forma mais evidente o exato ponto em que o *patch* começa a irradiar um sinal.

Com relação ao ganho da antena com um elemento o resultado foi interessante alcançando 2,3 dB de ganho. A Figura 22 mostra um diagrama em três dimensões da direção do feixe irradiado pelo *patch*. Analisando a Figura 18 e a Figura 22(a), verifica-se que a alimentação está sendo feita no eixo y e o máximo do digrama de radiação é na direção z. Portanto, o plano do campo elétrico (plano E) é no plano YZ e o plano do campo magnético H, está no plano XZ, pois é perpendicular ao campo E. Na Figura 22(b), o plano E corresponde ao plano $\phi = 90^\circ$, e o plano H $\phi = 0^\circ$. Também foi plotado o gráfico do ganho no diagrama retangular entre -180° até 180° – veja Figura 22(c).



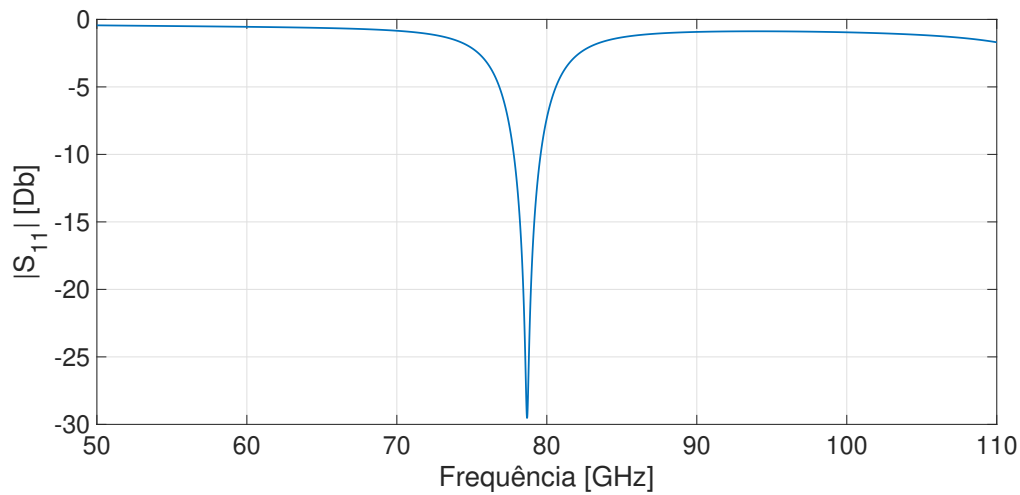
(a) Coeficiente de reflexão.



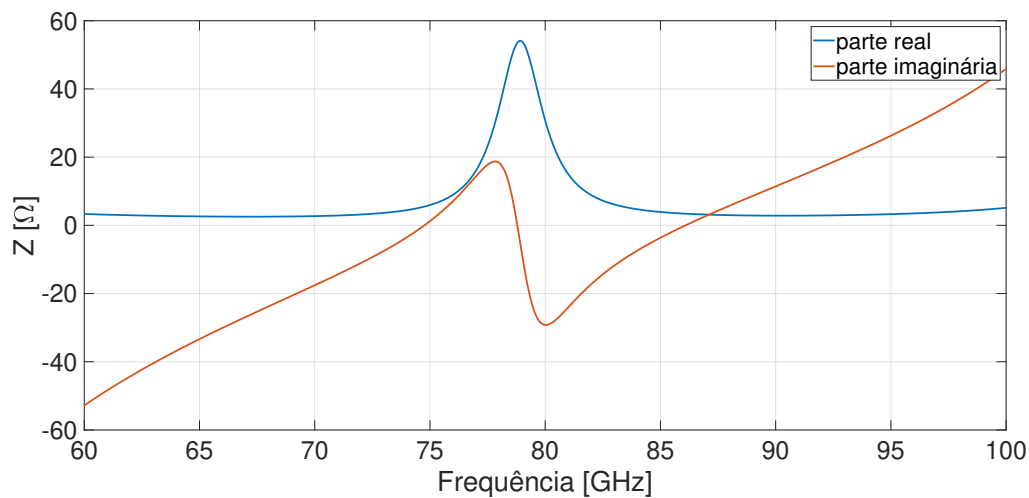
(b) Impedância de entrada.

Figura 20 – Coeficiente de reflexão e impedância de entrada da antena. Fonte: Elaborado pelo autor.

Replicando o procedimento para o diagrama da diretividade foi realizado um *plot* semelhante no software, para uma visualização do diagrama 3D e outra do diagrama retangular, como ilustrado na Figura 23. Com isso nota-se que os valores da diretividade são maiores que o ganho, isso por causa das perdas que ocorrem na transmissão e que são levadas em conta para encontrar o ganho da antena.



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Impedância de entrada.

Figura 21 – Parâmetros da antena com análise em banda larga. Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5 DESIGN DE ARRANJO EM SÉRIE DE ANTENAS PATCH RETANGULAR

O arranjo em série de antena *patch* retangular, é uma das formas mais simples de arranjos lineares porque sua alimentação pode ser feita através de uma linha de transmissão, como visto anteriormente.

Duplicando o *patch* projetado na Figura 18 para uma primeira análise do *array* a ser construído, foi projetada a seguinte antena como visto na Figura 24. A distância entre os dois elementos foi calculada utilizando a equação (3.34) abaixo:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\frac{v_0}{79.10^8}}{\sqrt{\epsilon_r}} = 1.4671\text{mm}. \quad (3.34)$$

Nessa nova estrutura, o *gap* utilizado na antena com apenas um *patch* foi removido, em razão da redução da impedância de entrada produzida pela inserção de um outro *patch* em série. Para determinar a distância entre os elementos a ser adotada é preciso levar em conta o comprimento da onda de transmissão que irá propagar pelo *patch*. Por ser um arranjo em série é necessário dimensionar a distância entre cada elemento de forma que todos sejam alimentados na mesma fase. Observando que o valor aproximado do comprimento L do *patch* é equivalente a $\lambda_g/2$, então adota-se também

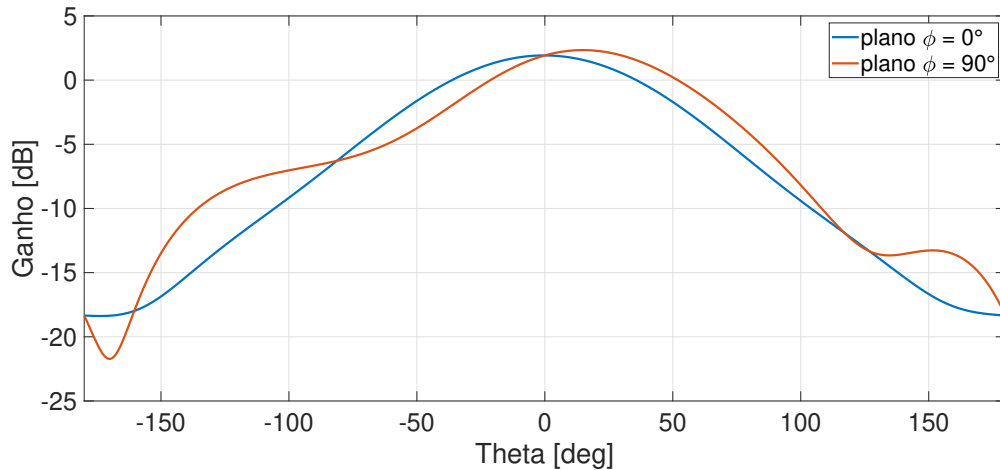
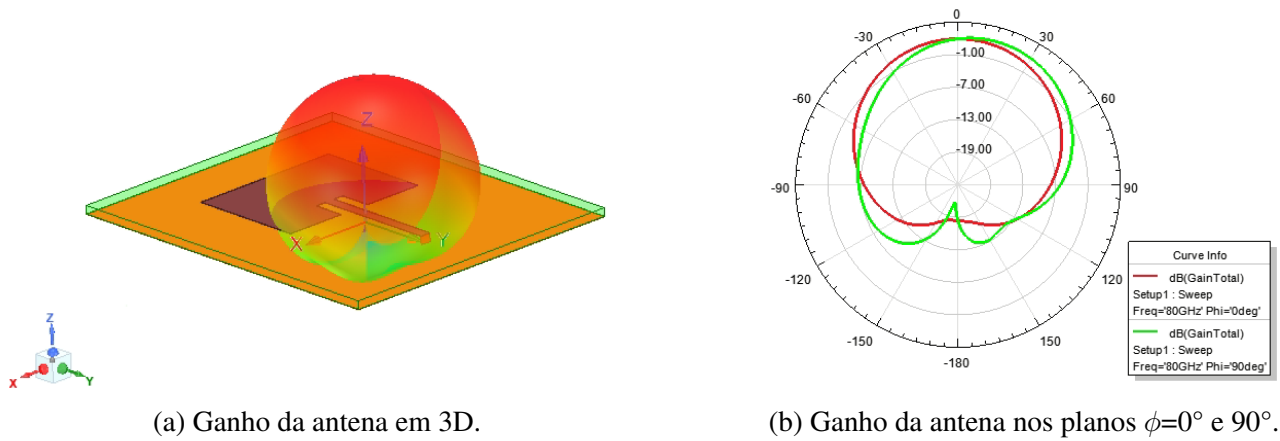


Figura 22 – Ganho da antena *microstrip*. Fonte: Elaborado pelo autor.

