

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

JOÃO MATHEUS VILLELA PASIANI

Design de Antenas Planares para Radares Automotivos

São João da Boa Vista

2023

João Matheus Villela Pasiani

Design de Antenas Planares para Radares Automotivos

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

2023

P282d	Pasiani, João Matheus Villela Design de Antenas Planares para Radares Automotivos / João Matheus Villela Pasiani. -- São João da Boa Vista, 2023 56 p. : 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. Veículos Autônomos. 2. Radar. 3. Linhas de transmissão em fita. 4. Sistemas de identificação por radiofrequência. 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

DESIGN DE ANTENAS PLANARES PARA RADARES AUTOMOTIVOS

Aluno: João Matheus Villela Pasiani
Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)
- Helton Silva Bernardo (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 101/2022)
--

São João da Boa Vista, 20 de outubro de 2023

DADOS CURRICULARES

JOÃO MATHEUS VILLELA PASIANI

NASCIMENTO 25/11/1997

FILIAÇÃO Paulo Roberto Pasiani
Ana Maria Garcia Villela Pasiani

2016 / 2023 Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações
UNESP–SJBV

RESUMO

Este trabalho concentra-se no projeto e análise de arranjos de antenas planares para sistemas de radar automotivo na faixa de frequência de 77 a 81 GHz. O objetivo primordial é desenvolver arranjos eficientes para aplicações de detecção veicular. Inicialmente, é apresentado os conceitos teóricos essenciais relacionados a projetos de antenas em *microstrip* e as características dos arranjos de *stubs* em série. Os princípios de funcionamento, teoria de radiação e a resposta de frequência esperada são discutidos detalhadamente e expostos com o intuito de gerar um fundamento teórico para embasar o projeto. Em seguida, estrutura-se o projeto de uma antena de *microstrip* combinada com um arranjo de *stubs* em série com 13 elementos, no *software* Ansys HFSS. Otimizações relacionadas ao comprimento e largura do *stub*, distância entre elementos subsequentes e largura da linha de central da antena são feitas para obter os melhores resultados para o modelo projetado. São apresentados os gráficos dos principais parâmetros da antena, como a diretividade, coeficiente de reflexão e impedância de entrada, gerando um histórico que tange desde o modelo inicial, perpassando pelas análises paramétricas e finalizando com o protótipo com as dimensões otimizadas. Posteriormente, projeta e analisa-se um arranjo com 17 *stubs*, a fim de melhorar ainda mais os resultados da antena de 13 elementos. Por fim, conclui-se destacando os principais pontos e conclusões do estudo. Além de ressaltar a relevância e as contribuições para o campo de pesquisa em antenas de *microstrip* com arranjos de *stubs* em série, enfatizando sua importância para o avanço das tecnologias de comunicação e detecção veicular.

PALAVRAS-CHAVE: antenas de *microstrip*; radar automotivo; arranjo de *stubs*; detecção veicular; comunicação veicular.

ABSTRACT

This work focuses on the design and analysis of planar antenna arrays for automotive radar systems in the frequency range of 77 to 81 GHz. The primary goal is to develop efficient arrays for vehicle detection applications. Initially, essential theoretical concepts related to microstrip antenna designs and the characteristics of series stub arrays are presented. The operating principles, radiation theory, and expected frequency response are discussed in detail to establish a theoretical foundation for the design. Next, a design is structured for a microstrip antenna combined with a 13-element series stub array using Ansys HFSS software. Optimizations related to stub length and width, spacing between successive elements, and the antenna's central line width are made to obtain the best results for the designed model. Graphs of the antenna's key parameters, such as directivity, reflection coefficient, and input impedance, are presented, documenting the journey from the initial model through parametric analyses to the final prototype with optimized dimensions. Subsequently, a 17-stub array is designed and analyzed to further improve the performance of the 13-element antenna. Finally, the study is concluded, highlighting the main points and findings. It emphasizes the relevance and contributions to the field of microstrip antennas with series stub arrays, underscoring their importance in advancing communication and vehicle detection technologies.

KEYWORDS: microstrip antennas; automotive radar; stub array; vehicle detection; vehicular communication.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Radar automotivo em 1970 (WU, 2016)	11
Figura 2	Tipos de radares (Adaptado pelo autor com base em (VASQUEZ, 2022))	12
Figura 3	Atenuação em propagação de ondas milimétricas (Adaptado pelo autor com base em (WU, 2016))	13
Figura 4	(a) Arranjo de antenas em série e (b) arranjo de antenas em paralelo (Adaptado pelo autor com base em (HUONG, 2020))	14
Figura 5	(a) Antena <i>patch</i> cônica com alimentação linear e (b) antena <i>comblined array</i> de <i>microstrip</i> (Adaptado pelo autor com base em (GHOSH; SEN, 2019))	15
Figura 6	Design da antena de banda dupla (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017)	17
Figura 7	Perda de retorno da antena de banda dupla (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017)	17
Figura 8	Ganho da antena de banda dupla (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017)	17
Figura 9	Coefficiente de Reflexão - resultados da simulação e medição (WU et al., 2015)	18
Figura 10	Ganho - resultados da simulações e medição (WU et al., 2015)	18
Figura 11	Configuração da antena (JIAN; YUAN; LIU, 2019)	19
Figura 12	Coefficiente de reflexão e ganho simulado da antena (JIAN; YUAN; LIU, 2019)	19
Figura 13	Protótipo da antena projetada no artigo. (MOSALANEJAD et al., 2020)	20
Figura 14	Projeções simuladas e medidas para o sub-arranjo. (MOSALANEJAD et al., 2020)	20
Figura 15	Resultados de simulação e medição da impedância de entrada do conjunto de antenas (YANG; HUANG, 2020)	21
Figura 16	Protótipo proposto para o arranjo de antenas <i>patch</i> (XU et al., 2017)	22
Figura 17	Parâmetros $ S_{11} $ e ganho para o modelo (a) linear e (b) planar (XU et al., 2017)	23
Figura 18	Geometria da antena <i>patch</i> do projeto (NEMAT, 2014)	23
Figura 19	Simulação do parâmetro $ S_{11} $ do projeto (NEMAT, 2014)	24
Figura 20	<i>Stub Microstrip</i> de circuito aberto em um substrato de comprimento igual a $2l$. (WU, 2016)	25
Figura 21	Arranjo de antenas de <i>microstrip</i> composto por <i>stubs</i> de circuito aberto. (WU, 2016)	27
Figura 22	Arranjo de antenas <i>microstrip comb-line</i> com <i>stubs</i> de meio comprimento de onda e espaçamentos. (WU, 2016)	28
Figura 23	Dimensões a serem avaliadas no projeto (Fonte: Produção do autor)	31
Figura 24	Arranjo de 13 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	33
Figura 25	Coefficiente de reflexão com as dimensões iniciais para o arranjo de 13 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	33
Figura 26	Impedância com as dimensões iniciais para o arranjo de 13 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	34
Figura 27	Diretividade com as dimensões iniciais para o arranjo de 13 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	35

Figura 28	Parâmetro S com análise paramétrica de L_S para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	36
Figura 29	Diretividade com análise paramétrica de D para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	36
Figura 30	Parâmetro S com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	37
Figura 31	Impedância com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	38
Figura 32	Diretividade com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	38
Figura 33	Parâmetro S com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	39
Figura 34	Impedância com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	39
Figura 35	Diretividade com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 13 stubs (Fonte: Produção do autor)	40
Figura 36	Parâmetro S do arranjo de 13 stubs com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)	40
Figura 37	Impedância de entrada do arranjo de 13 stubs com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)	41
Figura 38	Diretividade do arranjo de 13 stubs com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)	41
Figura 39	Vistas do arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	42
Figura 40	Parâmetro S com as dimensões iniciais para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	42
Figura 41	Impedância com as dimensões iniciais para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	43
Figura 42	Diretividade com as dimensões iniciais para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	44
Figura 43	Diretividade com análise paramétrica de D para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	44
Figura 44	Parâmetro S com análise paramétrica de L_S para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	45
Figura 45	Diretividade com análise paramétrica de L_S para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	45
Figura 46	Parâmetro S com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	46
Figura 47	Parâmetro S com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 17 stubs (Fonte: Produção do autor)	47

Figura 48 Impedância com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 17 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	47
Figura 49 Diretividade com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 17 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	48
Figura 50 Parâmetro S com análise paramétrica de W_S mais precisa, para o arranjo de 17 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	48
Figura 51 Impedância com análise paramétrica de W_S mais precisa, para o arranjo de 17 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	49
Figura 52 Diretividade com análise paramétrica de W_S mais precisa, para o arranjo de 17 <i>stubs</i> (Fonte: Produção do autor)	49
Figura 53 Parâmetro S do arranjo de 17 <i>stubs</i> com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)	50
Figura 54 Impedância de entrada do arranjo de 17 <i>stubs</i> com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)	50
Figura 55 Diretividade do arranjo de 17 <i>stubs</i> com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)	51
Figura 56 Diretividade em relação à frequência (Fonte: Produção do autor)	51
Figura 57 Diretividade em diferentes frequências (Fonte: Produção do autor)	52
Figura 58 Ganho 3D (Fonte: Produção do autor)	52

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Propriedades do substrato Rogers RO3003G2	32
Tabela 2 – Dimensões iniciais para o projeto	32

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Motivação e Justificativa	14
1.2	Objetivos	16
1.3	Revisão Bibliográfica	16
1.4	Organização do trabalho	24
2	DESCRIÇÃO TEÓRICA DE ANTENAS PLANARES COM ARRANJO DE STUBS	25
2.1	Características do <i>stub</i> de <i>microstrip</i> em circuito aberto	25
2.2	Arranjo em série de antenas de stubs	27
2.2.1	Breve comparação entre Arranjo de Onda Viajante e Arranjo de Onda Estacionária	28
3	PROJETO DE ANTENA DE MICROSTRIP COM ARRANJO DE STUBS EM SÉRIE	31
3.1	Modelagem	31
3.2	Arranjo com 13 stubs	32
3.2.1	Projeto de 13 elementos utilizando os parâmetros iniciais	33
3.2.2	Análise paramétrica do comprimento do <i>stub</i>	35
3.2.3	Análise paramétrica da distância entre os elementos	35
3.2.4	Análise paramétrica da largura da linha central	36
3.2.5	Análise paramétrica da largura do <i>stub</i>	37
3.2.6	Modelo de 13 elementos otimizado	38
3.3	Arranjo com 17 stubs	41
3.3.1	Projeto de 17 elementos utilizando os parâmetros iniciais	42
3.3.2	Análise paramétrica da distância entre os elementos	43
3.3.3	Análise paramétrica do comprimento do <i>stub</i>	43
3.3.4	Análise paramétrica da largura da linha central	45
3.3.5	Análise paramétrica da largura do <i>stub</i>	46
3.3.6	Análise paramétrica precisa da largura do <i>stub</i>	46
3.3.7	Modelo otimizado de 17 elementos	49
4	CONCLUSÃO	53
	REFERÊNCIAS	54

1 INTRODUÇÃO

No ano de 1904, o inventor alemão Christian Hülsmeyer engenhou um dispositivo voltado para a detecção de embarcações em condições adversas de neblina. Este invento, seria o embrião do que viria a se tornar o sistema de radar. Com a Segunda Guerra Mundial, o conceito do radar foi efetivamente aplicado e passou por maior desenvolvimento. (WU, 2016).

Somente em 1964, o sistema de radar foi mencionado como uma solução automotiva que evitaria colisões. Logo depois, em 1970, os primeiros protótipos começaram a ganhar forma e serem testados em estradas. Os modelos compartilhavam de componentes de custos elevados e de grandes dimensões, como exemplificado na Figura 1, o que inviabilizavam a introdução oficial do dispositivo como parte do sistema automotivo para ser comercializado (WU, 2016).



Figura 1 – Radar automotivo em 1970 (WU, 2016)

Em meados de 1990, aprimoraram-se os estudos sobre radares e foram colocados em funcionamento modelos desenvolvidos pela *Eaton VORAD Technologies* e pela Mercedes-Benz. A Eaton elaborou sistemas de radares *Doppler* que operava em 24 GHz e, estes, foram instalados em 1700 ônibus, obtendo-se uma redução considerável no número de colisões. Já a Mercedes-Benz, pioneiramente, trouxe o sistema *DISTRONIC* fundamentado em radares que operavam em 77 GHz. Seguidamente, outros fabricantes foram criando e incrementando a tecnologia em suas linhas de produtos (WU, 2016).

A escolha das ondas milimétricas está relacionada a capacidade de tornar os dispositivos de radar mais compactos. Devido ao seu curto comprimento de onda, os componentes do radar que operam com ondas milimétricas, como antenas e circuitos, podem ser construídos em escalas menores. Isso resulta em antenas mais compactas e discretas, o que é desejável para a instalação em diversos objetos, uma vez que não ocupam muito espaço.

Atualmente, os radares anticollisão estão acessíveis e presentes em diversos setores de aplicação, dentre eles, drones, veículos marítimos, aeronaves, máquinas industriais e, principalmente, em automóveis e veículos autônomos (WU, 2016).

Os radares automotivos modernos estão presentes em uma parcela expressiva dos veículos em circulação, sendo componentes de suma importância para a segurança veicular. Estes sistemas são utilizados para identificar objetos, calculando sua distância, altitude, direção e velocidade, através do uso de ondas de rádio. Basicamente, ele é constituído por uma antena que emite pulsos de micro-ondas em uma direção específica. Quando esses pulsos encontram um objeto, parte da energia retorna para a antena, permitindo assim determinar a localização ou a distância desse objeto (WU, 2016).

Uma característica importante desses sistemas de radar é sua capacidade de detectar objetos mesmo em condições climáticas adversas, como chuvas intensas, neve ou ventos fortes. Para aplicações em frequências de ondas milimétricas, permitem a detecção de obstáculos e objetos ao redor do automóvel, que, na maioria das vezes, estão fora do campo de visão do condutor, sendo capazes de emitir alertas ou até mesmo tomar ações preventivas, como a de frenagem.

Hoje, há uma quantidade significativa de dispositivos anti-colisão espalhados por toda extensão dos veículos, surge-se, então, uma realidade progressivamente mais presente no dia a dia, os carros autônomos. Na condução autônoma, o reconhecimento espacial da área que está circulando e as instantâneas tomadas de decisões, são premissas. Contudo, as atenuações que atingem os sinais emitidos pelo radar, diminuem seu alcance. Perdas estas, geradas por incidentes climáticos, como chuva, vento, neve, neblina, ou até mesmo empecilhos no campo de propagação dos sinais, comprometendo a segurança do meio de transporte (ENGELS et al., 2021).

O sistema de radar automotivo é um conjunto composto por transmissor e receptor, equipados com antenas e sensores especializados. Os sensores de radar, presentes nos receptores, automotivo são constituídos por múltiplos canais de transmissão e recepção, que atua na ativação das distintas antenas do sistema e realiza as varreduras essenciais para a aquisição de dados. Alguns desses canais de recepção são responsáveis por fornecer informações angulares sobre os objetos, devido à diferença de fase entre os sinais recebidos pela antena (VASQUEZ, 2022).

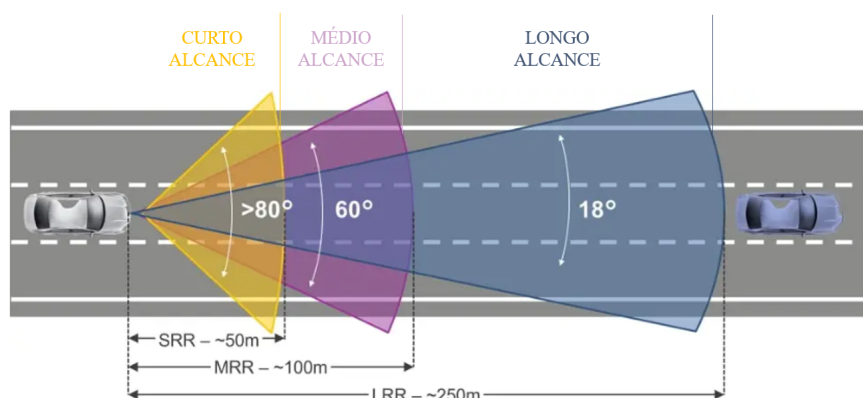


Figura 2 – Tipos de radares (Adaptado pelo autor com base em (VASQUEZ, 2022))

Os sensores de radar automotivo operam utilizando ondas contínuas de frequência modulada, o que lhes permite detectar alvos próximos de forma extremamente confiável e precisa. Esses sistemas podem ser categorizados em três classes distintas, conforme mostrado na Figura 2: Radar de Curto Alcance, Radar de Médio Alcance e Radar de Longo Alcance (VASQUEZ, 2022). Para a operação dos

radares, são disponibilizadas duas faixas de frequência diferentes, a de 24 e a de 77 GHz. A segunda, possui duas subdivisões, uma 76 a 77 GHz (banda de 77 GHz) e outra de 77 a 81 GHz, também conhecida como banda de 79 GHz. A [Figura 3](#) traça as atenuações sofridas em dadas frequências, influenciadas pelo efeito do ar e da água ([ENGELS et al., 2021](#)).