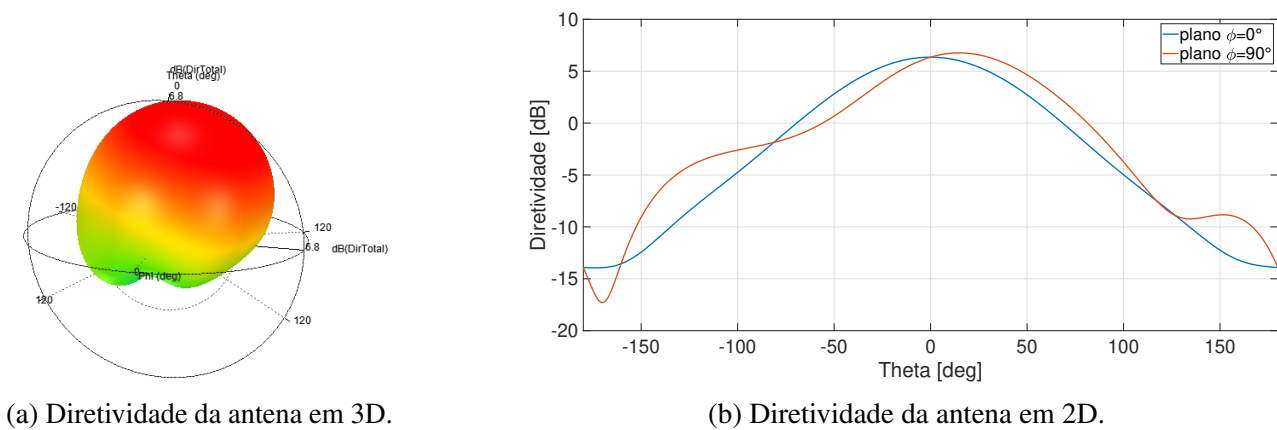


Figura 23 – Diretividade da antena com 1 elemento. Fonte: Elaborado pelo autor.

o mesmo comprimento $\lambda_g/2$ para a linha de transmissão que une os *patches*, formando assim um deslocamento total de λ_g , que em fase equivale a 2π (um período de onda).

Com isso foi projetado o arranjo de dois elementos e feita uma primeira análise paramétrica (0,7mm até 0,75mm, com passos de 0,005mm) na distância entre os dois elementos, para determinar o melhor comprimento a ser adotado. O resultado obtido está ilustrado na Figura 25 abaixo.

Pelo gráfico na Figura 25a, verifica-se que quanto mais diminui a distância entre os elementos, mais a frequência de ressonância aumenta, com isso em mente, o valor que mais se adequa ao projeto

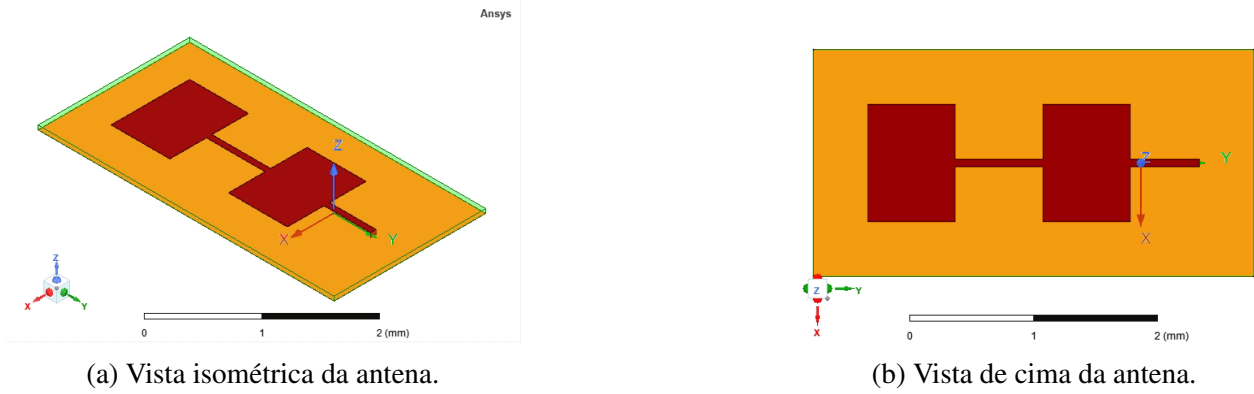


Figura 24 – Parâmetros da antena com banda de 40GHz. Fonte: Elaborado pelo autor.

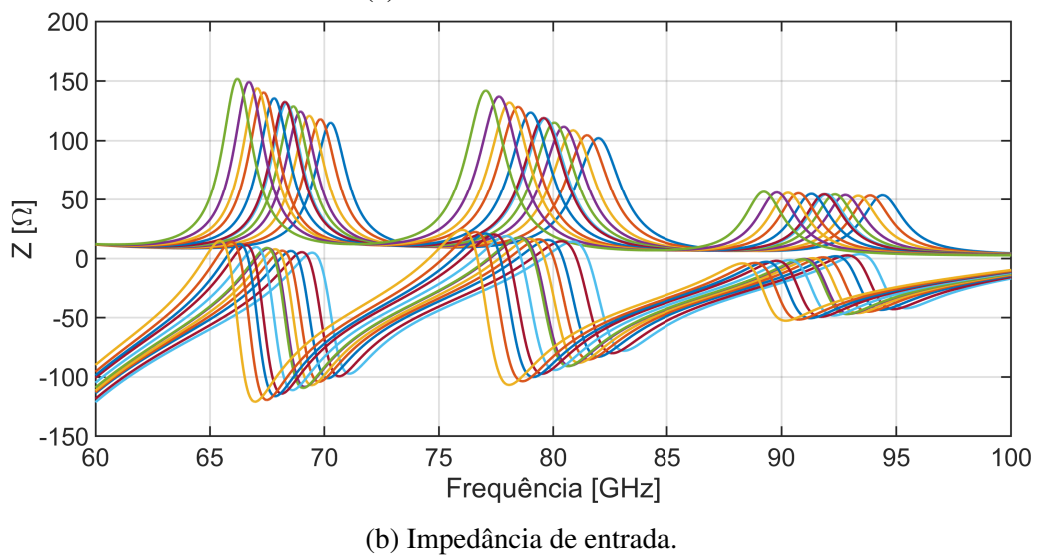
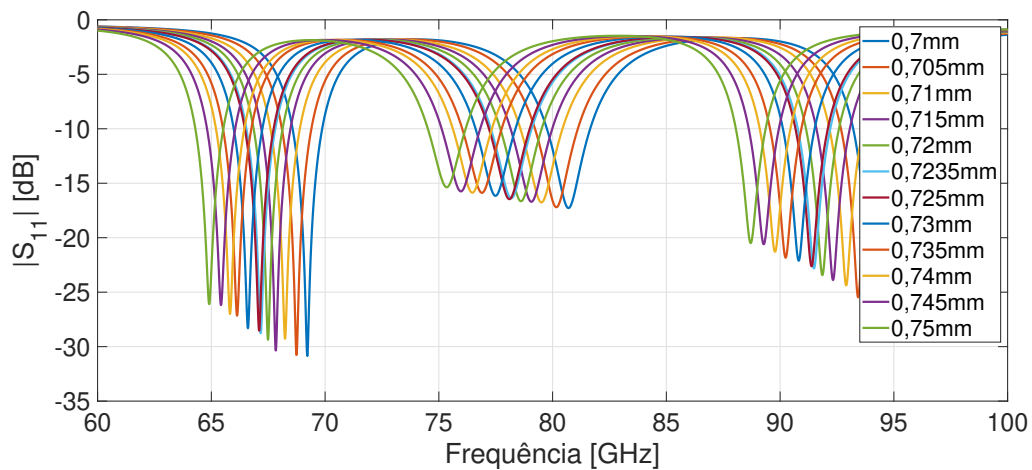
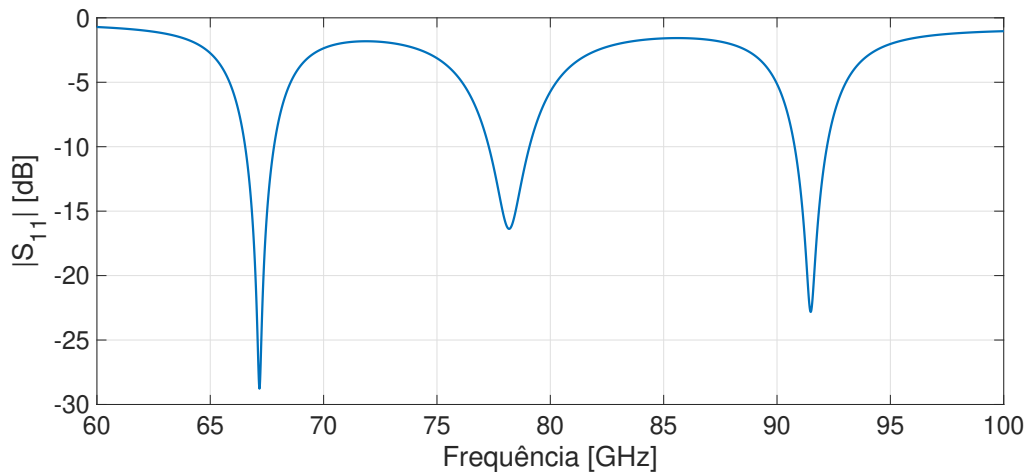