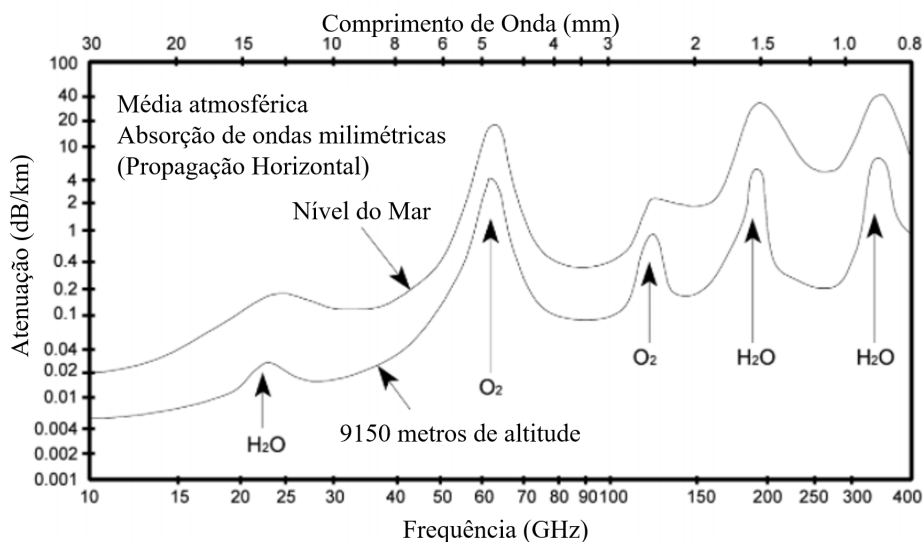


Figura 3 – Atenuação em propagação de ondas milimétricas (Adaptado pelo autor com base em [\(WU, 2016\)](#))

Analisando o gráfico da [Figura 3](#), nota-se que a faixa de 76 a 81 GHz possui um vale da atenuação, o que traz um melhor desempenho em termos de energia propagada do sinal eletromagnético relativo à distância. Em outras palavras, na faixa de 79 GHz, a energia radiada pode ser transmitida pelo sistema para distâncias bem maiores. O impacto da atenuação e do bloqueio no sinal requer antenas (ou arranjo de antenas) com alto ganho. Considerando a operação em toda a banda licenciada pela Anatel nesta faixa (76 a 81 GHz), surge um desafio adicional para o projeto dos elementos irradiadores: ter banda de operação suficientemente alta (i.e., 7% banda de operação).

Uma opção bastante flexível e com ambas as características são os arranjos de *stubs*. Neste tipo de antena, o número de elementos controla a diretividade do conjunto (ao aumentar a quantidade de elementos, maior será a diretividade). Portanto, aplicações de arranjo de *stubs* trazem consequências positivas para as detecções em longa distância, promovendo alta diretividade e viabilidade em seletar feixes de radiação em direções diferentes resultando em melhores localizações dos objetos na via transitada ([WU et al., 2015](#)).

Em resumo, o radar automotivo cada vez mais se torna uma tecnologia essencial para a segurança e tecnologia veicular autônoma, pois permite a detecção e monitoramento de objetos a longas distâncias ([WU, 2016](#)). A banda de 79 GHz é a mais utilizada nestes sistemas graças à sua alta resolução e capacidade de detecção. Radars de longa distância com arranjos de *stubs* são essenciais para sistemas autônomos de direção e requerem técnicas avançadas de processamento de sinal e antenas de alta eficiência de radiação e diretividade ([WU et al., 2015](#)).

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Os arranjos são definidos por diversas antenas dispostas de forma organizada e ordenada, eles têm sido utilizados em diversos sistemas de radar automotivo para melhorar o desempenho em termos de sensibilidade, resolução e capacidade de detecção. A escolha do arranjo adequado se torna fundamental para a performance do sistema e entre as topologias mais comuns desses arranjos, destacam-se os arranjos em série e em paralelo (YAN et al., 2017), esquematizados na Figura 4.

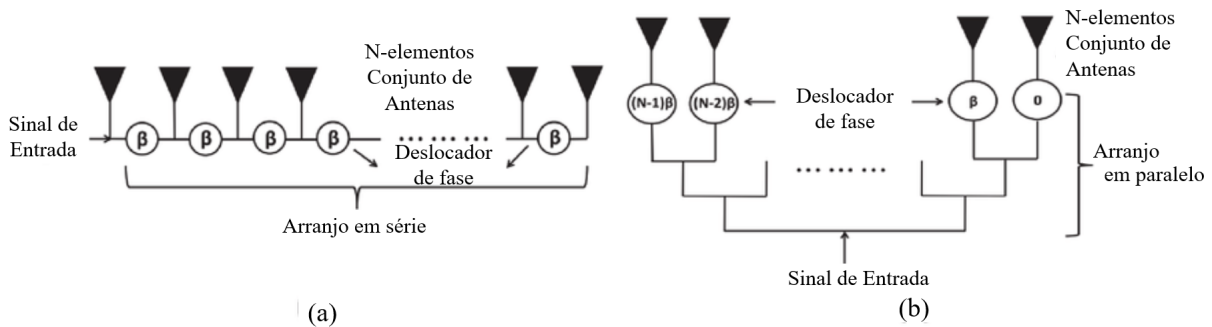


Figura 4 – (a) Arranjo de antenas em série e (b) arranjo de antenas em paralelo (Adaptado pelo autor com base em (HUONG, 2020))

Arranjos em série são formados por antenas conectadas em uma única linha, de modo que os sinais passam através de cada antena sequencialmente, atrasadas em uma determinada fase β . Este tipo de arranjo reduz a perda de energia por radiação da rede de alimentação e diminui perdas no substrato. Já os arranjos em paralelo, trazem antenas conectadas lado a lado, de forma a processar o sinal de maneira independente em cada antena, com atraso de fase $0, \beta, \dots, (N-1)\beta$ em cada ramo do arranjo. Quando comparados, o arranjo em série permite que a largura de banda seja mantida mesmo com a utilização de inúmeras antenas conectadas, ao contrário dos arranjos em paralelo, que possuem uma largura de banda maior e requerem linhas de alimentação grandes, apresentando elevadas perdas no substrato (YAN et al., 2017).

Quando se trata do conjunto de antenas em sistemas de radar automotivo, a escolha geralmente se baseia na necessidade de obter um alto ganho, baixas perdas, dimensões compactas, um estreito ângulo de meia potência e uma reduzida relação lado a lado. Nesse contexto, o arranjo de antenas alimentado por *microstrip* em série é uma opção comum. Essa escolha é motivada pela sua natureza discreta, leve, facilidade de fabricação e custo acessível (LEE; TONG, 2016). Pesquisadores têm explorado o uso de arranjos em série de antenas para aprimorar o desempenho de radares automotivos de longa distância.

Fundamentado em diversos estudos que exploram a otimização e performance dos conjuntos de antenas em série, pode-se afirmar que essa configuração de dispositivos é a que melhor irá atender o desenvolvimento deste trabalho, por apresentar vantagens significativas em relação aos arranjos em paralelo, especialmente para aplicações em radares automotivos de longa distância, que é o foco do deste projeto.

Outro ponto para se atentar ao decidir o escopo do projeto é o tipo de antena que será utilizada: *patch* ou *comb-line array*, ilustradas na Figura 5. Em relação ao *design* e geometria, uma antena *patch* é equivalente a um radiador plano em forma de retângulo, estruturado em um substrato dielétrico,

que pode ser alimentado por uma única fonte ou por uma matriz de alimentação (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018). Um arranjo *comb-line array*, também conhecida como arranjo de *stubs*, consiste em múltiplas antenas conectadas em série, geralmente com espaço entre elas. Cada antena, nesse caso, é alimentada individualmente e, os elementos da antena são dimensionados em relação à frequência de operação desejada (LEE; TONG, 2016).

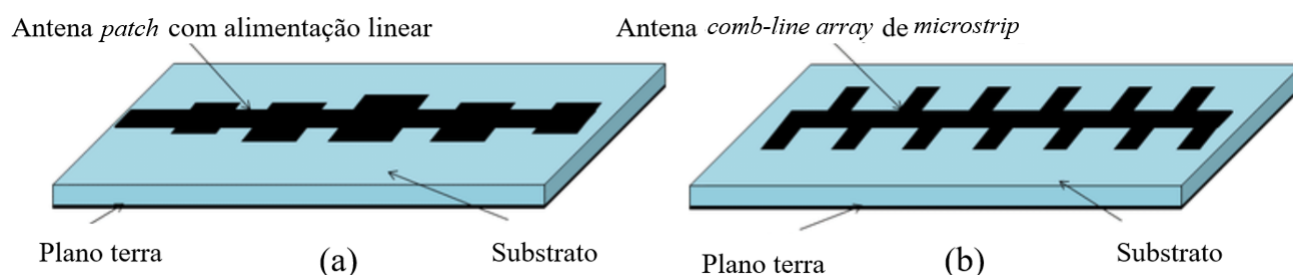


Figura 5 – (a) Antena *patch* cônica com alimentação linear e (b) antena *combline array* de *microstrip* (Adaptado pelo autor com base em (GHOSH; SEN, 2019))

Em relação ao ganho e direcionalidade desses modelos, há uma diferença significativa. As antenas *patch* geralmente têm um ganho direcional variando entre moderado e alto, dependendo do seu tamanho e *design*. Elas se tornam apropriadas para aplicações que exigem uma direcionalidade razoável (JONES; CHOW; SEETO, 1982) (NAHAS, 2022). Os arranjos de *stubs* podem dispor de um ganho direcional mais elevado, especialmente quando várias antenas são combinadas para formar um feixe direcional mais estreito. Isso os torna eficazes para radares de longa distância que requerem alcance estendido (MENZEL; MOEBIUS, 2012).

Quando analisado as principais vantagens do *comb-line array* em relação às antenas *patch*, a largura de banda é um dos tópicos. As antenas *patch* têm uma largura de banda estreita em comparação aos arranjos *comb-line* (GHOSH; SEN, 2019). Como os arranjos *comb-line arrays* tendem a ter uma largura de banda mais ampla, eles se tornam mais versáteis em termos de frequência de operação, sendo uma opção viável para aplicações de radar de longa distância. Além disso, o *comb-line array* também apresenta um melhor desempenho de radiação, com menor perda de sinal em relação às antenas *patch* (J; P, 2022).

Os arranjos *comb-line* tendem a ser maiores e mais complexos em virtude da quantidade de elementos individuais e o espaçamento necessário entre eles (ZHANG; ZHANG; ZHANG, 2011). Porém, essa complexidade se torna um ponto positivo, já que é possível dimensioná-lo para atender às necessidades específicas do projeto. Por exemplo, um sistema de radar que requer um maior alcance de detecção pode ser projetado com um maior número de elementos de antena em série, enquanto um sistema que requer uma maior resolução espacial pode ser projetado com elementos de antena mais próximos (J; P, 2020).

Em resumo, a escolha de um arranjo de *stubs* em série é causada pela relevância e aplicabilidade desse tipo de antena em sistemas de radar de longa distância. O arranjo em série oferece um potencial significativo para aprimorar a direcionalidade e o ganho de antenas, tornando-o adequado para radares que exigem detecção de longo alcance. Além disso, essa configuração possui considerações notáveis

em termos de largura de banda e versatilidade de frequência. Ao explorar esse tema, visa-se aprofundar a compreensão e aplicação prática dessa tecnologia em sistemas de radar avançados.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é realizar o projeto de antenas planares para recepção e transmissão de sinais de um radar automotivo, operando na faixa de frequência de 77 a 81 GHz, mais especificamente, projetando a antena para operação na frequência central de 79 GHz. A abordagem inclui o *design* e a otimização multiobjetivos de arranjos de *stubs* em série, com o propósito de obter um bom casamento de impedâncias e coeficiente de reflexão, além de maximizar a diretividade.

Para alcançar esse objetivo, serão desenvolvidos os seguintes passos: projetar uma antena ressonadora de meio comprimento de onda (*stubs* em aberto); realizar o design de arranjos com treze e dezessete elementos; e aplicar otimizações nas dimensões, buscando extrair o melhor resultado possível.

O foco principal é a criação de arranjos de antenas eficientes que possam ser aplicados em sistemas de radar automotivo, contribuindo para o avanço das tecnologias de comunicação e detecção veicular.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Algumas referências relacionadas ao tema proposto foram estudadas e serão descritas de forma breve nesta seção, para uma ampla contextualização, comparação e entendimento sobre o assunto trazido no projeto.

Um primeiro caso analisado foi o artigo "*A novel dual-band millimeter-wave antenna for automotive radar and multi-gigabit wireless communications*", que apresenta o *design* e análise de uma antena de banda dupla que atua na faixa de ondas milimétricas. A antena projetada tem a capacidade de atuação para radar automotivo simultâneo em 77 GHz, 79 GHz e aplicações em comunicação sem fio multigigabit, em 60 GHz. Para seu *design* foi realizada uma adaptação da antena Yagi-Uda tradicional, com uma transição de *microstrip* (representada pela cor roxa) para o *slotline* (espaço em branco abaixo do *microstrip*) de banda larga e, posteriormente, um novo elemento radiador de banda dupla, análogo a um dipolo (elementos sinalizados em verde, do lado direito da imagem) (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017). Na figura [Figura 6](#) encontra-se a geometria da antena descrita.

Com as simulações realizadas, a perda de retorno obtida (inferior a -10 dB nas duas bandas) está representada na figura [Figura 7](#) e o ganho exibido na figura [Figura 8](#), variando de 5,7 a 7,2 dBi.

Em resumo, o artigo apresenta uma antena de dupla banda, com ganho elevado em ambas as frequências de operação, além disso, ele se mantém estável para uma longa faixa espectral, evitando variações abruptas na transmissão do sinal. Sendo assim, mostra que a antena pode ser utilizada desde radares de longo alcance em 77 GHz, radares de curto alcance de 79 GHz até comunicações como *vehicle to vehicle* e *vehicle to infrastructure*. A antena apresenta um *design* compacto e de baixo custo, e se torna uma boa solução pois, é uma única antena que pode ser compartilhada em várias aplicações, reduzindo o número total de antenas e sensores em um veículo (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017). O estudo apresentou resultados simulados e experimentais satisfatórios.