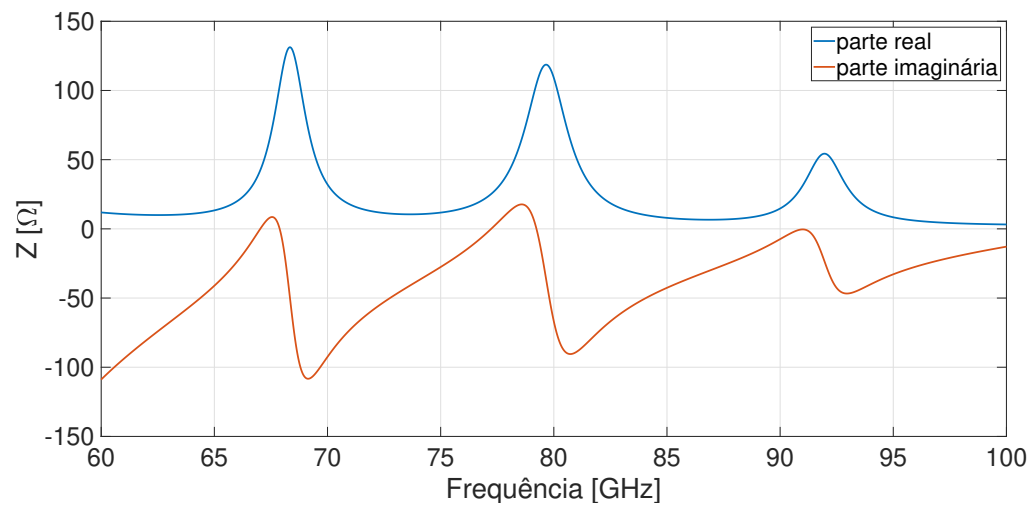
Figura 25 – Parametrização do comprimento L da antena. Fonte: Elaborado pelo autor.

é a curva referente a distancia de 0,7235mm, pois é o que está mais centralizado na frequência de ressonância desejada de 79GHz. Um fato interessante que é possível notar nesse novo gráfico é o fato da aparição de novas faixas de ressonância da antena, onde têm-se valores de coeficiente de reflexão ultrapassando -10dB, próximo aos 67 e 92GHz, e até com melhor valor do que a banda definida de fato como ilustrado nos gráficos finais dos parâmetros S_{11} e Z , vistos a seguir na Figura 26a.

As medidas utilizadas para essa antena estão descritas na Tabela 4, e o comprimento adotado entre



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Impedância de entrada.

Figura 26 – Parâmetros finais do arranjo com 2 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

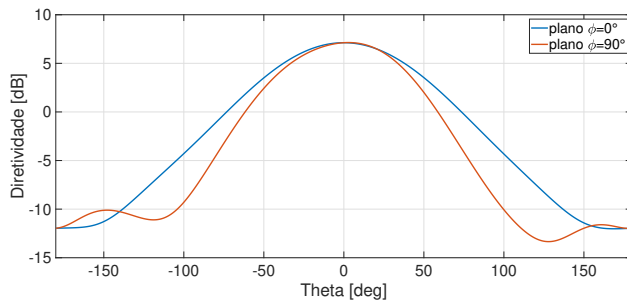
os elementos é, aproximadamente, a mesma medida do comprimento L do *patch*. Nota-se agora que para o arranjo com dois elementos, o coeficiente de reflexão alcança aproximadamente -17dB e possui uma banda próxima de 77,3GHz até 79,05GHz, ou seja, quase 2GHz de banda de operação.

Tabela 4 – Dimensões e parâmetros do arranjo de 2 elementos

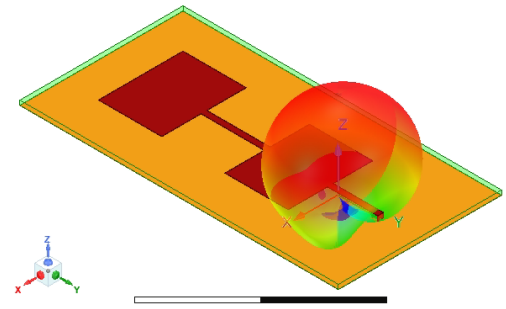
Comprimento (L)	0.7235mm
Largura (W)	0.967mm
Largura da Linha de alimentação (w_0)	67 μm
Comprimento da linha de alimentação (L_0)	0.575mm

Fonte: Elaborado pelo autor.

Também foi coletado o diagrama do ganho, junto com o gráfico da diretividade desse arranjo com dois elementos. Comparando com a primeira antena com apenas um elemento, nota-se que o ganho da antena aumentou para 2,9 dB. E a diretividade aumentou para aproximadamente 7dB, como esperado já que a cada elemento acrescentado no arranjo é previsto um aumento de 3 dB na diretividade da antena, pois a distância adotada entre um elemento pro outro é o equivalente a metade do λ guiado.



(a) Diretividade 2D.

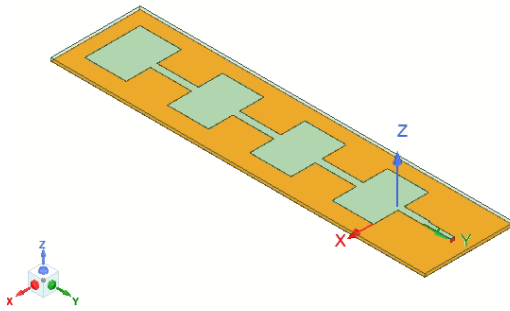


(b) Ganho 3D.

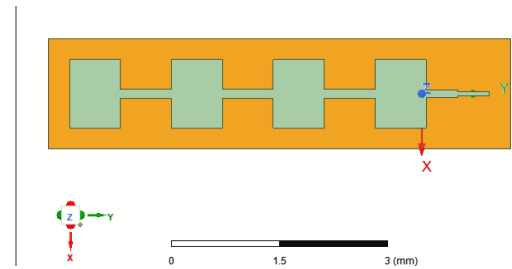
Figura 27 – Ganho e diretividade do arranjo com 2 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5.1 Arranjo com quatro elementos

Realizando o mesmo procedimento aumentando o arranjo agora para quatro elementos, para analisar o comportamento que ocorre com os parâmetros e características do desempenho do dispositivo. A nova antena obtida está ilustrada na Figura 28 e é alimentada por um casador de um quarto de onda para melhorar o casamento de impedâncias do arranjo.



(a) Vista isométrica da antena.

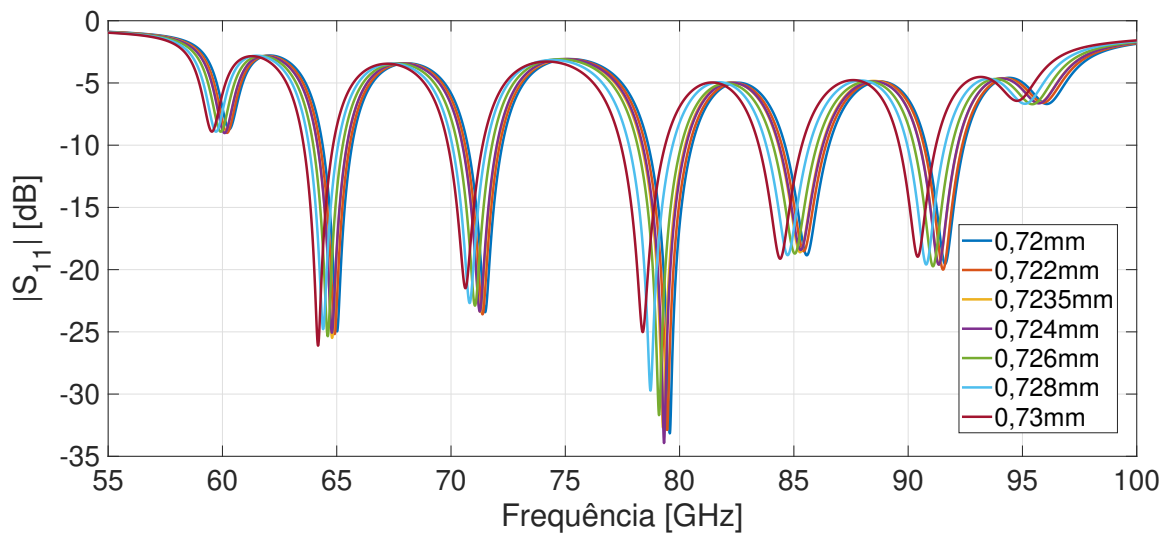


(b) Vista de cima da antena.