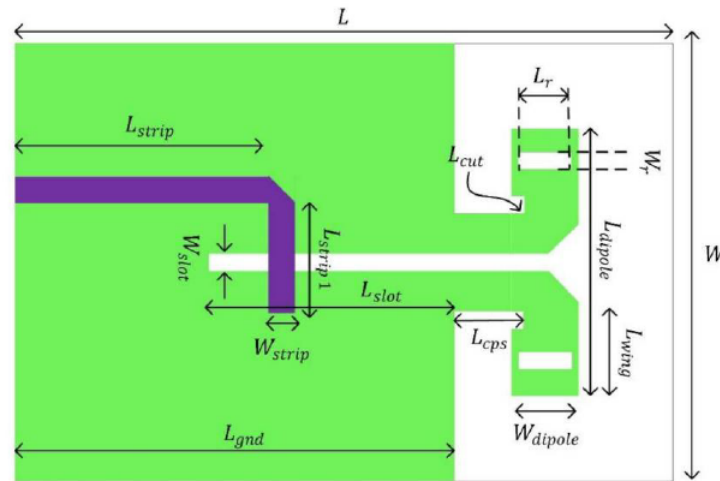


Figura 6 – Design da antena de banda dupla (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017)

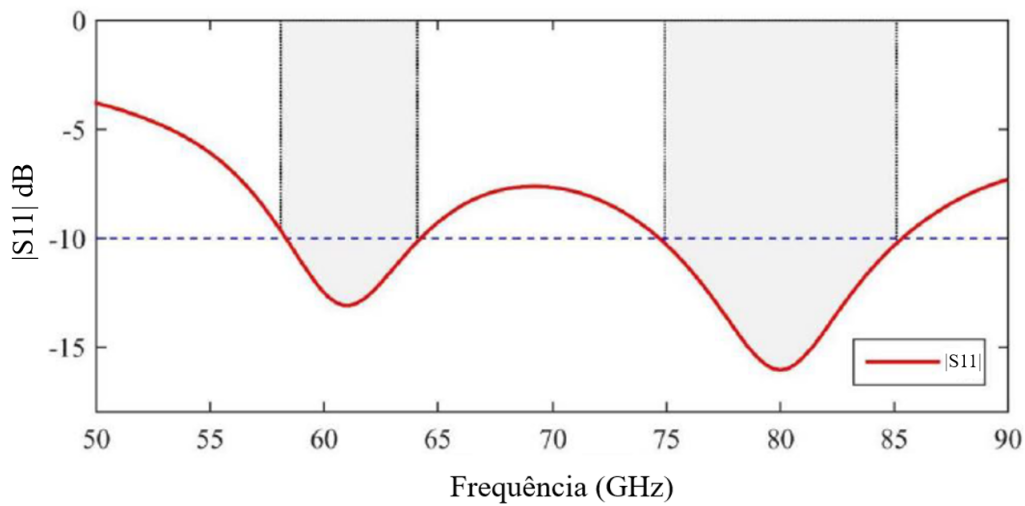


Figura 7 – Perda de retorno da antena de banda dupla (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017)

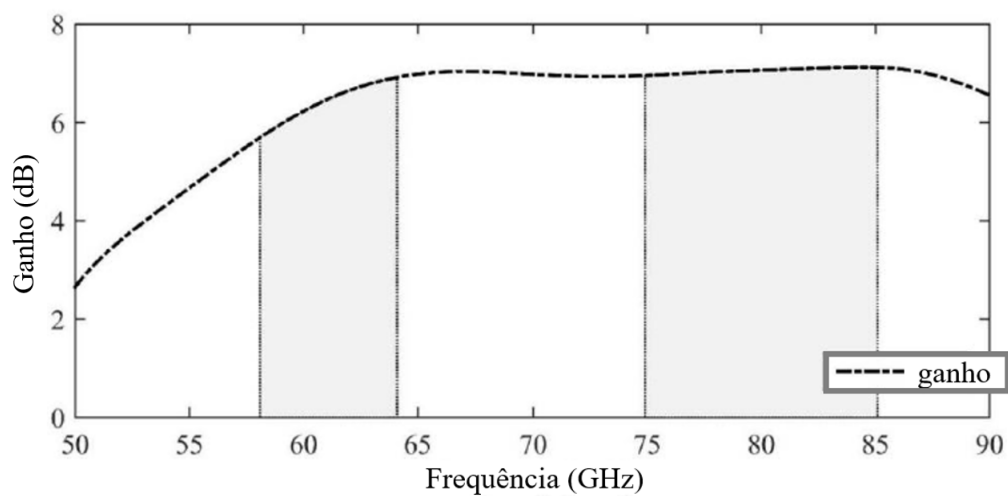


Figura 8 – Ganho da antena de banda dupla (AWAIS; KHALIQ; KHAN, 2017)

Outro trabalho a ser citado é o artigo "*A 76.5 GHz microstrip comb-line antenna array for automotive radar system*", onde foi apresentado uma antena de *microstrip* de linha combinada (*comblined*

array) para utilização em sistemas de radar automotivo na faixa de 76,5 GHz. A antena foi projetada para uma matriz de 13 elementos no substrato Rogers RO3003, com polarização linear de 45° a fim de evitar uma possível interferência de algum veículo vindo em direção contrária. (WU et al., 2015)

Uma primeira simulação trouxe um pequeno desvio no gráfico do coeficiente de reflexão, justificado pelo fato do valor de permissividade usado inicialmente (3,2) não ter sido muito preciso. Este valor, foi substituído por 3,3 e foram refeitas as simulações. As figuras Figura 8 e Figura 9 mostram os resultados do coeficiente de reflexão e do ganho, respectivamente, obtidos nas duas simulações e na medição. Resultados estes, que mostram boa conformidade entre si (WU et al., 2015).

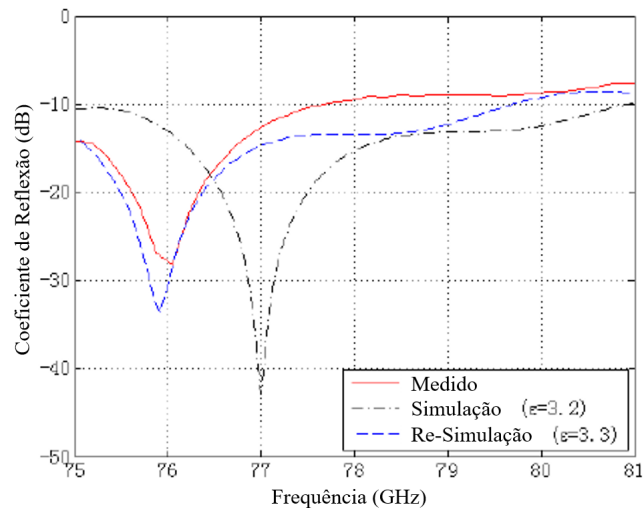


Figura 9 – Coeficiente de Reflexão - resultados da simulação e medição (WU et al., 2015)

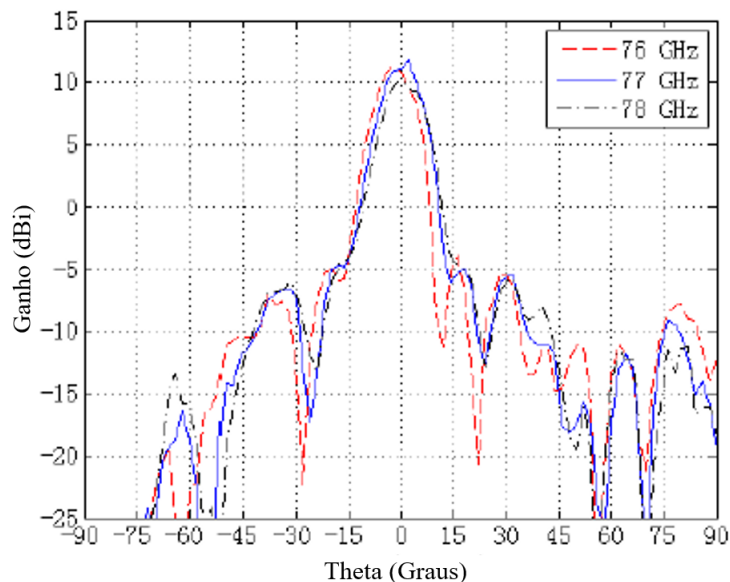


Figura 10 – Ganho - resultados da simulações e medição (WU et al., 2015)

Em um terceiro caso, o estudo "*Procedure to Design a Series-fed Microstrip Patch Antenna Array for 77 GHz Automotive Radar*" descreve um método para projetar um arranjo de antenas planares para aplicações de radar automotivo. O objetivo é criar um arranjo de antenas *patch* de *microstrip*

alimentados em série, conforme ilustrado na [Figura 11](#), operando na frequência de 77 GHz ([JIAN; YUAN; LIU, 2019](#)).

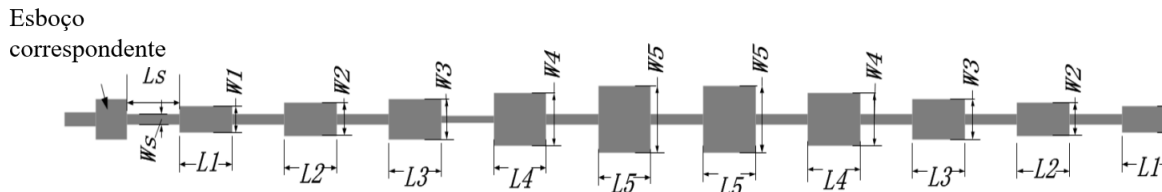


Figura 11 – Configuração da antena ([JIAN; YUAN; LIU, 2019](#))

Utilizando um transformador de um quarto de onda para fazer o casamento de impedância, chegou-se em um valor abaixo de -10 dB para o parâmetro $|S_{11}|$ na faixa de 75,8 a 77,3 GHz e um ganho de 16 dBi na frequência de trabalho, mostrado na [Figura 12](#) ([JIAN; YUAN; LIU, 2019](#)).

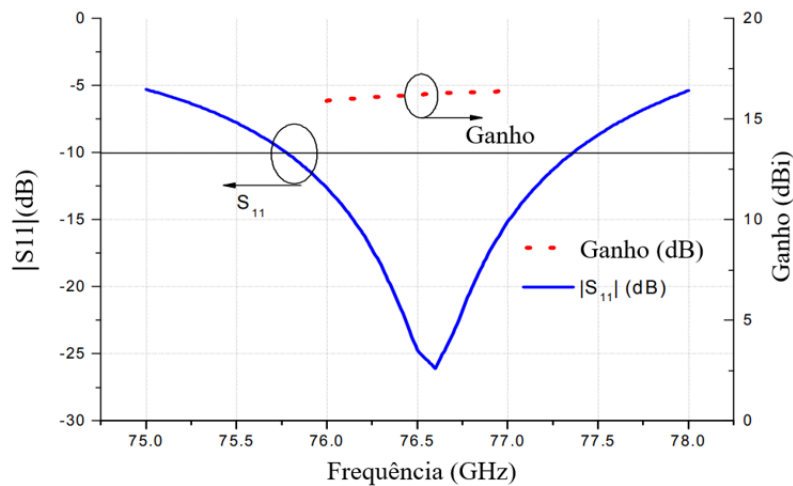


Figura 12 – Coeficiente de reflexão e ganho simulado da antena ([JIAN; YUAN; LIU, 2019](#))

Além destes, no artigo "*Multi-Layer PCB Bow-Tie Antenna Array for (77–81) GHz Radar Applications*" é apresentado o desenvolvimento de uma antena em *microstrip* de banda larga para aplicações de radar de curto alcance na faixa de frequência de 77 a 81 GHz. Essa antena utiliza um *design* com dois elementos únicos, cada um composto por uma antena multicamadas do tipo gravata borboleta cercada por uma cavidade metálica para suprimir ondas de superfície e modos de placa paralela. A alimentação dos elementos é feita por meio de um guia de onda laminado com mudança de fase de 180° ([MOSALANEJAD et al., 2020](#)).

Para a construção das antenas ilustradas em [Figura 13](#), são detalhadas as especificações da mesma. São utilizadas oito camadas metálicas e sete substratos. Em quatro das camadas, as trilhas para os diferentes sinais são roteadas no módulo de radar final. Outras camadas funcionam como planos de terra, evitando a interferência entre as linhas de sinal em camadas diferentes. Uma camada serve como o plano de terra para os radiadores de *patch*, enquanto outra elimina a radiação de volta ao conjunto. A espessura do cobre nas camadas intermediárias, bem como nas camadas superior e inferior, varia entre 20 e 25 μm ([MOSALANEJAD et al., 2020](#)).

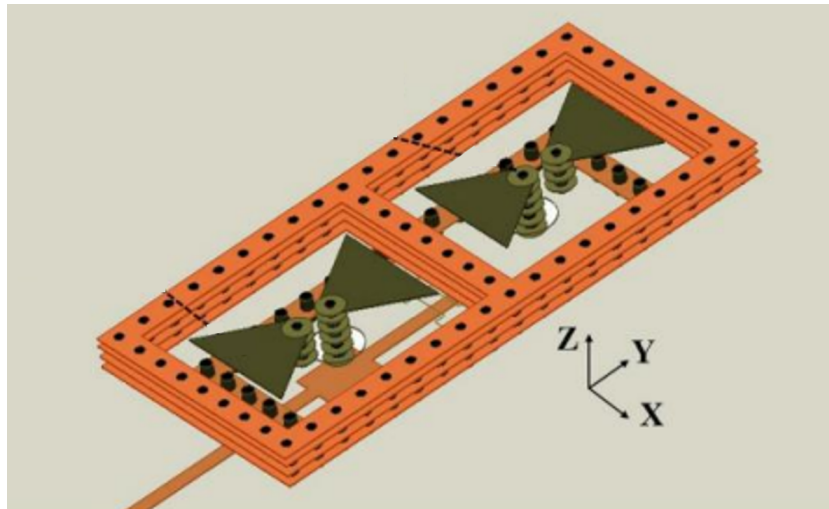


Figura 13 – Protótipo da antenna projetada no artigo. (MOSALANEJAD et al., 2020)

Os resultados para alguns parâmetros são dispostos na Figura 14 e mostram que a antenna apresenta uma largura de banda simulada do parâmetro $|S_{11}|$ de 6,4 GHz, abrangendo de 76,6 GHz a 83 GHz, o que representa 8% da frequência central da banda. A largura de banda medida é ligeiramente mais ampla, indo de 76,3 GHz a 83,7 GHz. Quanto ao ganho, as simulações indicam valores entre 6,96 e 7,93 dBi na faixa de 77 a 81 GHz, enquanto as medições variam de 5,65 a 7,9 dBi. A discrepância entre simulações e medições é atribuída principalmente a tolerâncias nas características dos materiais utilizados e às tolerâncias de fabricação nas dimensões da antenna, nas espessuras do substrato e do metal na construção (MOSALANEJAD et al., 2020).

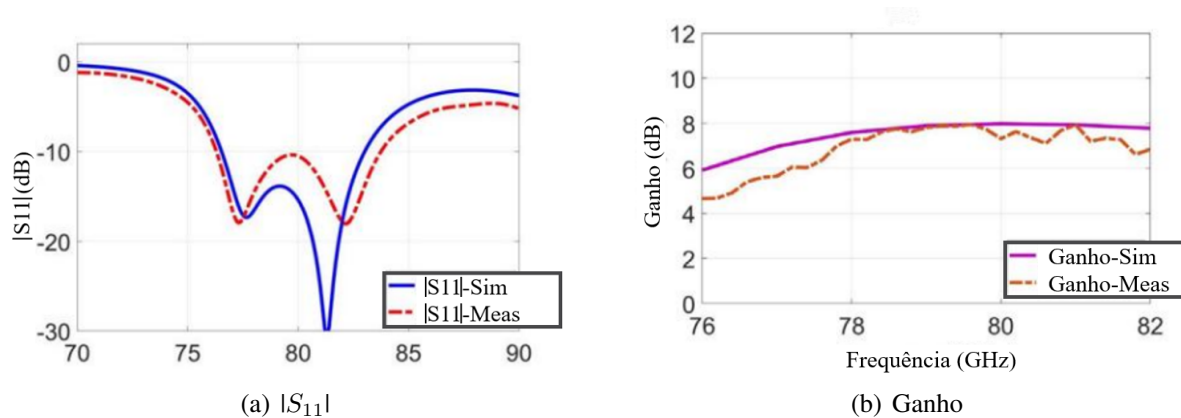


Figura 14 – Projeções simuladas e medidas para o sub-arranjo. (MOSALANEJAD et al., 2020)

Na conclusão do estudo, a capacidade de direcionamento do feixe da antenna foi avaliada ao conectá-la a uma matriz Butler. A matriz Butler é um sistema que permite controlar a direção do feixe de uma antenna ou conjunto de antenas. Os resultados das medições dos feixes direcionados de um arranjo 1×4 mostraram boa correspondência com as simulações, embora tenha sido observado um aumento nos lóbulos laterais em feixes altamente direcionados. Tanto o elemento individual quanto o conjunto de elementos desenvolvidos demonstraram ser compactos e facilmente integráveis em aplicações de radar na faixa de frequência de 77–81 GHz (MOSALANEJAD et al., 2020).

Além disso, foi mencionado que um arranjo de comutação de feixe 1×4 foi proposto usando o novo *design* de matriz Butler conforme apresentado em outro estudo. Esta matriz, especificamente projetada para operar na faixa de frequência de 77–81 GHz, elimina a necessidade de cruzamentos nas linhas de transmissão, representando um avanço significativo nesta tecnologia (MOSALANEJAD et al., 2020).

No caso do artigo "*A 77 GHz Planar Antenna Array in Four Layer Printed Circuit Board for Automotive Radar Applications*", é apresentado o projeto de um sistema de arranjo de antenas de 77 GHz, destinado a aplicações de radar automotivo, desenvolvido em placas de circuito impresso de quatro camadas. O projeto utiliza substratos diferentes, sendo a camada superior composta por material do núcleo RO-4003C com 0,203 mm de espessura, apresentando uma constante dielétrica (ϵ_r) de 3,55 e um fator de dissipação ($\tan\sigma$) de 0,0027, para atender aos requisitos das ondas milimétricas (YANG; HUANG, 2020).

A estrutura de alimentação em *microstrip* com impedância característica é miniaturizada devido ao substrato fino. Além disso, é utilizado um guia de ondas integrado ao substrato (SIW) para a função de divisão de energia, reduzindo assim a radiação parasita e suprimindo os lóbulos laterais do conjunto de antenas. As camadas dois e três dos substratos consistem em materiais pré-impregnados e o núcleo do FR-4, cada uma com 0,203 mm de espessura, para fortalecer o suporte mecânico (YANG; HUANG, 2020).

O projeto final incorpora um alimentador em guia de onda coplanar aterrado (GCPW), um divisor de potência SIW e um conjunto de antenas *microstrip* 4 por 4. Os resultados das simulações indicam uma faixa de operação de frequência de 74,42 GHz a 79,28 GHz, com reflexão inferior a -10 dB e um ganho de antena de 14,6 dB, apresentando melhorias notáveis na redução do nível de lóbulo lateral (YANG; HUANG, 2020).

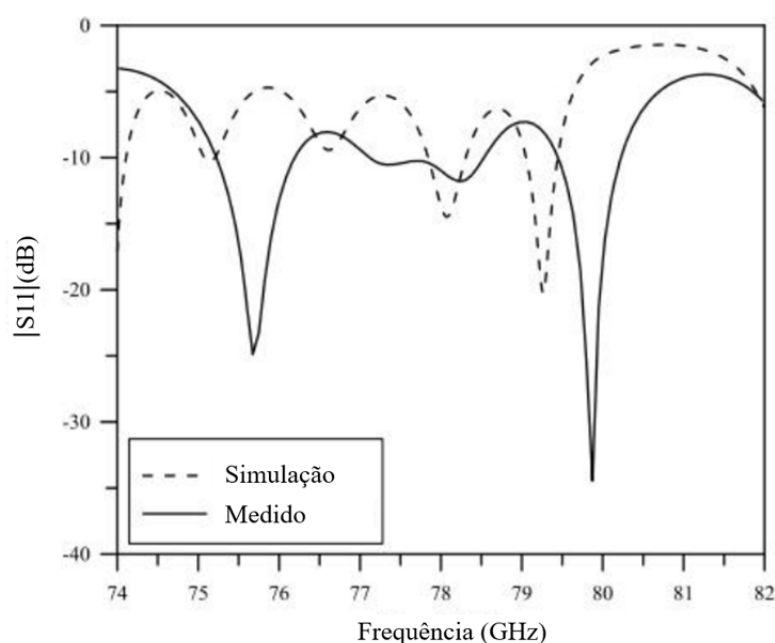


Figura 15 – Resultados de simulação e medição da impedância de entrada do conjunto de antenas (YANG; HUANG, 2020)

Os resultados da simulação e da medição da impedância de entrada do arranjo são apresentados na

Figura 15, onde é possível observar uma leve variação na frequência mais alta, cerca de 0,4 GHz. Essa alteração na frequência pode ser atribuída à mudança na constante dielétrica em 77 GHz, que difere dos 3,55 fornecidos pelo fabricante a 10 GHz (YANG; HUANG, 2020). Entretanto, nota-se que os resultados medidos foram um pouco melhores do que os simulados.

Em síntese, o projeto do arranjo de antenas operando na faixa de 77 GHz, implementado em placas de circuito impresso com quatro camadas para aplicações de radar automotivo, demonstra resultados promissores, como corroborado pelas simulações e medições empíricas. Entretanto, é crucial reconhecer as nuances introduzidas devido à variação da frequência e às características do substrato, as quais demandam uma investigação mais aprofundada para assegurar uma consistência no desempenho do sistema (YANG; HUANG, 2020).

Estudando outros trabalhos, foi desenvolvido e testado no artigo *"Design and measurement of array antennas for 77GHz automotive radar application"* um conjunto de antenas matrizes (Figura 16) para aplicação de radar automotivo de 77 GHz. Uma antena de matriz *patch* alimentada em série linear foi projetada para os transmissores de radar de alcance médio e para todos os receptores. Além disso, foi proposta um modelo planar baseado no linear, com uma rede de alimentação integrada ao substrato (SIW), para os transmissores de radar de longo alcance, o que permitiu reduzir a radiação proveniente da própria rede de alimentação.

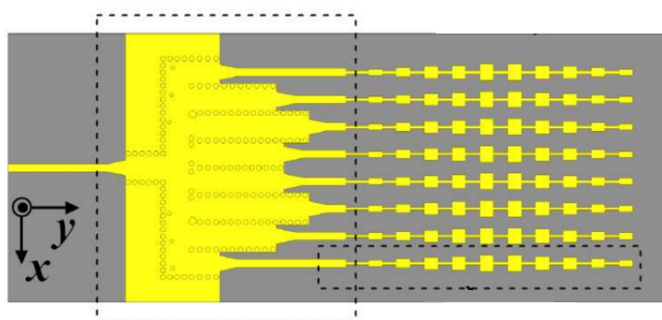


Figura 16 – Protótipo proposto para o arranjo de antenas *patch* (XU et al., 2017)

As antenas matrizes foram fabricadas e suas performances foram medidas (XU et al., 2017). Os resultados dos experimentos com o projeto de antenas lineares são apresentados na Figura 17 (a), onde o parâmetro $|S_{11}|$ fica abaixo de -10 dB na faixa de 75 a 78 GHz. O ganho medido sem radome é de 15,75 dBi, e com radome é de 13,78 dBi a 77 GHz, respectivamente. Já os resultados dos experimentos com o modelo planar são mostrados na Figura 17 (b), onde o $|S_{11}|$ fica abaixo de -10 dB na faixa de 75 a 78,5 GHz. O ganho medido sem radome é de 20,33 dBi, e com radome é de 18,88 dBi a 77 GHz, respectivamente (XU et al., 2017).

O termo radome refere-se a uma cobertura protetora ou invólucro utilizado em antenas e sistemas de radar para protegê-los contra condições ambientais adversas, como chuva, vento e poeira, sem prejudicar significativamente a propagação das ondas eletromagnéticas (XU et al., 2017) (BALANIS, 2005).

Os resultados mencionados no artigo apresenta informações relevantes para o desenvolvimento de arranjo de antenas para aplicações automotivas de 77 GHz, demonstrando bom desempenho e concordância entre simulação e medição. Entretanto, é importante observar que a presença do radome

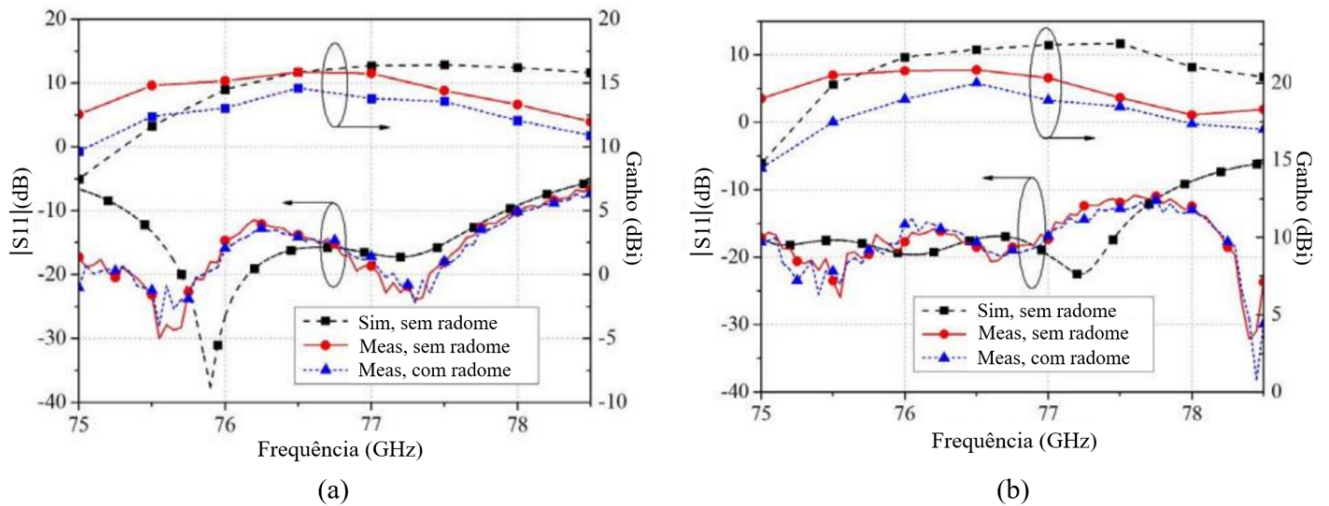


Figura 17 – Parâmetros $|S_{11}|$ e ganho para o modelo (a) linear e (b) planar (XU et al., 2017)

pode afetar negativamente os padrões de radiação, especialmente no plano H, aumentando o nível de lóbulo lateral e introduzindo ondulações no feixe largo (XU et al., 2017).

Para finalizar o portfólio das revisões bibliográficas, é relevante citar o trabalho *"Phased Array Antenna Element for Automotive Radar Application"* que aborda a pesquisa e desenvolvimento de antenas para sistemas de radar automotivo, com foco na análise de requisitos do sistema, tipos de antenas adequadas e superação de desafios de projeto em substrato de silício. Ele discute os requisitos de desempenho da antena, incluindo ganho, largura de banda, resolução de ângulo e robustez à interferência. Em seguida, o trabalho detalha o projeto da antena, incluindo a geometria da antena, a escolha do material do substrato e a técnica de alimentação dos elementos da antena (NEMATİ, 2014).

Esse estudo explora os requisitos do sistema de radar automotivo em relação à antena e ao mecanismo de mudança de fase, apresentando um projeto de uma antena *patch* em substrato de silício (Figura 18), incluindo métodos para superar limitações do material (NEMATİ, 2014).

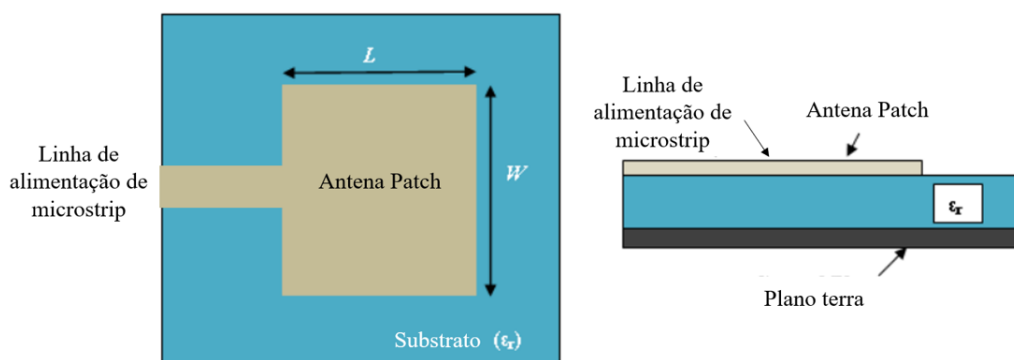


Figura 18 – Geometria da antena *patch* do projeto (NEMATİ, 2014)

Os resultados dos testes da antena são apresentados, incluindo a resposta em frequência, o ganho, a eficiência da radiação e o padrão de radiação. A medição encontrada para o parâmetro $|S_{11}|$ é disponibilizado na Figura 19. A comparação com outras antenas de radar automotivo também é apresentada. O documento conclui que o elemento de antena da matriz de fase desenvolvido pode ser

usado em um arranjo de matriz de fase completo para aplicações em radares automotivos (NEMAT, 2014).

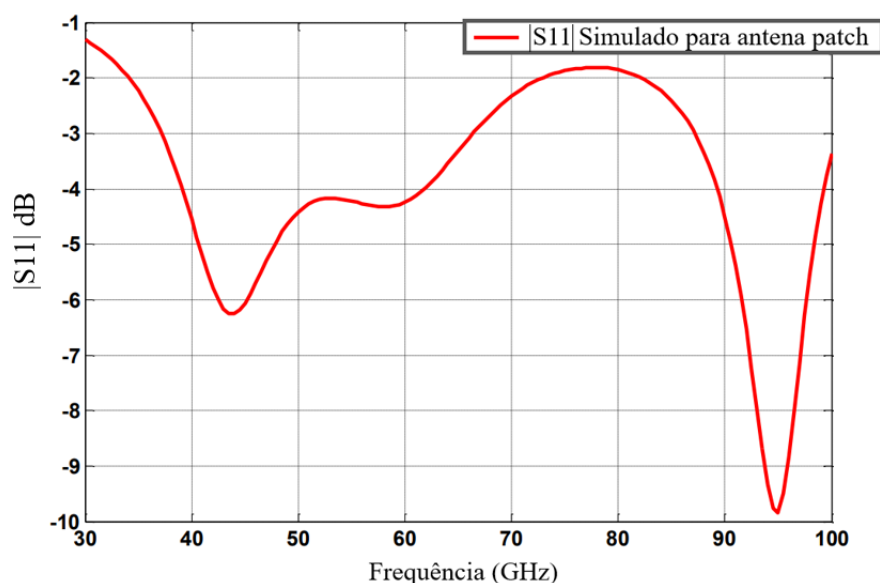


Figura 19 – Simulação do parâmetro $|S_{11}|$ do projeto (NEMAT, 2014)

Explora-se uma seleção abrangente de artigos que abordam diversos aspectos de projetos de antenas para radares automotivos para diversas aplicações. Ao reunir esse conjunto diversificado, espera-se oferecer uma base sólida para o desenvolvimento da pesquisa e avanços na área de antenas para radares automotivos de longo alcance, contribuindo assim para a contínua melhoria da segurança e eficácia dos sistemas de assistência ao motorista e veículos autônomos.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A estrutura deste trabalho segue uma organização com o intuito de fornecer uma compreensão completa do tema abordado. A seguir, apresenta-se detalhes sobre cada capítulo:

No segundo capítulo, é realizada uma explanação detalhada sobre os arranjos de *stubs* em série que são o foco principal do estudo. Serão apresentados conceitos teóricos fundamentais relacionados à teoria de *microstrip* e às características dos *stubs* em série. Serão discutidos os princípios de funcionamento, a propagação, a distribuição de energia e a resposta de frequência esperada para esses arranjos.

O terceiro capítulo é dedicado à apresentação dos resultados obtidos a partir de análises realizadas nos arranjos de *stubs* em série desenvolvidos no trabalho. Serão descritas as metodologias empregadas na simulação do projeto. Em seguida, serão apresentados os gráficos e tabelas para ilustrar as características de desempenho dos arranjos, incluindo parâmetros como ganho, direcionalidade, eficiência e largura de banda.

O último capítulo é dedicado a fazer um resumo abrangente dos principais pontos e conclusões alcançados ao longo do estudo. Serão enfatizados os aspectos mais relevantes obtidos, bem como as implicações práticas e teóricas do trabalho. Finalizando, será feita uma análise sobre a relevância e as contribuições do estudo para o campo de pesquisa.

2 DESCRIÇÃO TEÓRICA DE ANTENAS PLANARES COM ARRANJO DE *STUBS*

2.1 CARACTERÍSTICAS DO *STUB* DE *MICROSTRIP* EM CIRCUITO ABERTO

A investigação do mecanismo de radiação de um elemento irradiante fundamental, o *stub microstrip open-circuit*, é essencial antes de abordar o projeto de antenas com arranjo de *stubs* (WU, 2016).

Na Figura 20, é apresentada uma representação de uma linha de *microstrip* aberta com dimensões de comprimento $2l$ e largura W_s . O plano de aterramento é posicionado a uma distância acima da origem, sendo a espessura do substrato. Essa configuração permite que a imagem do condutor superior em relação ao solo seja projetada no plano, considerando uma espessura do condutor desprezível. O estudo do padrão de radiação da extremidade aberta da linha de *microstrip* mencionada pode ser realizado através do método de abertura (WU, 2016).