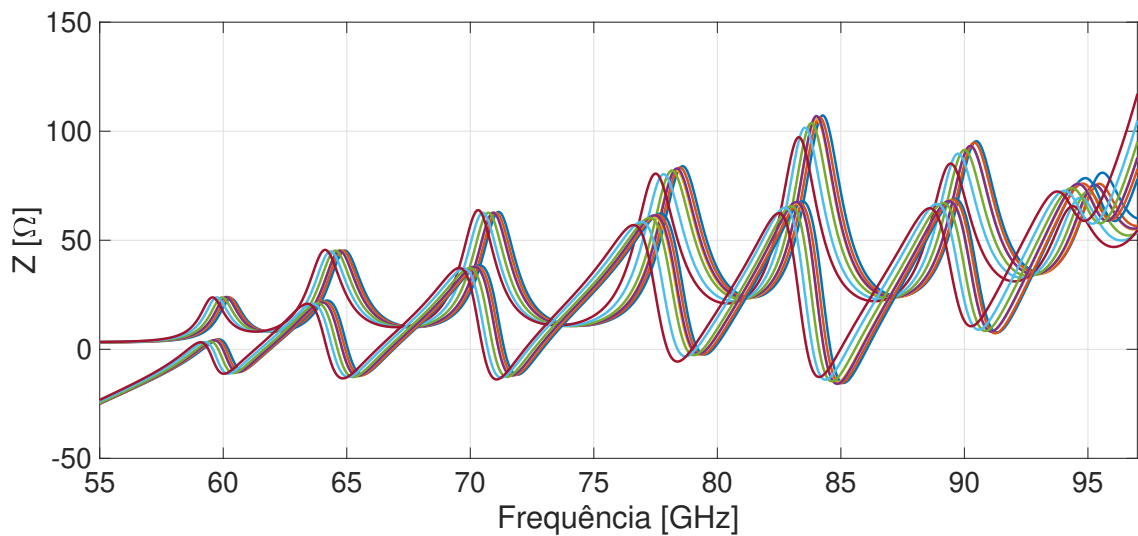
Figura 28 – Arranjo com 4 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Para encontrar a distância ideal entre os elementos, foi realizada a primeira parametrização do projeto com o arranjo de quatro elementos. Por se tratar de altas frequências e levando em conta que as dimensões da antena são de grandezas muito pequenas, as análises devem ser extremamente sutis para encontrar os valores desejados com maior facilidade. Dito isso, foi feita a análise paramétrica da distância L entre os elementos de 0,72mm até 0,73mm com passos de 0,002mm e o valor final definido é mostrado na Tabela 5. Na Figura 29 é possível visualizar os resultados da parametrização do comprimento L . Observa-se nos gráficos, a modificação dessa distância influencia na frequência de ressonância da antena.

Foi realizada outra parametrização na largura da CPW (*Conventional coplanar waveguide*) na linha de alimentação, onde o objetivo da análise não é a faixa de frequência e sim encontrar o melhor valor para alcançar o coeficiente de reflexão mais baixo possível da antena. Os resultados estão ilustrados na Figura 30 e o melhor valor selecionado foi o de $67 \mu m$.



(a) Coeficiente de reflexão.



(b) Impedância de entrada.

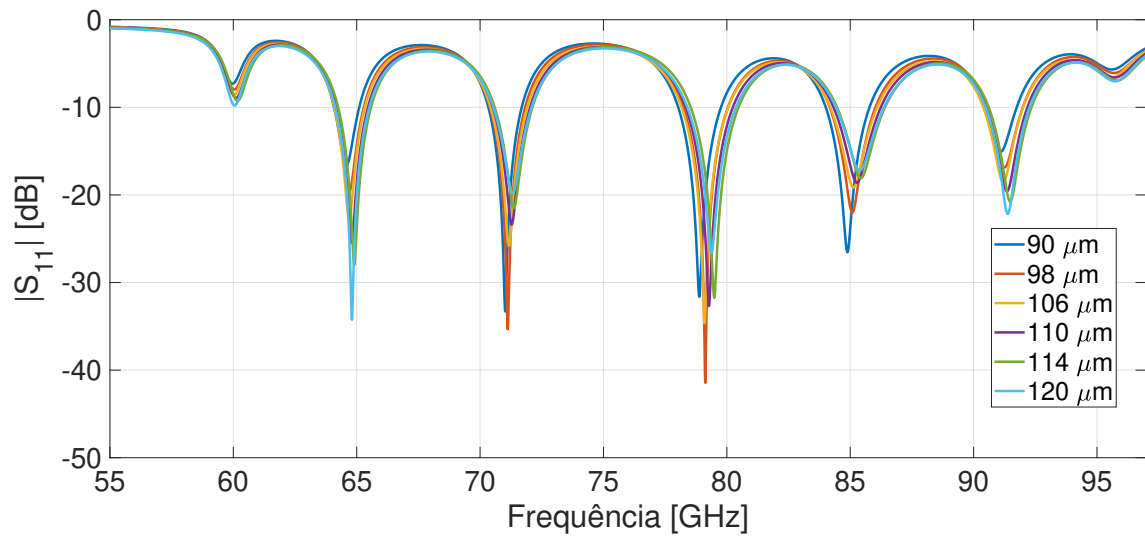
Figura 29 – Parametrização do comprimento L da antena. Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 5 – Dimensões e parâmetros da primeira antena

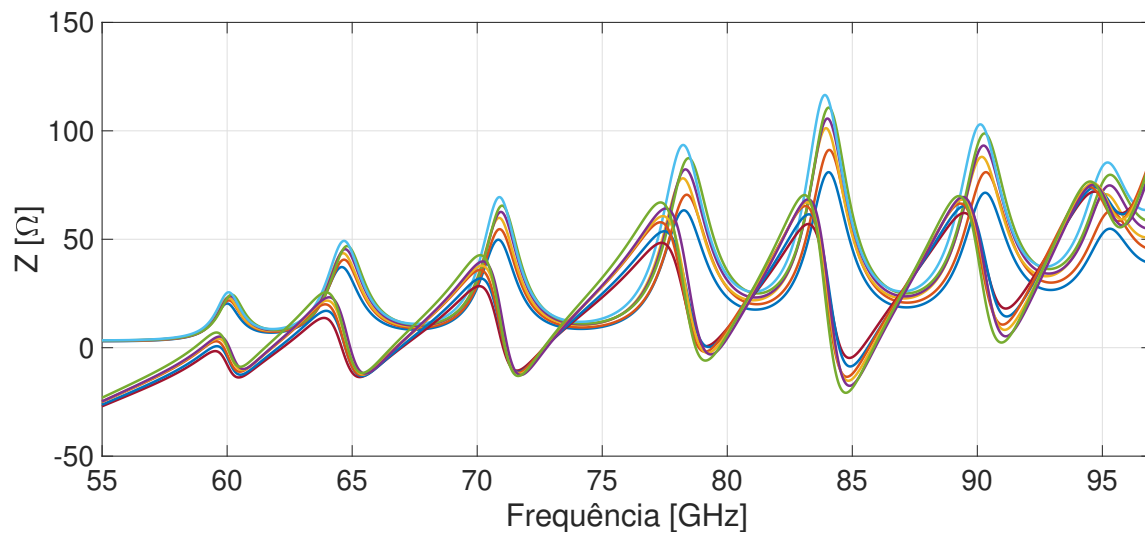
Comprimento (L)	0.7235mm
Largura (W)	0.967mm
Largura da Linha de alimentação (w_0)	$67\mu m$
Comprimento da linha de alimentação (L_0)	0.575mm
Largura CPW	$110\mu m$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com o novo aumento no número de elementos no arranjo, é possível visualizar que houve mais um aumento nas frequências de ressonância da antena, que ultrapassam o valor de -10dB. Isso fica claro também pelo gráfico da impedância de entrada do arranjo, pois é possível visualizar que nessas mesmas frequências ressonantes, a parte real de impedância se aproxima do valor de 50Ω , que é o valor do casamento de impedâncias do arranjo. Enquanto a parte imaginária vai pro zero, como já visto no funcionamento do projeto com apenas um *patch*. Os resultados finais do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada também mostram isso de forma evidente.