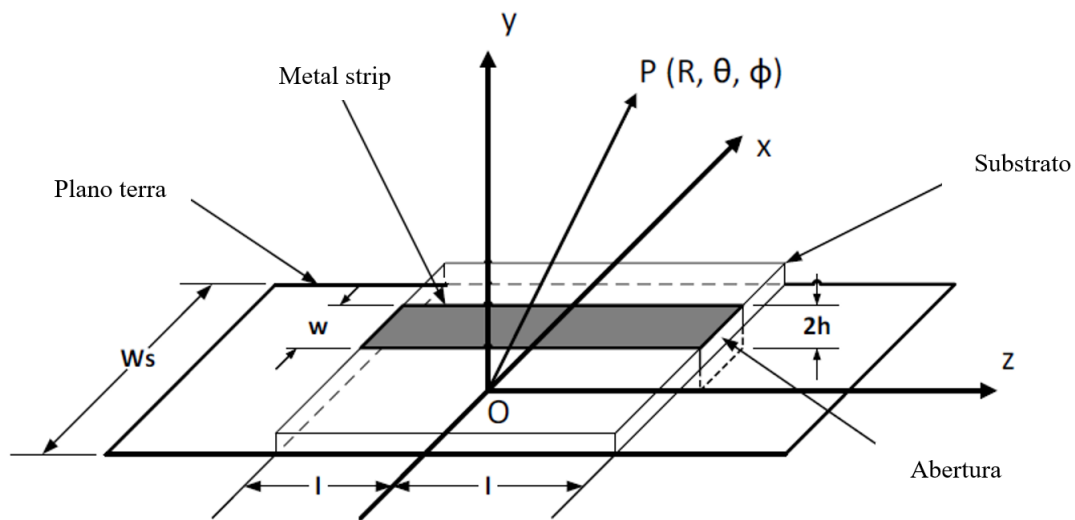


Figura 20 – *Stub Microstrip* de circuito aberto em um substrato de comprimento igual a $2l$. (WU, 2016)

O método de abertura é uma técnica utilizada na análise de antenas e estruturas radiantes complexas. Ele se baseia no princípio de que qualquer superfície radiante pode ser subdividida em pequenas aberturas elementares, considerando cada uma delas como uma fonte independente de ondas eletromagnéticas (JAMES; WILSON, 1977). Ao aplicar esse método, assume-se que cada abertura elementar irradia uma onda eletromagnética, e a combinação das ondas geradas por todas as aberturas resulta no padrão de radiação total da estrutura (WU, 2016) (JAMES; WILSON, 1977).

No contexto do *stub microstrip* de circuito aberto mencionado, o método de abertura permite analisar como a energia é distribuída e irradiada a partir das aberturas presentes na estrutura (WU, 2016). Ao supor que a linha de *microstrip* transporta uma onda eletromagnética transversal (*TEM*) e que o campo está confinado sob a faixa condutora, a técnica possibilita compreender como a onda guiada atinge as aberturas em $z = \pm l$ (onde l é o comprimento da linha *microstrip*), resultando na irradiação de uma parte da potência para o espaço livre e o reflexo do restante para o interior do guia de onda (BALANIS, 2005) (WU, 2016).

Para realizar uma análise mais detalhada, são utilizadas equações e formulações específicas para calcular os campos elétricos ($\vec{E}$) e magnéticos ($\vec{H}$) na região de abertura (WU, 2016). Essas informações são fundamentais para uma análise do comportamento do dispositivo em relação ao padrão de radiação, contribuindo significativamente para o projeto e otimização de antenas e arranjos de antenas *microstrip* em aplicações de comunicação e transmissão de sinais (BALANIS, 2005).

$$\vec{E} = E_y \hat{y} \exp(-jl\beta)(1 + \Gamma) \quad (2.1)$$

$$\vec{H} = -H_x \hat{x} \exp(-jl\beta)(1 - \Gamma) \quad (2.2)$$

As equações 2.1 e 2.2 representam os campos elétrico e magnético na região da abertura em z , mencionado em 2.1 em um circuito aberto de *stub* de *microstrip*. Analisa-se cada uma das equações mencionadas, com o intuito de definir o significado e objetivo de cada termo.

Na equação 2.1, temos o campo elétrico na direção y (transversal ao guia de onda), representado por $E_y \hat{y}$, onde $\hat{y}$ é o vetor unitário na direção y . O termo $-jl\beta$ representa a fase da onda no ponto de interesse, onde l é o comprimento da linha de *microstrip*, β é o número de fase, j é a unidade imaginária e k é o número de onda. O fator $(1 + \Gamma)$ é o coeficiente de reflexão de onda adicionado ao campo incidente, onde Γ representa a magnitude e a fase da onda refletida na abertura (BALANIS, 2005).

Para a equação 2.2, temos o campo magnético na direção x , representado por $-H_x \hat{x}$, onde $\hat{x}$ é o vetor unitário na direção x (WU, 2016). Similarmente à equação (2.2), o termo $-jl\beta$ representa a fase de onda no ponto de interesse, e o fator $(1 - \Gamma)$ é o coeficiente de reflexão de onda subtraído do campo incidente (BALANIS, 2005).

Abaixo, na equação 2.3 relaciona o componente E_y do campo elétrico com o componente H_x do campo magnético através de um fator de impedância (Z). Esse fator de impedância é determinado pela relação entre a impedância característica do guia de onda (Z_0), o número de onda (k) e a fase (β). A definição de impedância Z , que está relacionada à constante dielétrica efetiva do guia de onda (ε_{eff}), que por sua vez é determinado pelo comprimento de onda guiado (λ_g) e o comprimento de onda no vácuo (λ) (BALANIS, 2005).

$$E_y = Z H_x \quad (2.3)$$

$$Z = Z_0 k / \beta \quad (2.4)$$

Por fim, a equação 2.5 define o valor de β , que é o produto do número de onda (k) pela raiz quadrada da constante dielétrica efetiva (ε_{eff}) (BALANIS, 2005). Esse parâmetro é essencial para a análise de propagação de ondas eletromagnéticas no guia de onda e influencia diretamente as propriedades de radiação do *stub* de *microstrip* de circuito aberto (WU, 2016).

$$\beta = k \sqrt{\varepsilon_{eff}} = 2\pi / \lambda_g \quad (2.5)$$

Na equação 2.6, o coeficiente de reflexão Γ , pode ser expressado como

$$\Gamma = |\Gamma| \exp(-j2\beta l') \quad (2.6)$$

onde l' denota o comprimento virtual da linha de *microstrip*, levando em consideração o efeito de extremidade aberta. Isso reflete a carga capacitiva e pode ser entendido como uma extensão virtual do comprimento físico real, l .

Ao considerar essas equações em conjunto com a explicação anterior, pode-se definir e prever o comportamento do campo de radiação no *stub* de *microstrip* de circuito aberto, permitindo uma análise do seu padrão de radiação e seu desempenho como uma antena ou elemento irradiante em aplicações como radares automotivos (WU, 2016) (JAMES; WILSON, 1977).

2.2 ARRANJO EM SÉRIE DE ANTENAS DE STUBS

Na seção anterior, foi discutido o papel dos *stub* de *microstrip* de circuito aberto como elementos irradiantes em antenas. Agora, adentra-se na análise mais aprofundada de um arranjo de antenas conhecido como *comb-line array*.

Na Figura 21, pode-se observar a configuração do *comb-line array*, que é composto pela conexão de vários *stub* de *microstrip* de circuito aberto a uma linha de alimentação. Cada um desses *stubs* abertos atua como uma unidade irradiante, contribuindo para a formação do padrão de radiação do arranjo de antenas como um todo (WU, 2016).



Figura 21 – Arranjo de antenas de *microstrip* composto por *stubs* de circuito aberto. (WU, 2016)

A concepção do *comb-line array* permite um controle mais refinado do padrão de radiação e do ganho da antena. A disposição estratégica dos *stub microstrip* de circuito aberto em relação à linha de alimentação permite criar feixes direcionais e amplificar a eficiência do sistema irradiante (WU, 2016).

A análise desse arranjo de antenas *comb-line* abordará aspectos como a interferência entre os elementos irradiantes, a influência do espaçamento e da geometria dos *stubs* na resposta de radiação, bem como a otimização do desempenho geral da antena *array* em relação à direção do feixe irradiado e à largura de banda (WU, 2016) (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018).

Esse tipo de arranjo é amplamente utilizado em aplicações de comunicação e radares, onde a formação de feixes direcionais, alta eficiência e controle da radiação são cruciais para o sucesso das operações (BALANIS, 2005). Através do estudo do *comb-line array*, é possível projetar e aprimorar o desempenho dessas antenas para atender às necessidades específicas de cada aplicação. Portanto, a

compreensão dos detalhes e da mecânica desse tipo de arranjo é relevante para o desenvolvimento de sistemas de comunicação avançados e confiáveis (WU, 2016).

2.2.1 Breve comparação entre Arranjo de Onda Viajante e Arranjo de Onda Estacionária

Na Figura 21, o arranjo de antenas de microfitas possui *stubs* (pequenos segmentos de linha) espaçados de um comprimento de onda entre eles em apenas um lado da linha de alimentação. Essa escolha de espaçamento é feita para que os *stubs* trabalhem em sincronia (co-fase) na frequência desejada, o que é importante para o funcionamento adequado do arranjo (WU, 2016).

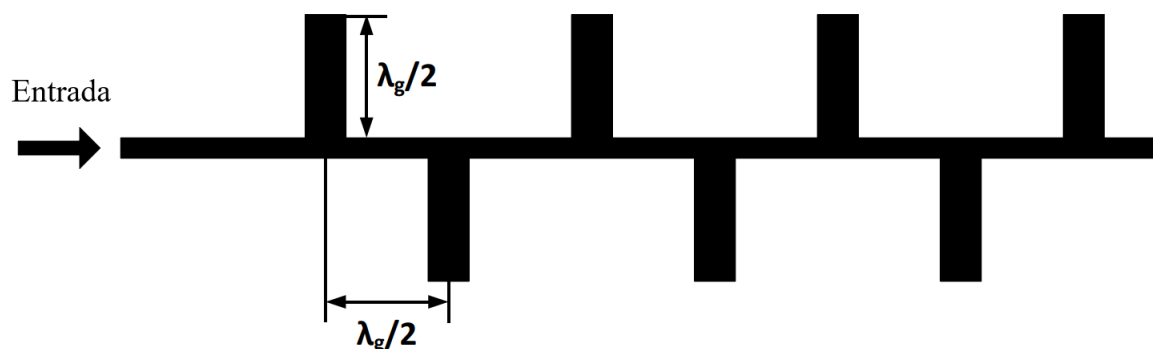


Figura 22 – Arranjo de antenas *microstrip comb-line* com *stubs* de meio comprimento de onda e espaçamentos. (WU, 2016)

No entanto, essa configuração, mostrada na subseção anterior, pode apresentar um problema conhecido como lóbulos de grade, que são direções adicionais indesejadas em que a antena pode irradiar energia (XU et al., 2013). Para solucionar esse problema, uma alternativa é posicionar os *stubs* de maneira alternada em ambos os lados da linha de alimentação, conforme mostrado na Figura 22. Com essa mudança, o espaçamento entre os *stubs* será reduzido pela metade, ou seja, meio comprimento de onda, e os próprios *stubs* também terão essa mesma medida (PORTER, 2010) (WU, 2016).

Esse novo arranjo tem a vantagem de eliminar os lóbulos de grade e garantir que a admitância (a medida da facilidade com que a corrente flui através do arranjo) vista pela linha de alimentação seja igual à admitância de radiação apresentada na extremidade do *stub* (XU et al., 2013).

Dependendo da forma como os *stubs* são conectados à linha de alimentação, os arranjos de antenas *comblines* podem ser classificados em duas categorias: arranjos de onda viajante e arranjos de onda estacionária (WU, 2016). No caso dos arranjos de onda viajante, são adicionados elementos de casamento de impedância na extremidade da linha de alimentação, para garantir que a energia seja transmitida de forma eficiente pelas antenas (WU, 2016).

No arranjo de onda viajante, os *stubs* são espaçados em um comprimento de onda para que estejam em sincronia na frequência desejada (BALANIS, 2005). Para projetar esse tipo de arranjo, é necessário calcular a potência em cada *stub* para uma distribuição específica. Nesse cenário, a potência proveniente do gerador P_0 é gradualmente irradiada pelas ramificações e, por fim, dissipada na carga

de casamento. Assim, define-se a equação 2.7, onde $P_0 = P_0^2 G_0$, $P_L = P_L^2 G_L$ e P_{loss} representa a soma de todas as perdas na linha da *microstrip*.

$$P_0 = \sum_{N=1}^{i=1} P_i + P_L + P_{loss} \quad (2.7)$$

Estabelecendo que a potência irradiada no i -ésimo *stub* pode ser representada pela equação 2.8, que traz uma relação entre a tensão (V_i) e a condutância de radiação (G_{ri}) neste i -ésimo *stub*.

$$P_i = V_i'^2 G_{ri} \quad (2.8)$$

Com base no que foi descrito e através de equações como a equação 2.9, é possível obter a condutância de radiação normalizada, que ajuda a determinar a largura dos *stubs* utilizando a equação 2.10, onde G_f e q dependem do substrato e podem ser determinados em um contexto experimental (WU, 2016) (HAYASHI et al., 2011).

$$G'_{ri} = \frac{P_i}{\left(P_L + \sum_{j=1}^n P_j\right)} \quad (2.9)$$

$$G'_{ri} \cong G_f (w_i / \lambda_{gi})^q \quad (2.10)$$

Com base na análise acima, os procedimentos de projeto de uma matriz de antena *comb-line* de onda viajante podem ser resumidos da seguinte forma: em primeiro lugar, é necessário calcular a potência P_i em cada ramificação para uma distribuição específica; em seguida, a condutância de radiação normalizada G'_{ri} pode ser determinada retroativamente (do carregamento para o gerador) usando a equação 2.9; uma vez que G_{ri} seja conhecido, a equação 2.10 é aplicada para determinar a largura da ramificação w_i (WU, 2016).

Um exemplo de aplicação é o arranjo de antenas de 76.5 GHz apresentado por (HAYASHI et al., 2011). Nesse caso, foram usados 27 elementos de antena, cada um inclinado a 45 graus para aplicação em radares automotivos. Para reduzir reflexões indesejadas, uma fenda retangular foi inserida na linha de alimentação ao redor de cada junção. A medição resultou em um ganho máximo de 20.3 dBi e nível de lóbulo lateral de -17.9 dB (HAYASHI et al., 2011) (WU, 2016).

Já no arranjo de onda estacionária, o elemento de casamento de impedância é removido, fazendo com que a onda seja refletida quando atinge a extremidade aberta da linha de alimentação (BALANIS, 2005). A distribuição da abertura é controlada pela largura dos *stubs*. Esse tipo de arranjo geralmente possui um feixe mais amplo e uma estrutura mais simples (WU, 2016). Um exemplo desse arranjo é o trabalho de (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018), que apresentou um arranjo de antenas de onda estacionária para aplicação em radares automotivos de 24 GHz (ZHANG; WANG; ZHANG, 2018) (WU, 2016).

Ambos os tipos de arranjos têm suas vantagens e desvantagens. O arranjo de onda viajante oferece maior largura de banda e melhor correspondência de impedância, mas pode apresentar "*beam squint*", que é a variação angular do feixe (DASAN et al., 2021). Para evitar isso, técnicas de cancelamento de reflexão podem ser necessárias, o que pode aumentar a complexidade e o custo da antena. Por outro

lado, o arranjo de onda estacionária tem um feixe mais amplo e é mais simples, o que pode ser mais adequado para aplicações industriais em termos de orçamento e confiabilidade (DASAN et al., 2021) (WU, 2016).

Ainda há espaço para pesquisas adicionais, especialmente em relação a arranjos de onda estacionária em frequências mais altas, como 77 GHz (WU, 2016). Portanto, esse é um tópico promissor que pode ser abordado neste projeto de tese.

3 PROJETO DE ANTENA DE *MICROSTRIP* COM ARRANJO DE *STUBS* EM SÉRIE

Atualmente, existe uma ampla gama de *software Computer-Aided Design* disponíveis para o desenvolvimento de projetos de antenas. Entre essas opções, destaca-se o *Ansys HFSS* como um dos aplicativos mais proeminentes e amplamente reconhecidos no domínio. O *software* em questão utiliza o método dos elementos finitos (FEM) para calcular os campos e é capaz de suportar a modelagem de estruturas altamente complexas e oferecer resultados de alta precisão, desde que seja configurado adequadamente. Portanto, para a realização deste projeto em particular, a escolha recaiu sobre a utilização do *Ansys HFSS*.

Para estabelecer uma estrutura lógica e contínua, este capítulo se inicia com a elaboração do modelo da antena, abrangendo tanto o substrato quanto as dimensões empregadas na configuração inicial. Em seguida, procede-se à análise de arranjos contendo 13 e 17 *stubs* (valores fundamentados nos resultados mais promissores mencionados na referência (WU, 2016)), e efetuam-se otimizações específicas para melhorar o desempenho desses arranjos.

3.1 MODELAGEM

Como mencionado previamente, o dimensionamento da antena envolve a igualdade do comprimento do elemento superior aberto e do espaçamento entre os *stubs* adjacentes a meio comprimento de onda. A distribuição de amplitude da matriz é regulada pela largura dos *stubs* abertos. Em uma matriz uniforme, onde a largura de cada *stub* é idêntica, a potência se distribui de maneira uniforme pela abertura.

Na [Figura 23](#) estabelece os parâmetros utilizados para a determinação das dimensões da antena. O parâmetro W_L representa a largura da linha que conectará os *stubs*, enquanto o parâmetro W_S denota a largura do *stub* em si. Além dessas medidas, também são considerados a altura dos *stubs* (L_S) e a distância entre eles (D), assumindo que todos os *stubs* serão configurados com as mesmas dimensões de comprimento, altura e distância.