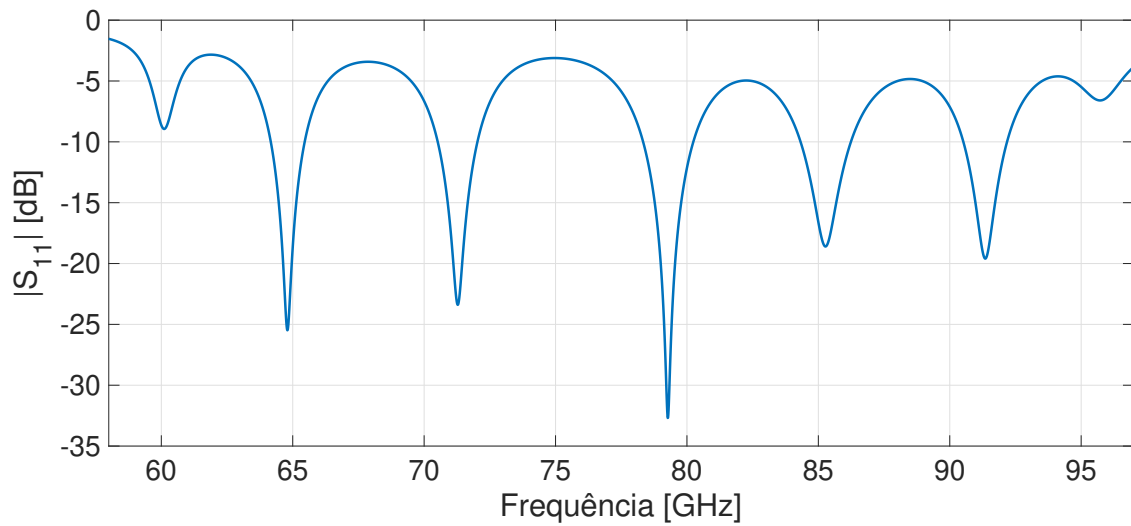
(a) Coeficiente de reflexão.



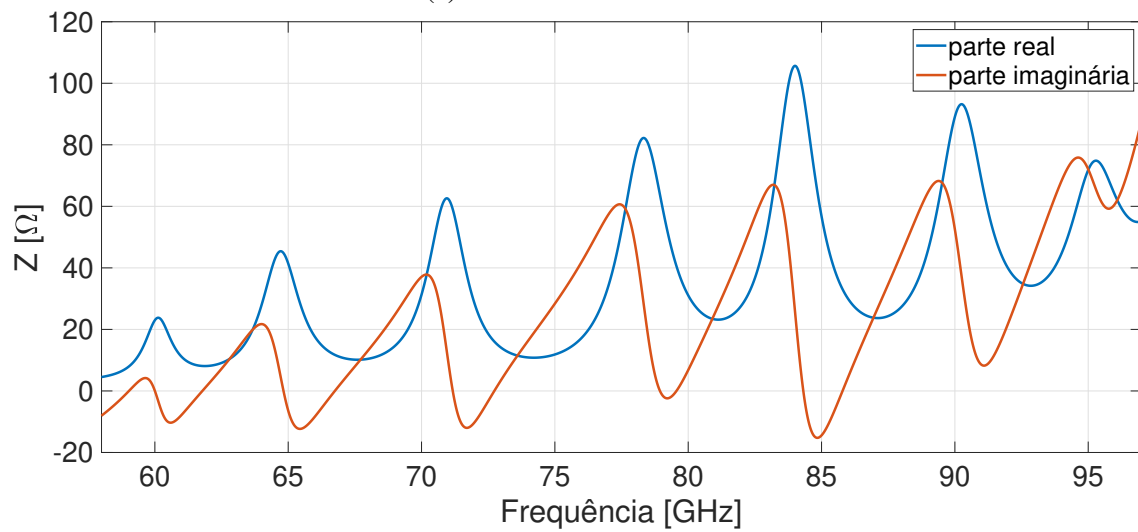
(b) Impedância de entrada.

Figura 30 – Parametrização da largura da CPW da antena. Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 31 mostra os parâmetros finais do arranjo projetado, a intensidade do coeficiente de reflexão alcançou um valor de intensidade próximo de $|S_{11}| = -32,7 \text{ dB}$, frequência central de ressonância de 79.2GHz e banda de operação de 2GHz.



(a) Coeficiente de reflexão.

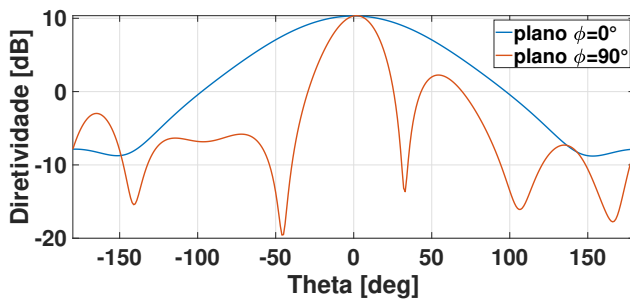


(b) Impedância de entrada.

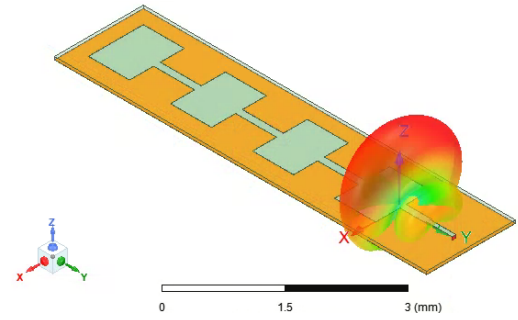
Figura 31 – Parâmetros $|S_{11}|$ e Impedância de entrada do arranjo de 4 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Além disso, o aumento do número de elementos do *patch* tem influência direta na diretividade e ganho da antena, o que aumenta razoavelmente o desempenho e alcance da antena, conforme pode ser visto na Figura 32.

Note que o valor da diretividade agora aumentou para 10, 4dB, quase 5 dB a mais que o projeto com apenas uma antena, e esse aumento é interessante para aplicações que exigem alta precisão e exatidão nas medidas.



(a) Diretividade em 2D.



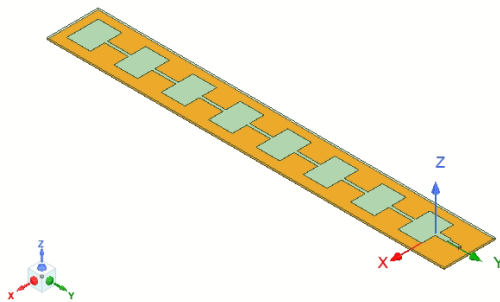
(b) Ganho em 3D.

Figura 32 – Diretividade e ganho do arranjo de 4 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

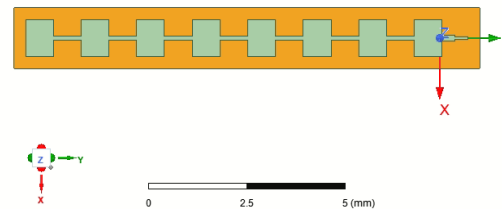
3.5.2 Arranjo com oito elementos

Por último foi projetado o arranjo com oito elementos, afim de estudar e analisar as possíveis modificações e melhorias no desempenho do dispositivo, o arranjo está mostrado na Figura 33 e também é alimentado por uma CPW.

Seguindo o mesmo padrão de análise adotado para os últimos arranjos, foram calculadas as dimensões de operação para a nova estrutura e com isso feitas as análises paramétricas para encontrar os valores das dimensões ideais para a operação em 79GHz.



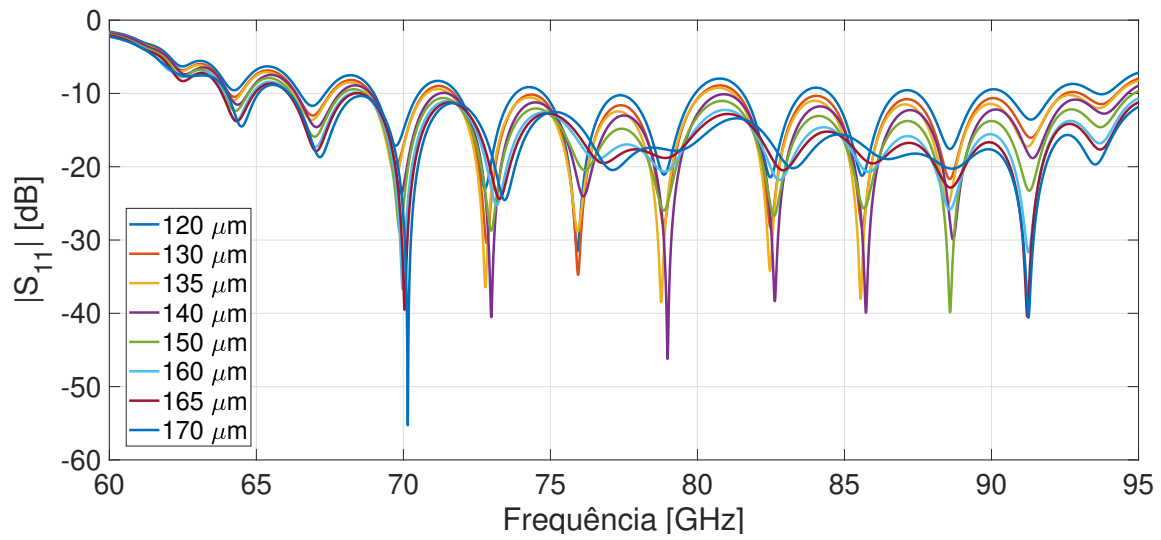
(a) Vista isométrica da antena.



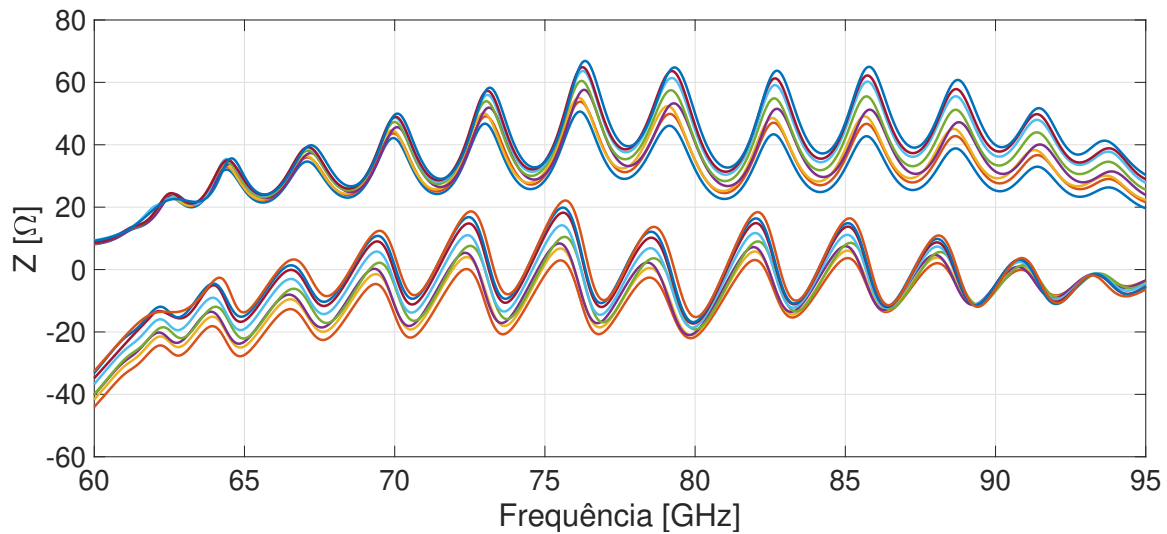
(b) Vista de cima da antena.

Figura 33 – Arranjo com oito elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

A primeira medida a ser parametrizada foi o comprimento da linha de alimentação da CPW, de $120 \mu m$ até $170 \mu m$ com passos de 10 em $10 \mu m$. O gráfico encontrado está ilustrado a seguir na Figura 34. Verifica-se no gráfico a variação que essa medida influencia no coeficiente de reflexão em conjunto da impedância de entrada, e é possível concluir que esse tipo de alteração não possui grande impacto na frequência de ressonância da antena, mas sim na intensidade de seu coeficiente de reflexão, que em determinadas frequências aumenta e em outras diminui.



(a) Coeficiente de reflexão.

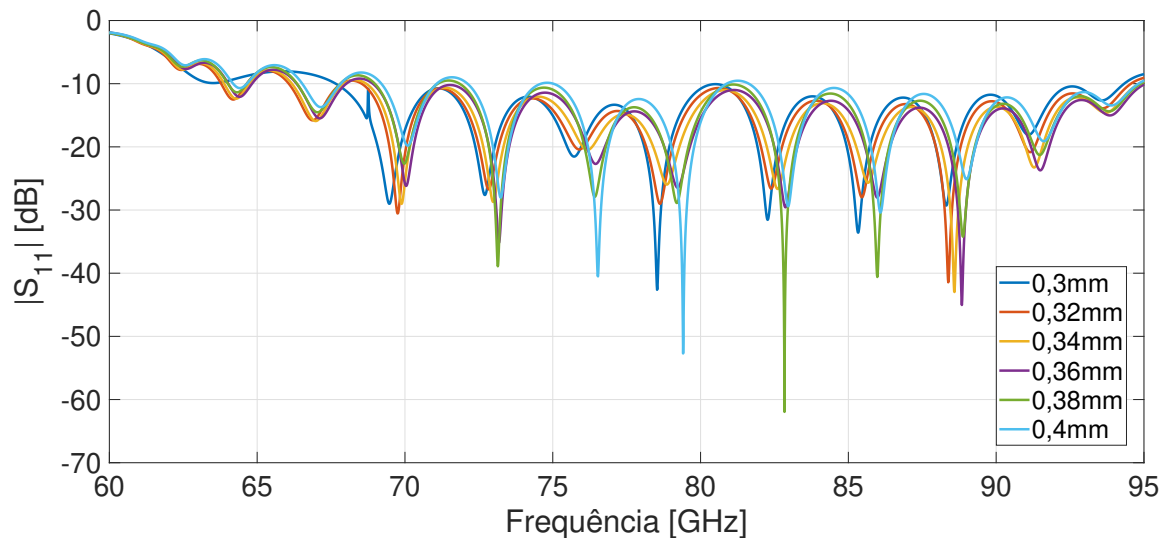


(b) Impedância de entrada.

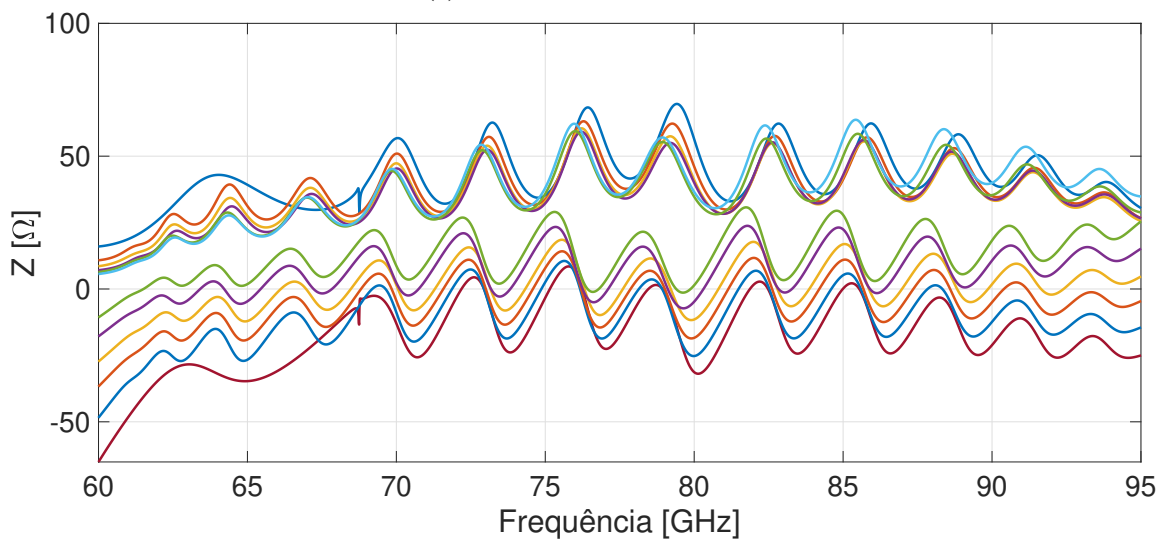
Figura 34 – Parametrização do comprimento da CPW de alimentação do arranjo. Fonte: Elaborado pelo autor.

Também foi realizada a parametrização da largura da mesma linha de alimentação dos oito elementos, para definir o melhor valor. A análise feita foi dos valores que já vem sendo utilizados, para afinar ao máximo os resultados encontrados. Com passos de $8 \mu m$ foi executado o programa para fazer a varredura de $90 \mu m$ até $120 \mu m$, e os resultados encontrados estão ilustrados na Figura 35.

Pela análise dos resultados ilustrada na Figura 35a, é fácil notar que em alguns valores o coeficiente de reflexão alcança uma intensidade muito interessante, com valores abaixo dos -50dB, porém com um pequeno deslocamento na frequência de operação requerida para esse projeto.