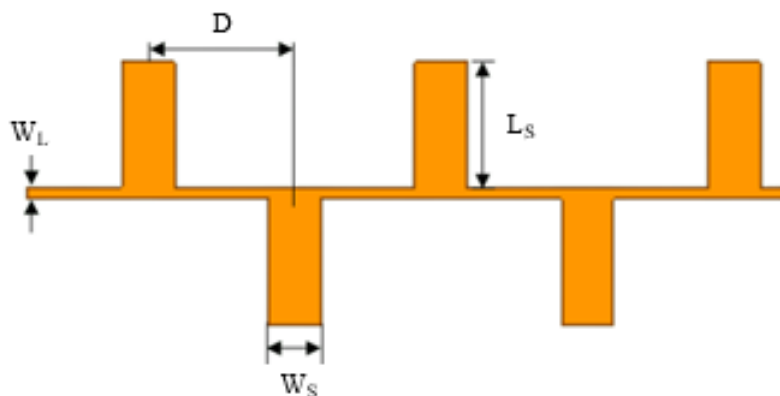


Figura 23 – Dimensões a serem avaliadas no projeto (Fonte: Produção do autor)

Para elaboração do projeto, será utilizado o substrato Rogers RO3003G2. Suas respectivas informações podem ser encontradas no *datasheet* do material (CORPORATION, 2022) e as principais informações estão listadas na (Tabela 1). Os dados fundamentais incluem a permissividade relativa, a tangente de perdas, a altura do substrato e a espessura da linha de cobre a ser utilizada.

Tabela 1 – Propriedades do substrato Rogers RO3003G2

Propriedade	Valor
Permissividade relativa	3,07
Tangente de perdas	0,0011
Espessura do cobre	18 μm
Altura do substrato	0,13 mm

Para determinar as dimensões da antena, utiliza-se uma ferramenta *LineCalc*, que permite calcular o comprimento e a largura de uma linha de microfitas, dado a impedância de entrada, comprimento elétrico e características do substrato.

Após a inserção dos parâmetros do substrato no *LineCalc*, incluindo a permissividade relativa e altura do substrato, para uma frequência de 79 GHz, com impedância de entrada 50 ohms e comprimento elétrico de 180 graus, obtêm-se as seguintes dimensões aproximadas: $L_S = 1,21$ mm para o comprimento e $W_S = 0,322$ mm para a largura dos *stubs*. Além destas medidas, conforme mencionado na referência (WU, 2016), a largura da linha que conectará os *stubs* pode ser determinada como um terço do valor obtido para W_S , resultando em aproximadamente 0,11 mm. As dimensões iniciais escolhidas para a antena são apresentadas na Tabela 2, que inclui não apenas as medidas mencionadas, mas também a distância entre os *stubs*, que é equivalente ao comprimento dos mesmos. Com base nesses valores, na sequência define-se a quantidade de *stubs* a serem projetados.

Tabela 2 – Dimensões iniciais para o projeto

Propriedade	Valor
W_L	0,11 mm
D	1,21 mm
L_S	1,21 mm
W_S	0,322 mm

3.2 ARRANJO COM 13 STUBS

A configuração da antena com 13 *stubs* foi desenvolvida com base nos resultados promissores identificados na bibliografia (WU, 2016). A disposição dos 13 elementos é crítica para o desempenho da antena.

Eles são distribuídos de maneira estratégica ao longo da superfície da antena, seguindo uma geometria específica que foi projetada para atingir os objetivos de desempenho desejados. A Figura 24 exibe uma vista isométrica dessa disposição, com as direções utilizadas para os eixos x , y , z e para os ângulos θ e ϕ .

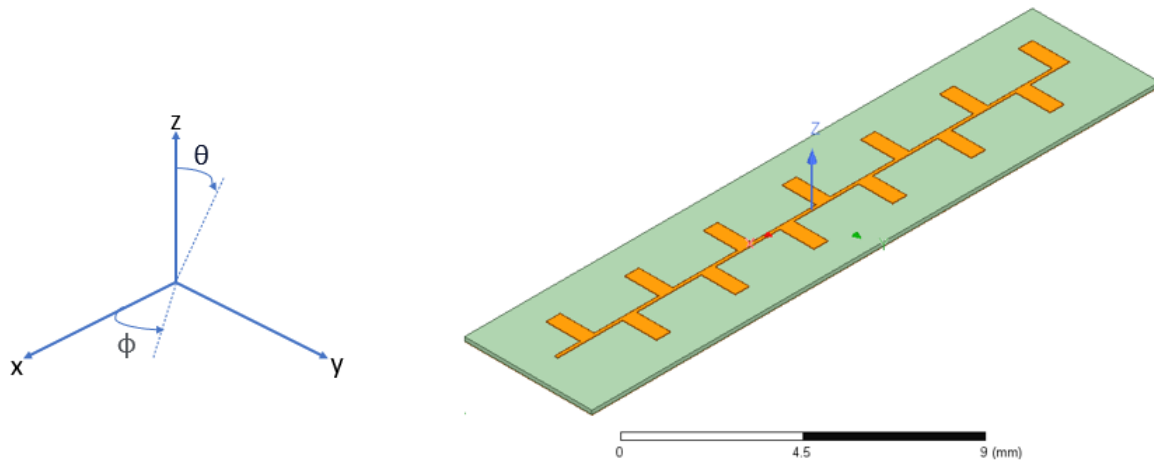


Figura 24 – Arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

3.2.1 Projeto de 13 elementos utilizando os parâmetros iniciais

Para iniciar o projeto da antena com 13 elementos em série, os parâmetros da antena foram inseridos e simulados no *software* de análise. A seguir, apresentam-se os resultados obtidos referentes ao coeficiente de reflexão (Figura 25), impedância (Figura 26) e diretividade (Figura 27) com base nas dimensões iniciais do projeto, apresentadas na Tabela 2.

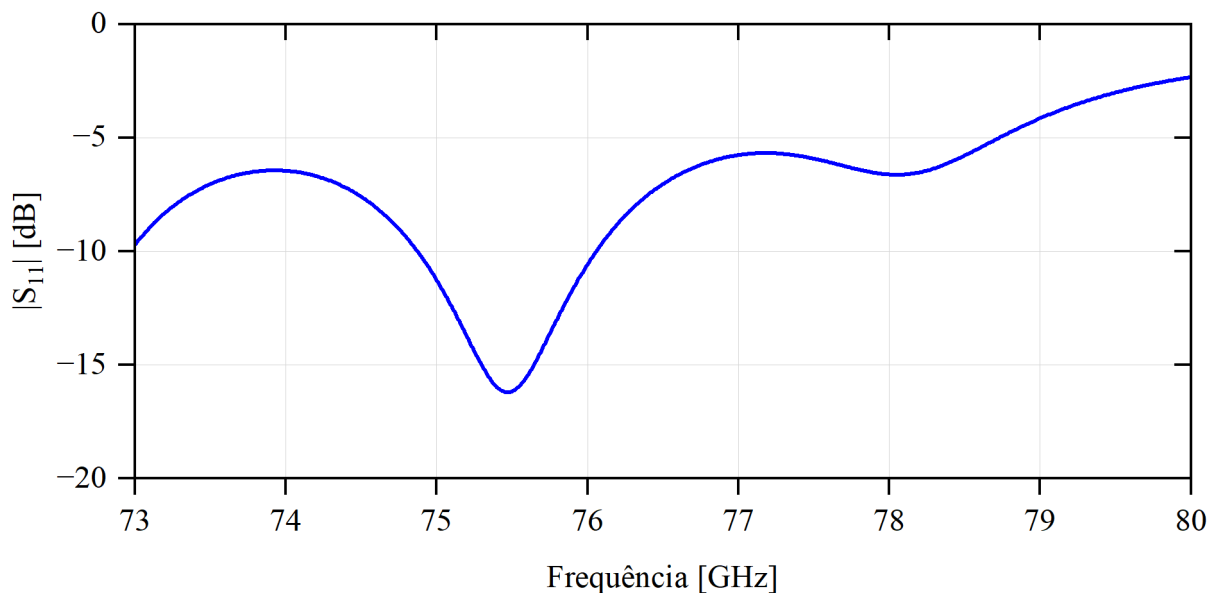


Figura 25 – Coeficiente de reflexão com as dimensões iniciais para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

O coeficiente de reflexão, representado por $|S_{11}|$, mede a quantidade de energia eletromagnética incidente que é refletida pela antena (BALANIS, 2005). Na simulação, o valor de $|S_{11}|$ indica o quão bem a antena se ajusta à impedância da linha de transmissão (50 ohms). Quanto mais negativo for o parâmetro $|S_{11}|$, mais potência é refletida pela antena.

Os resultados da simulação, vistos na Figura 25, mostram que a banda de operação do modelo está entre 74,88 e 76,05 GHz. O coeficiente de reflexão da antena não está dentro de uma faixa aceitável

para uma transferência de energia eficiente, uma vez que apresenta um vale centralizado em -16,2 dB, aproximadamente, 75,5 GHz e o esperado é que essa queda seja na frequência de 79 GHz.

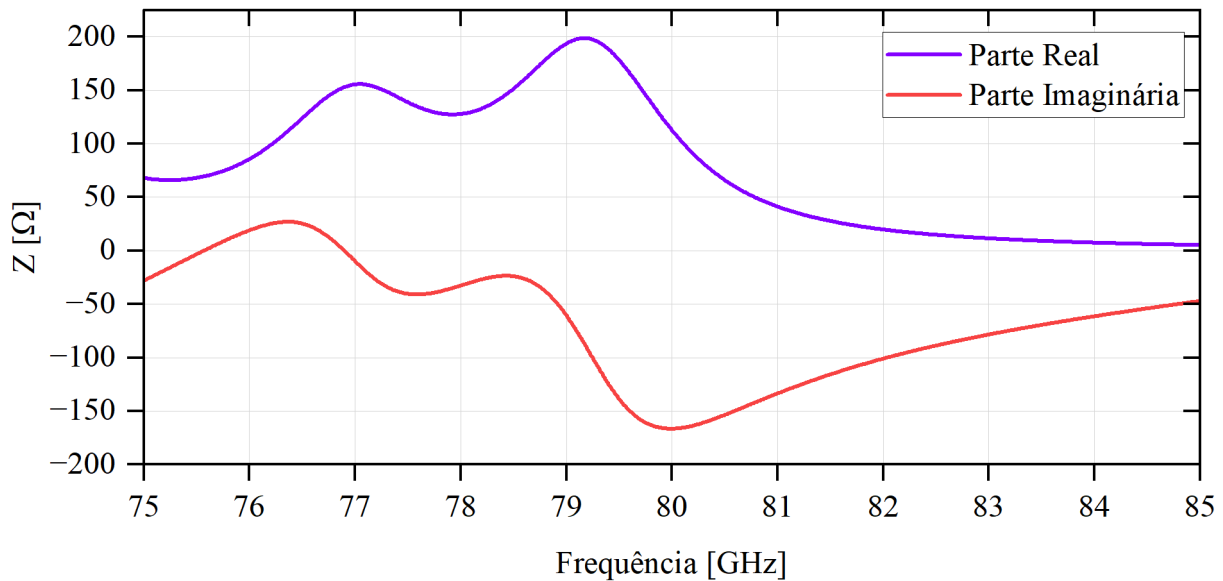


Figura 26 – Impedância com as dimensões iniciais para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

O casamento de impedância da antena é necessário para a transferência eficiente de energia entre a antena e a linha de transmissão. A impedância é representada pelo parâmetro Z , que dispõe de um valor complexo composto por resistência (parte real) e uma reatância (parte imaginária) (BALANIS, 2005). Os resultados da simulação fornecem informações sobre as características de impedância da antena na frequência especificada (77-81 GHz). Uma impedância próxima de $50\ \Omega$ (a impedância padrão para a maioria dos sistemas de RF) é desejável para uma transferência máxima de energia.

Os valores de impedância ilustradas na Figura 26, exibem em 79 GHz, picos que se aproximam de 200 ohms, positivos e negativos, para a parte real e imaginária, respectivamente. Este resultado, indica que a antena não está casada de forma eficiente com a impedância do sistema ou da linha de transmissão em que está conectada. Isso resulta em perda de potência, reflexão de sinal e, consequentemente, desempenho insatisfatório da antena.

A diretividade mede a concentração de radiação em uma direção específica. Ela indica o quão bem a antena concentra sua energia radiada em uma direção particular. Uma diretividade mais alta geralmente é desejável para melhorar o desempenho do arranjo em uma aplicação específica (BALANIS, 2005). O resultado exibido na Figura 27, mostra que o pico atingido no gráfico está aceitável, em 15,5 dB, porém com uma leve defasagem à direita, mostrando como a energia radiada é distribuída no espaço e indicando a possibilidade de uma otimização, para que esse pico fique mais centralizado em 0 graus.

Ao observar a Figura 24 e a Figura 27 nota-se que ao longo do eixo x a alimentação é feita e o ponto máximo do diagrama de radiação está na direção z . Diante disso, tem-se que o plano do campo elétrico se encontra no plano XZ e o do campo magnético, no plano YZ , sendo perpendicular ao plano E . Portanto, pode-se dizer que o plano E corresponde a $\phi = 0^\circ$ e o plano H a $\phi = 90^\circ$. Este tipo de antena possui uma polarização linear.

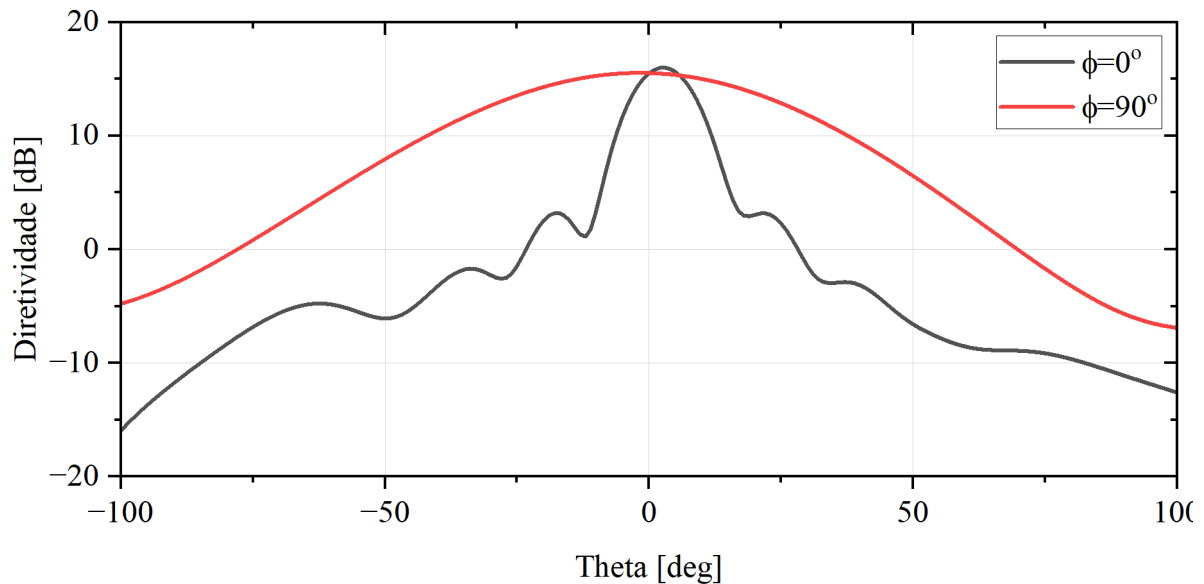


Figura 27 – Diretividade com as dimensões iniciais para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

Visando melhorar estes resultados apresentados, nas próximas seções, serão feitas análises das dimensões de todos os parâmetros da antena, até chegar em um resultado que atenda o que foi objetivado.

3.2.2 Análise paramétrica do comprimento do *stub*

Primeiramente, foi realizada uma análise paramétrica em cima do comprimento do *stub*. Observou-se que, ao variar a altura do *stub* entre 1.2 mm e 1.22 mm, com passos de 0,01 mm, os resultados indicaram que a um comprimento de 1.2 mm o gráfico do coeficiente de reflexão se aproxima mais da frequência de estudo 79 GHz (Figura 28).

Através desse processo de experimentação e ajustes nas dimensões da antena, foi possível aprimorar os parâmetros do projeto. Como não houve alteração significativa no $|S_{11}|$, foi escolhido a curva mais deslocada para a frequência de estudo. Então, para a altura do *stub*, o resultado final, foi a escolha da altura de 1.2 mm, que melhor se aplicou no desempenho da antena para operação em 79 GHz. Neste intervalo de parametrização de L_S , a diretividade e a impedância de entrada se mantiveram sem alterações.