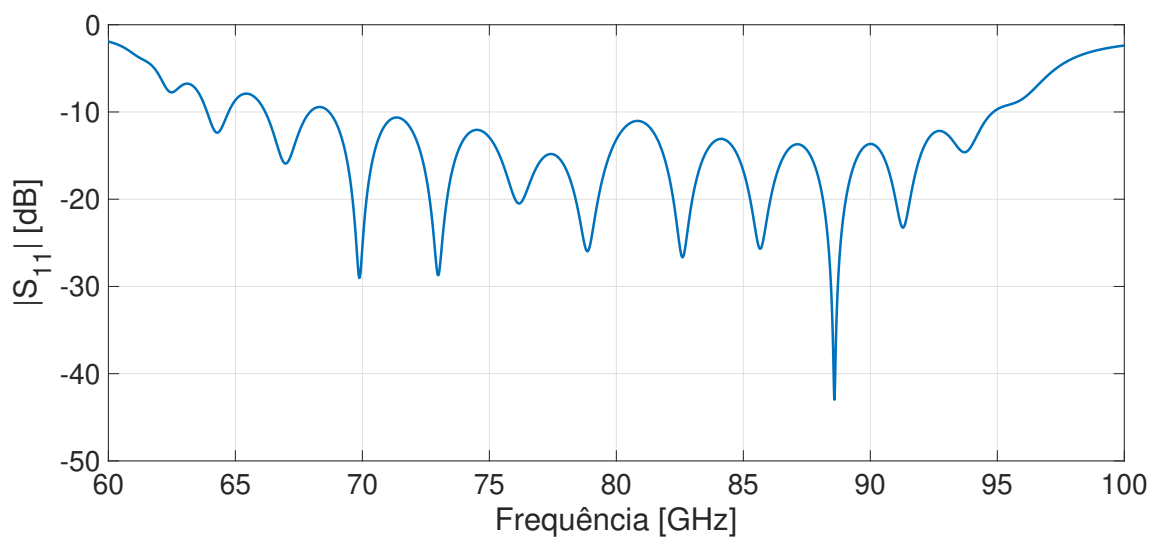
(a) Coeficiente de reflexão.



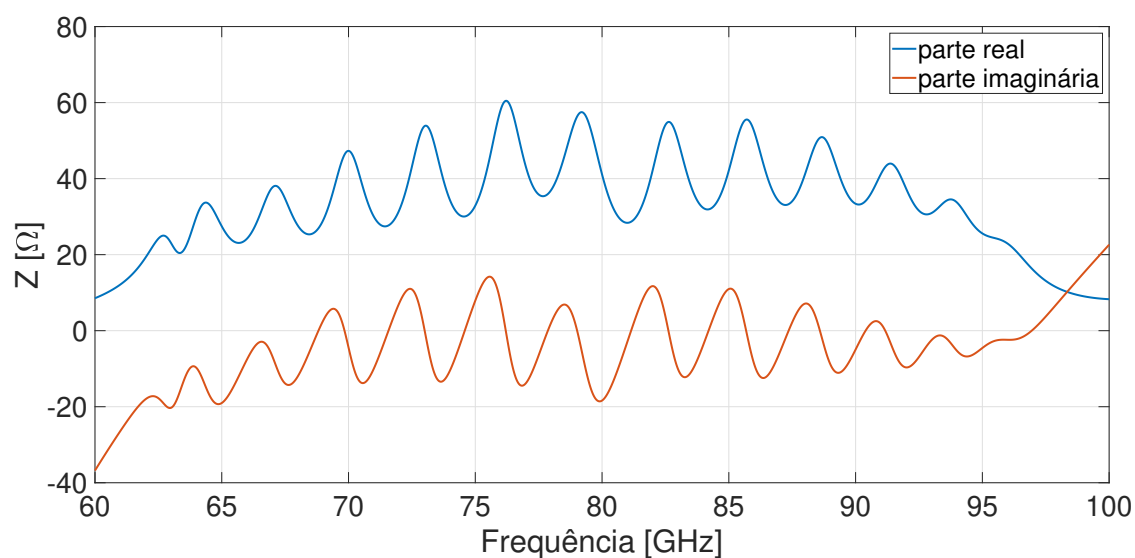
(b) Impedância de entrada.

Figura 35 – Parametrização da largura da CPW de alimentação do arranjo. Fonte: Elaborado pelo autor.

Com isso feito, foi possível definir os melhores valores para o arranjo, e coletados os gráficos finais do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada mostrados a seguir. É possível ver que o arranjo possui um coeficiente de reflexão $|S_{11}| = -24,76\text{dB}$ exatamente na frequência dos 79GHz.



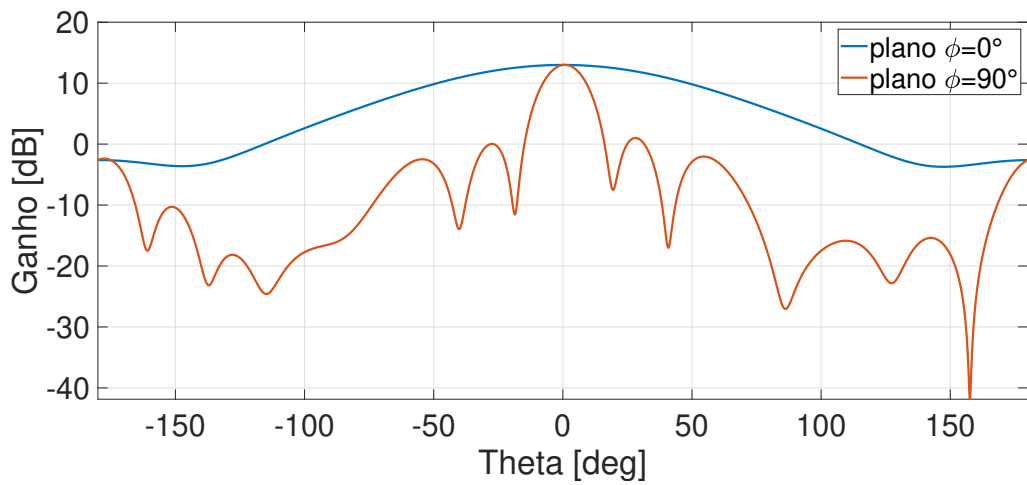
(a) Coeficiente de reflexão.



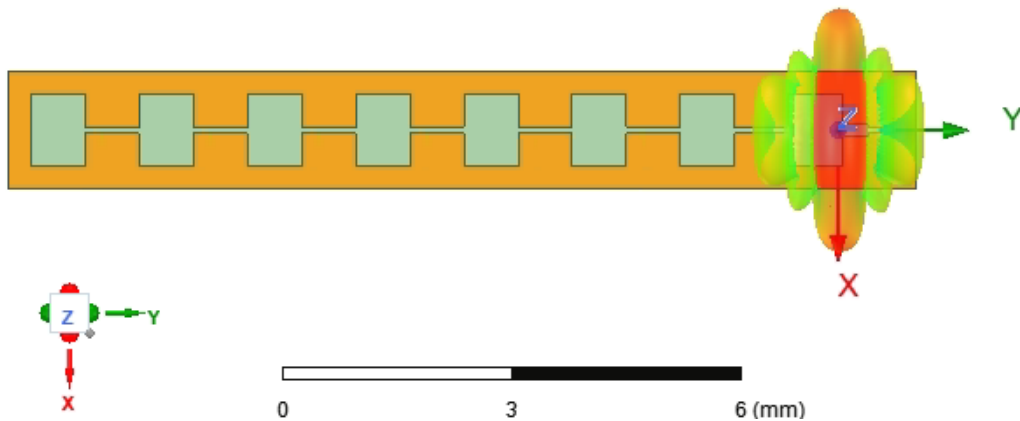
(b) Impedância de entrada.

Figura 36 – Parâmetros finais do arranjo de 8 elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

O ganho da antena alcançou o valor de 6.3dBi como mostra o diagrama visto na Figura 37a. Com relação a diretividade da antena, foi anexado o resultado do diagrama retangular para os valores de $\phi = 0^\circ$ e $\phi = 90^\circ$, e nota-se que alcançou um total de -13dB na frequência de ressonância dos 79GHz.



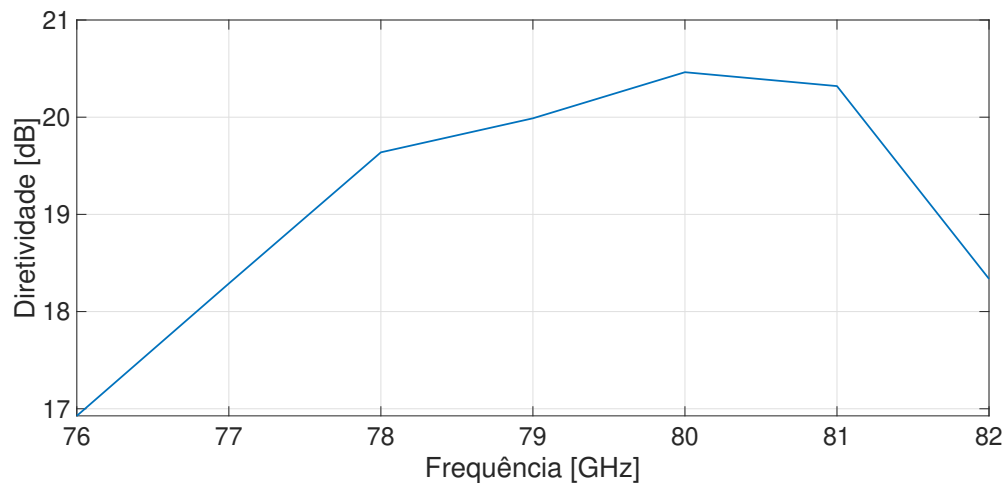
(a) Ganho da antena com $\phi = 0^\circ$ e 90° .