3.2.3 Análise paramétrica da distância entre os elementos

Em um terceiro passo do processo de otimização, a distância entre os *stubs*, representada pelo parâmetro D , foi submetida a uma análise paramétrica detalhada, conforme apresentado em Figura 29. Esta etapa visou determinar a distância ideal entre os elementos do arranjo de *stubs*, buscando um desempenho favorável da antena na frequência de 79 GHz. A variação sistemática dessa distância permitiu avaliar como a separação entre os *stubs* afeta a defasagem da diretividade da antena.

Avaliando os diferentes valores apresentados na figura para o parâmetro D , resultantes de um *range* de dimensões, observou-se que uma distância de 1,275 mm resultou em uma diretividade

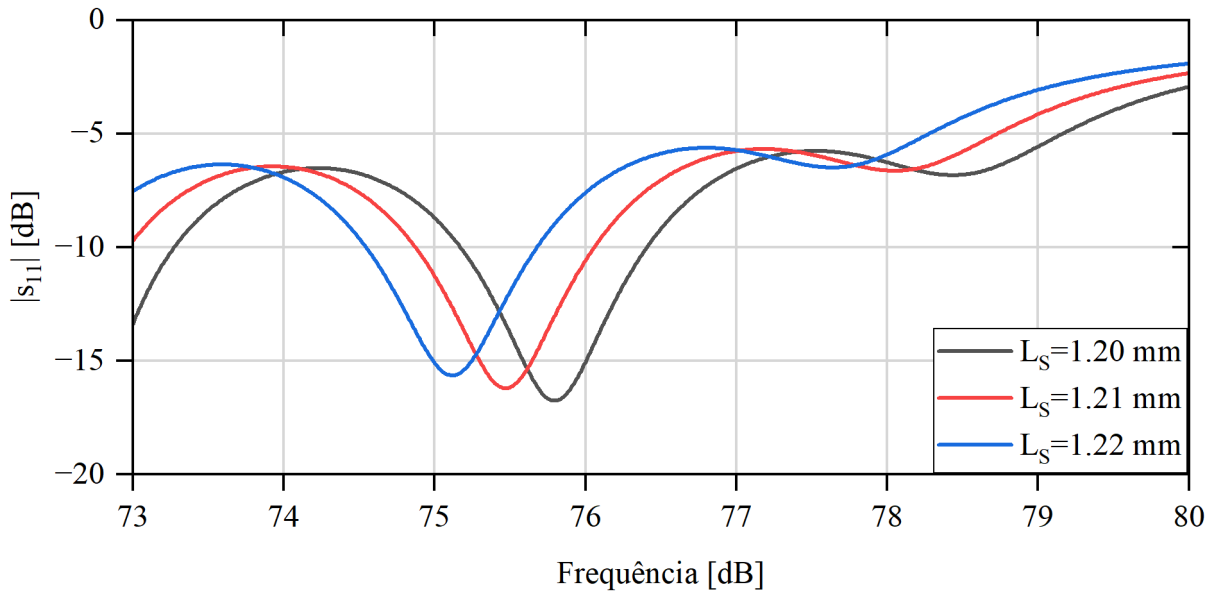


Figura 28 – Parâmetro S com análise paramétrica de L_S para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

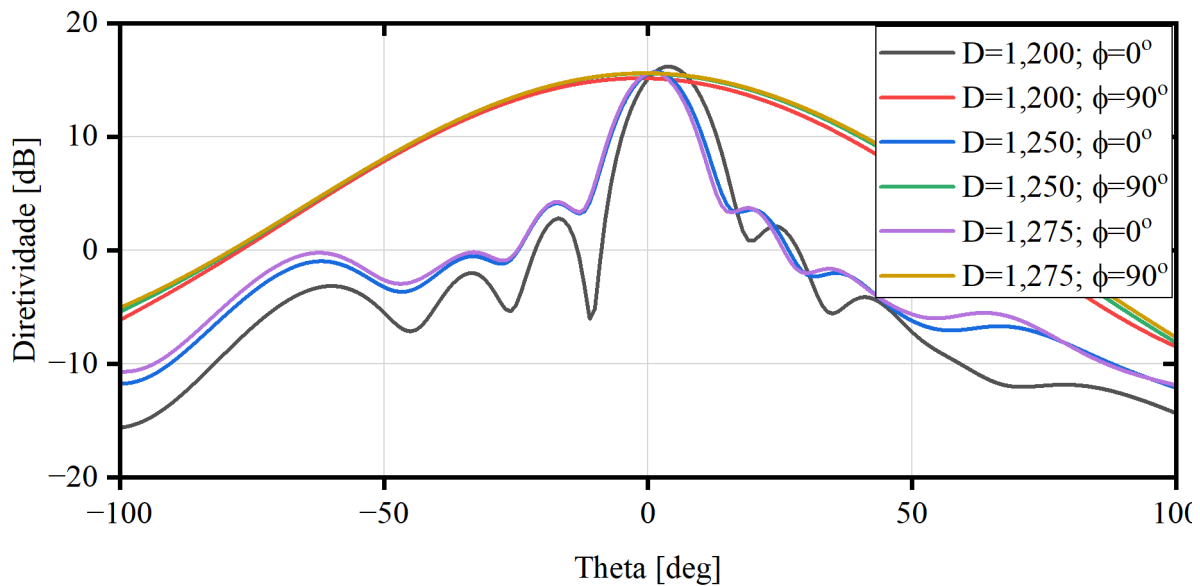


Figura 29 – Diretividade com análise paramétrica de D para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

que estava mais centralizada em zero. Isso significa que, nesse ponto específico, a antena direciona eficientemente sua densidade de potência, minimizando os lóbulos laterais e, portanto, proporcionando um desempenho direcional mais preciso na faixa de frequência em torno de 79 GHz.

3.2.4 Análise paramétrica da largura da linha central

Seguidamente, a largura da linha central, que conecta os *stubs*, foi determinada como o próximo parâmetro a ser avaliado. Nessa fase, serão considerados os efeitos dessa variação nos parâmetros críticos de desempenho, como o coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$), a impedância e a diretividade da antena.

A partir dos resultados apresentados em [Figura 30](#) referente a parametrização da largura da linha do

meio, a escolha do valor de 0,2 mm se destacou como a opção mais adequada. Isso se deve ao fato de que, com esta dimensão, o coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$) apresentou o valor mais negativo dentre todas as curvas, atingindo aproximadamente -28 dB. Esse valor é particularmente relevante, pois indica uma melhor adaptação de impedância da antena, minimizando as perdas de reflexão na faixa de frequência alvo.

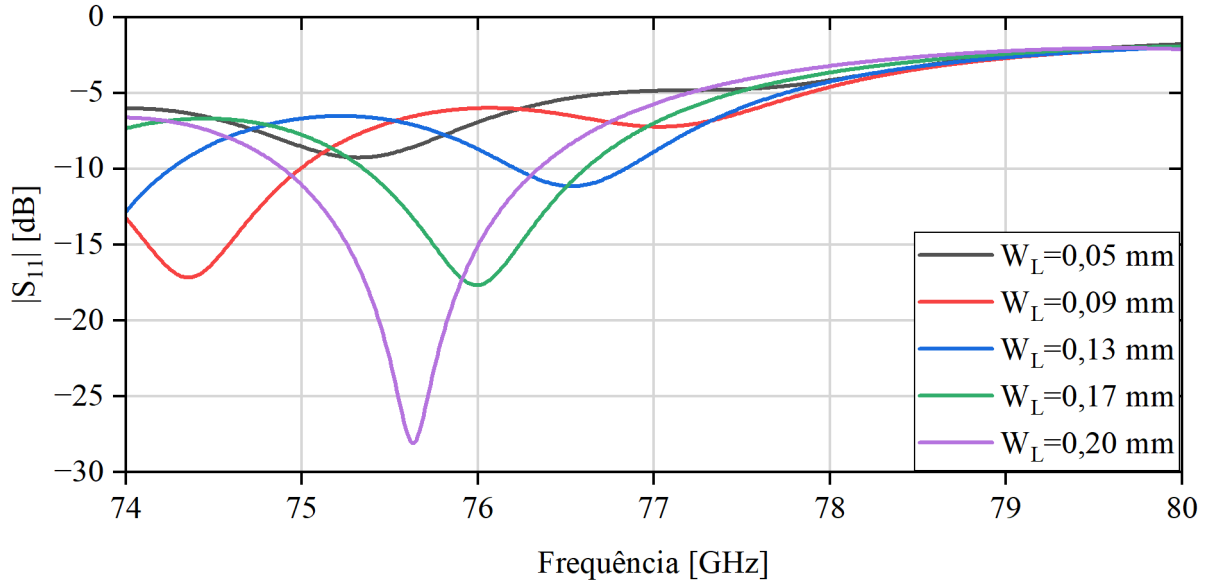


Figura 30 – Parâmetro S com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

Embora não tenha havido diferenças notáveis nos valores de impedância e diretividade (Figura 31/Figura 40) para as diferentes larguras de linha testadas (0,05 mm / 0,09 mm / 0,13 mm / 0,17 mm / 0,2 mm), a melhoria significativa em $|S_{11}|$ com uma largura de 0,2 mm é uma consideração crucial. Essa escolha, embasada em análises detalhadas, contribui para uma melhor correspondência de impedância e, portanto, para uma maior eficiência da antena na direção e detecção de sinais na frequência específica.

3.2.5 Análise paramétrica da largura do *stub*

O seguinte passo da otimização, inicia-se inserindo os melhores valores encontrados nas seções anteriores e parametrizando a largura do *stub* para encontrar o melhor resultado. Ou seja, fixando $W_L = 0,2\text{mm}$, $D = 1,275\text{mm}$ e $L_S = 1,2\text{mm}$ e variando a medida de W_S . Nesse contexto, a avaliação dos resultados de $|S_{11}|$, impedância e diretividade determinam a grandeza para o parâmetro avaliado.

Após uma análise dos resultados apresentados em Figura 33 e Figura 34, o valor de 0,1 mm se destacou como a escolha mais apropriada. Esse valor foi preferido devido à sua influência significativa no coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$), onde uma queda de aproximadamente -14 dB foi observada em 79 GHz. Além disso, esta medida gerou um gráfico de impedância mais próximo do ideal, onde a parte real se aproxima de 50 ohms e a parte imaginária próxima ao valor nulo, na frequência de estudo.

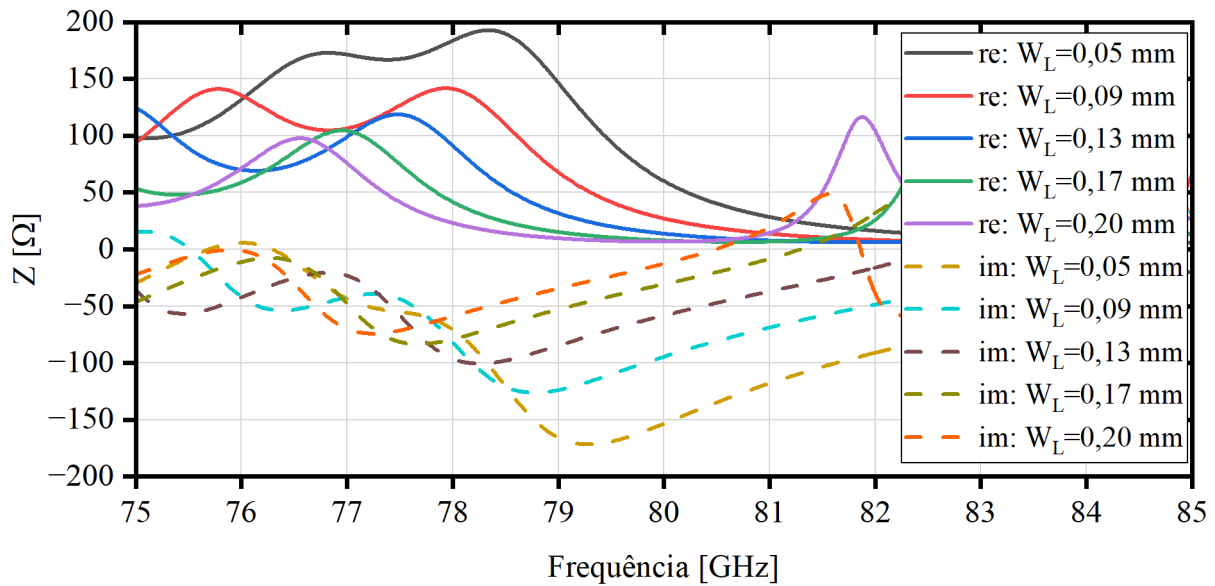


Figura 31 – Impedância com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

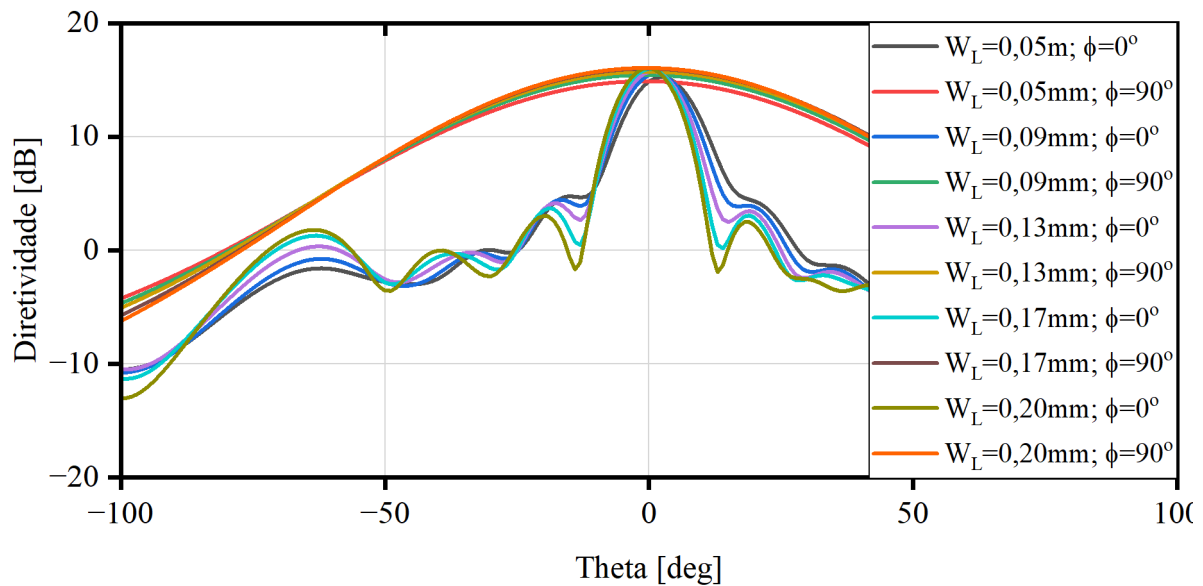


Figura 32 – Diretividade com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

Ao avaliar o gráfico da [Figura 35](#), é notado que, esse processo de análise paramétrica não influi, de maneira significativa, o resultado da diretividade e não demonstraram interferência nos resultados ([Figura 35](#)), consolidando ainda mais a escolha do valor de 0.1 mm como a melhor opção.