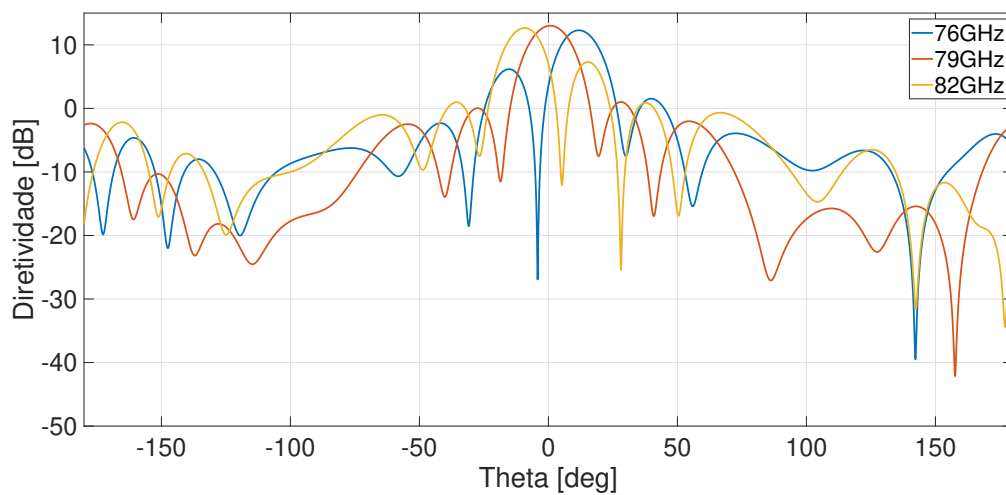
(b) Ganho 3D.

Figura 37 – Diagramas do ganho do arranjo em 2D e 3D. Fonte: Elaborado pelo autor.

Por fim, tem-se o gráfico da diretividade na Figura 38a, que mostra a diretividade da antena pela frequência. Observa-se que na frequência central de 79GHz, a antena possui uma diretividade de aproximadamente 20dB, que aumenta um pouco conforme se desloca a frequência para a casa dos 80GHz. Já em outras frequências nota-se que a intensidade do feixe diminui bastante. A Figura 38b ilustra essa mesma diretividade para três diferentes valores de frequência, sendo que as linhas correspondentes aos 76GHz e 82GHz não estão centralizadas igual para a frequência de operação desejada de 79GHz, que possui a melhor diretividade para o projeto.



(a) Diretividade pela frequência.



(b) Diretividade da antena com análise paramétrica em 3 frequências.

Figura 38 – Diretividade da antena pela frequência de operação. Fonte: Elaborado pelo autor.

4 CONCLUSÃO

O estudo realizado nesse trabalho abrange uma variedade de temas da atualidade co-relacionados ao uso da tecnologia de ondas milimétricas, mais precisamente em suas vantagens para aplicações em sensores de alta precisão em sistemas de radar automotivo. O aumento notável na demanda e investimento de concessionárias de veículos, bem como as novas legislações e requisitos para as montadoras de veículos, mostra o quanto esse tema é importante e muito promissor.

Com o foco na parte de projeto da antena do sistema, esse trabalho levanta uma série de temas que envolvem a teoria por trás do funcionamento e projeção de antenas *patch* de *microstrip*, como seus métodos de análise e modos de transmissão. E também toda a parte prática do *design* de um dispositivo para esse tipo de aplicação.

Através do uso do *software* Ansys HFSS, foi possível projetar arranjos de dois, quatro, e oito elementos radiantes, afim de visualizar e compreender suas características e funcionamento, desde a parte da alimentação do dispositivo afim de gerar o sinal na frequência de operação desejada até a parte de análise paramétrica de solução e melhora do desempenho e eficácia do arranjo, por meio do coeficiente de reflexão gerado, bem como a impedância de casamento dos elementos.

Analizando outros parâmetros da antena, como seu ganho e diretividade, foi possível observar que existe uma relação com a quantidade de elementos radiantes no arranjo. Como visto nas Figura 22 27b, Figura 32, Figura 37 notamos um aumento considerável na diretividade da antena, de aproximadamente 3dB por elemento acrescentado, também é possível ver que a propagação dos feixes emitidos pelo arranjo aumenta sua diretividade com relação aos lóbulos laterais que são criados conforme são adicionados mais elementos radiantes na antena.

Além disso, o trabalho ilustra um fenômeno interessante que foi observado através das simulações e desenvolvimento da antena. Foi notado que conforme são adicionados novos elementos ao arranjo, ocorre um aumento no número de frequências de ressonância, se analisarmos o circuito da antena, podemos ver afirmar que a cada elemento novo inserido é o equivalente a um aumento na ordem do circuito ressonante, aumentando um indutor e um capacitor, e consequentemente teremos novos pontos de ressonância surgindo. Então, pelas análises dos gráficos do coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ e da impedância de entrada Z com um só elemento, vemos que a antena opera apenas na frequência de ressonância, como o esperado. Porém, ao se analisar o gráfico do mesmo parâmetro para a antena *patch* com 2 elementos, notamos que passa a aparecer uma outra frequência ressonante, onde a antena também consegue transmitir. E conforme o número de elementos aumenta, mais frequências dessas aparecem, como podemos notar nas Figuras 26a, Figura 31, Figura 36. No arranjo com oito elementos onde chegamos ao total de oito frequências de ressonância, vemos que a banda de operação da antena é bastante ampla chegando a aproximadamente 30GHz com intensidade do coeficiente de reflexão abaixo dos -10dB.

Esse fenômeno observado não possui muitas informações claras na literatura revisada para esse trabalho, podendo ser tratado com maior foco um estudo das causas e maneiras de controlar esses efeitos ressonantes, e entender o comportamento por trás da aplicação desse tipo de tecnologia.

REFERÊNCIAS

- AMEZIANE, C. et al. An 80ghz range synchronized push-push oscillator for automotive radar application. In: **2010 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 541–544.
- BALANIS, C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. Wiley, 2005. (Jeff borrow list). ISBN 9780471667827. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=agWwQgAACAAJ>>.
- BAUER, F.; MENZEL, W. A 79-ghz planar antenna array using ceramic-filled cavity resonators in ltcc. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, v. 12, p. 910–913, 2013.
- ENGINEERING, B. **Sensores de Radar**. 2022. <<https://www.bannerengineering.com/br/pt/products/sensors/radar-sensors.html#all>> Acesso em: 24/10/2022.
- P., B. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. Wiley, 2000. (Artesh House,INC). ISBN 0-89006-513-6. Disponível em: <<https://www.pdfdrive.com/microstrip-antenna-design-handbook-artech-house-antennas-and-propagation-library-e162112028.html>>.
- RF, E. T. everything. **Advantages of 77 GHz Automotive Radars over 24 GHz Systems**. 2019. <<https://www.everythingrf.com/community/what-are-the-advantages-of-77-ghz-automotive-radars-over-24-ghz-systems>> Acesso em: 19/10/2022.
- SAEBBOE, J. et al. Harmonic automotive radar for vru classification. In: **2009 International Radar Conference "Surveillance for a Safer World"(RADAR 2009)**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–5.
- VASQUEZ, M. M. **Radar Para Automotivo: Por Que Precisamos De Radar?** 2022. <<https://semiengineering.com/radar-for-automotive-why-do-we-need-radar/>> Acesso em: 21/10/2022.
- WANG, Z. et al. Double-layer broadband and wide beam microstrip array antenna for 79ghz automotive radar. In: **2021 13th Global Symposium on Millimeter-Waves Terahertz (GSMM)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–3.
- YASINI, S.; MOHAMMADPOUR-AGHDAM, K. Design and simulation of a comb-line fed microstrip antenna array with low side lobe level at 77ghz for automotive collision avoidance radar. In: **2016 Fourth International Conference on Millimeter-Wave and Terahertz Technologies (MMWaTT)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 87–90.
- ZHANG, Q.; WANG, L.; ZHANG, X. Millimeter-wave microstrip comb-line antenna array for automotive radar. In: **2018 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–3.