3.2.6 Modelo de 13 elementos otimizado

Com todos os parâmetros otimizados, conforme descrito nas subseções anteriores, foi possível elaborar um modelo de antena que incorpora as melhores dimensões encontradas: largura da linha central (W_L) de 0,2 mm, distância entre os *stubs* (D) de 1,275 mm, altura do *stub* (L_S) de 1,2 mm e largura do próprio *stub* (W_S) de 0,1 mm. No entanto, ao avaliar o desempenho deste modelo otimizado,

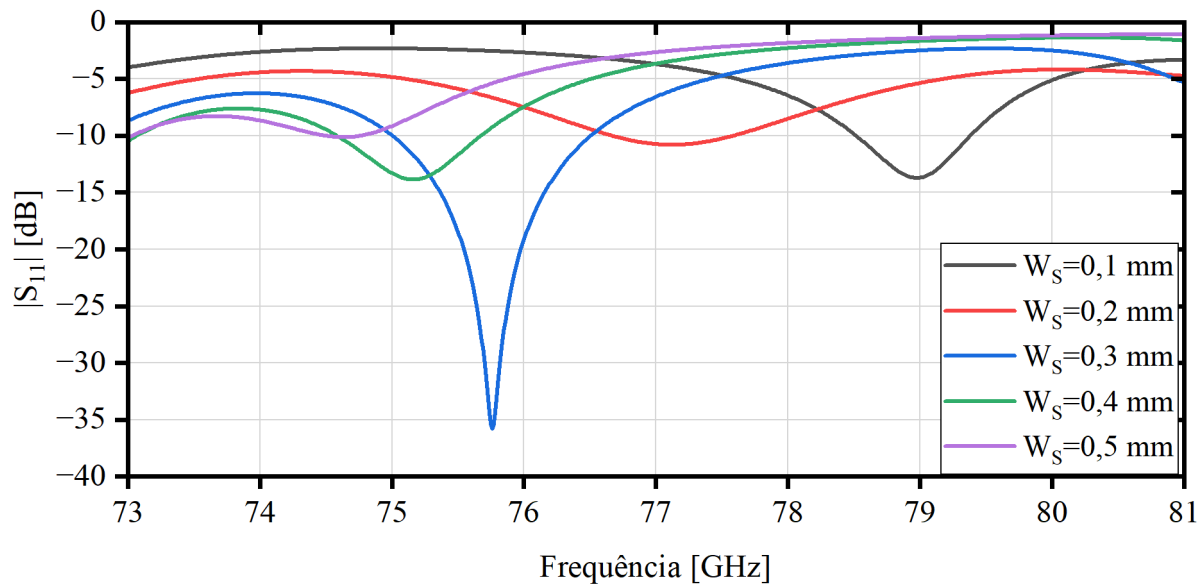


Figura 33 – Parâmetro S com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

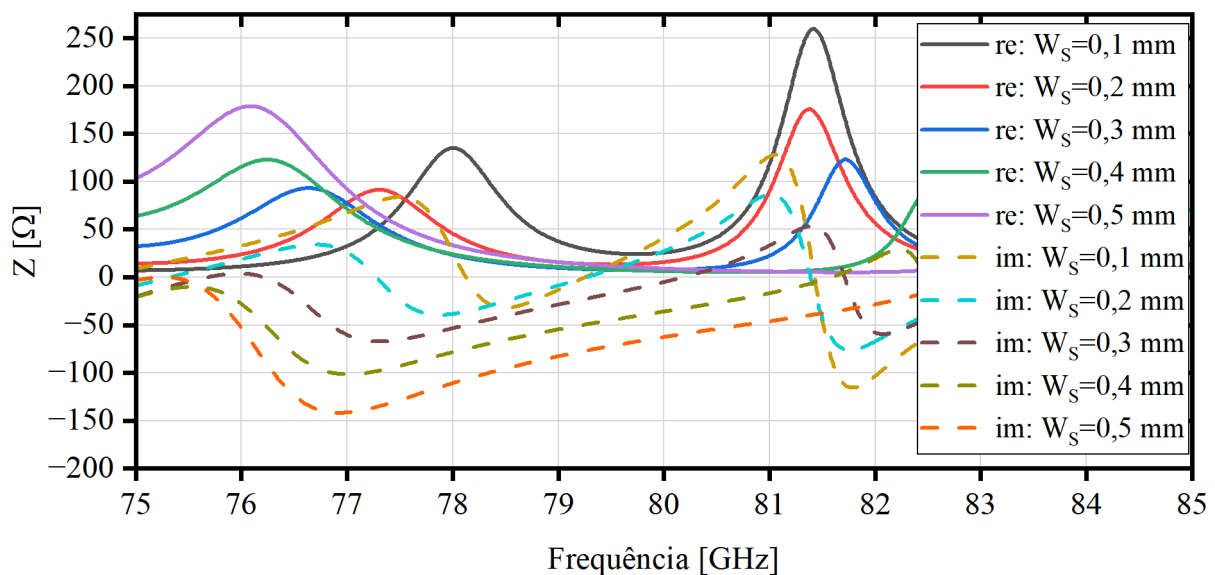


Figura 34 – Impedância com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

foram identificados alguns resultados que demandaram atenção.

Em relação ao coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$), para este tipo de antena, esperava-se que estivesse nos arredores de -30 dB, mas os resultados indicaram um valor aproximado de -14 dB, conforme visualizado na [Figura 37](#). Deste gráfico, afere-se também a banda de operação da antena, determinada pelas frequências que cruzam -10 dB, neste caso, inicia-se em 78,5 GHz indo até 79,4 GHz.

Em relação à impedância, [Figura 38](#), observou-se que a parte imaginária ficou próxima de zero em 79 GHz, e a parte real próxima 50 ohms na mesma frequência. Entretanto, os resultados para obter um melhor casamento de impedância podem ser melhorados, visto que não cruzaram exatamente os valores propostos.

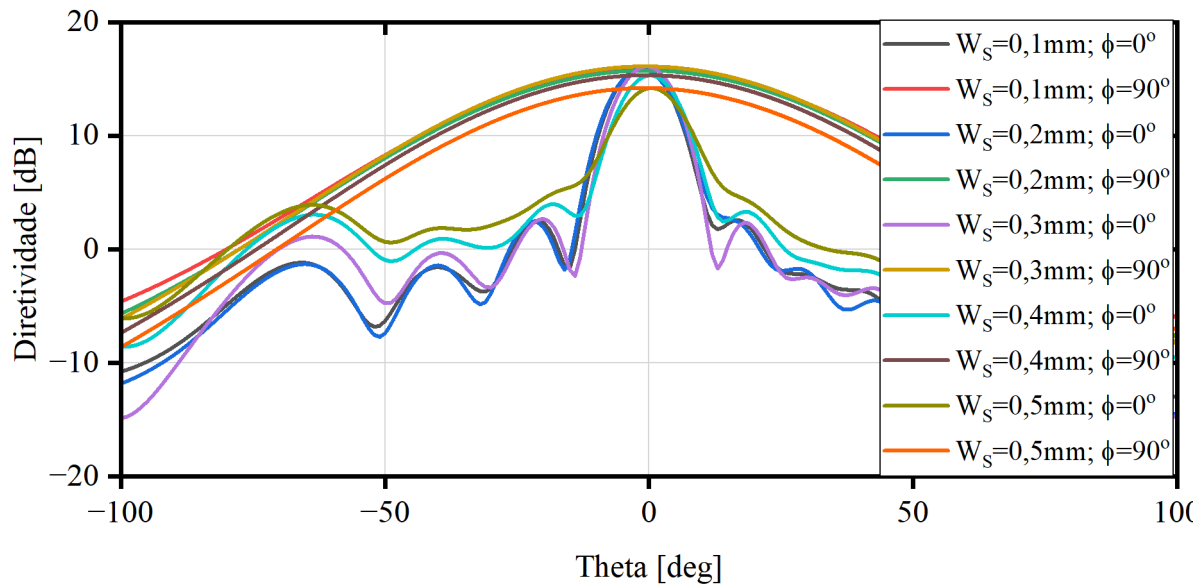


Figura 35 – Diretividade com análise paramétrica de W_s para o arranjo de 13 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

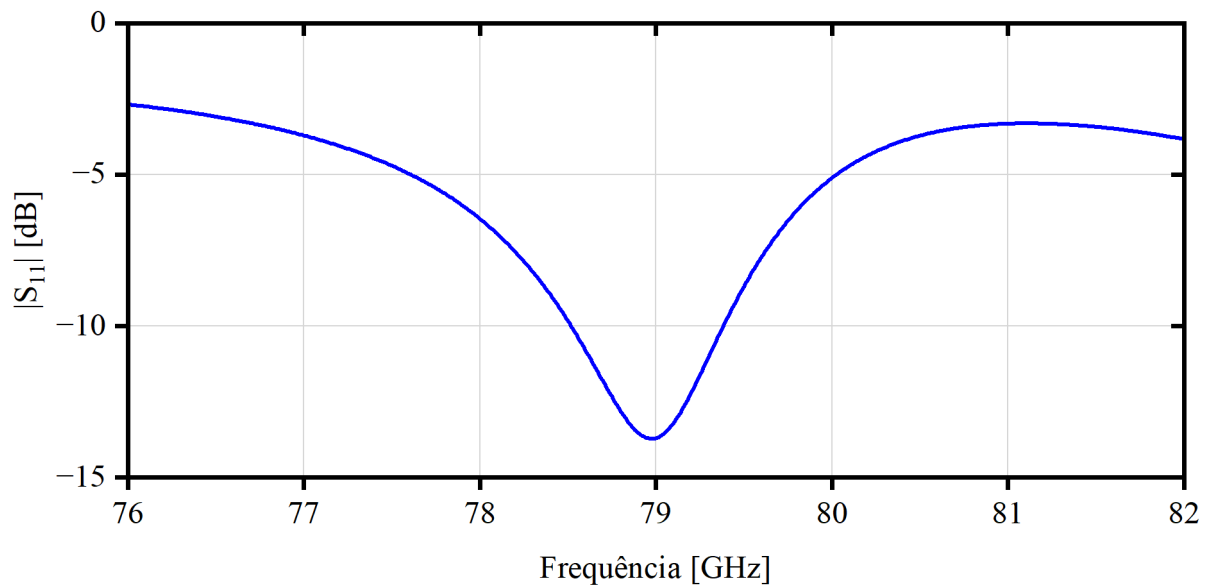


Figura 36 – Parâmetro S do arranjo de 13 *stubs* com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)

Observando a diretividade da antena, na [Figura 38](#), mostrou que o gráfico apresentou resultados aceitáveis para este tipo de antena, com o pico de 15,5 dB em 0 grau.

Dentro desse contexto, a fim de melhorar os resultados obtidos, surge a alternativa de aumentar o número de elementos da antena. Projeta-se, então, uma antena com 17 *stubs*, uma vez que os resultados satisfatórios de $|S_{11}|$ e impedância não foram alcançados com o modelo de 13 *stubs*. Esta decisão visa otimizar o desempenho da antena e atender às exigências de casamento de impedância e melhora do coeficiente de reflexão na faixa de frequência de interesse para sistemas de radar automotivo. Portanto, a escolha de um arranjo com 17 *stubs* representou uma abordagem interessante para aprimorar o desempenho da antena e garantir que ela atenda aos requisitos críticos de operação de 79 GHz.

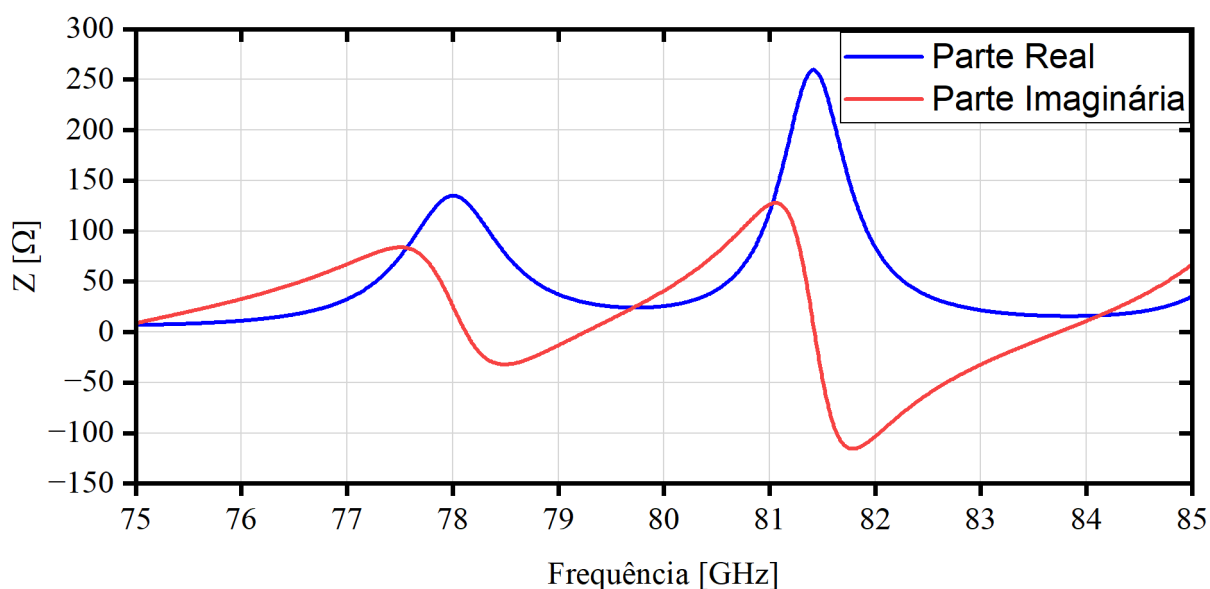


Figura 37 – Impedância de entrada do arranjo de 13 *stubs* com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)

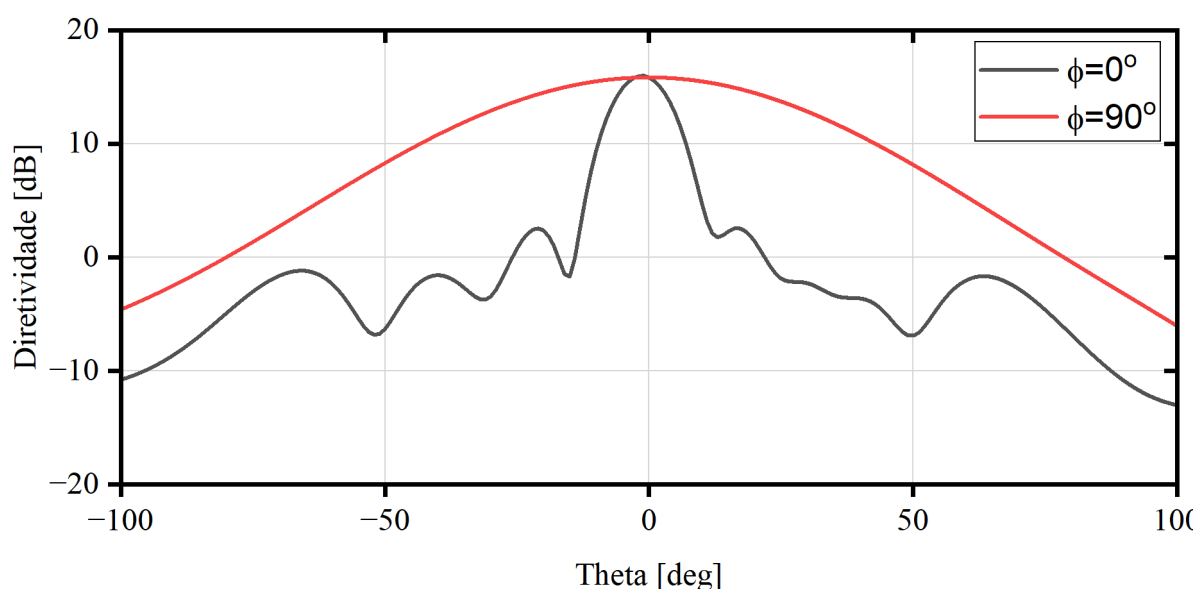


Figura 38 – Diretividade do arranjo de 13 *stubs* com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)

3.3 ARRANJO COM 17 STUBS

Buscando atender às especificações desejadas de resposta em frequência e casamento de impedância, inicia-se o projeto da antena com mais elementos. O *layout* da antena com vista superior e isométrica foi projetado para acomodar esses 17 *stubs*.

Na vista superior da antena na [39\(b\)](#), pode-se observar a disposição ordenada dos *stubs*, todos conectados à linha central que os alimenta. Essa configuração permite uma distribuição controlada da energia e uma interação precisa entre os *stubs*. A vista isométrica, [39\(a\)](#) fornece uma representação tridimensional da antena, destacando sua complexidade e a disposição dos componentes. Essa

representação ajuda a visualizar como os *stubs* estão distribuídos em relação à estrutura da antena.

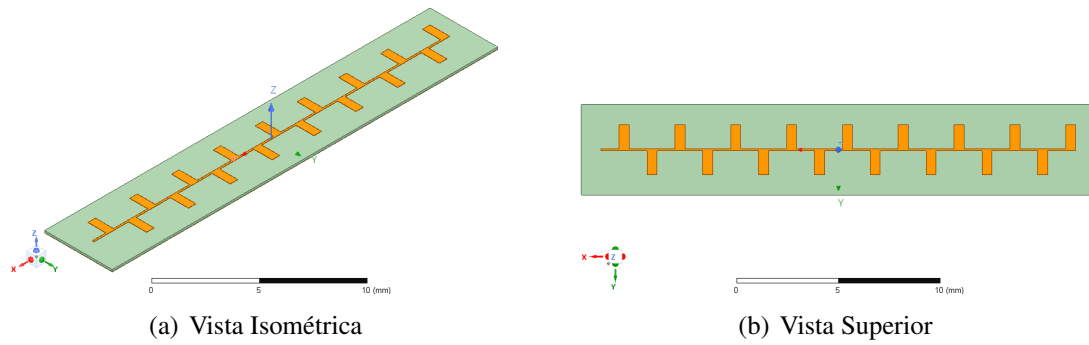


Figura 39 – Vistas do arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

A simulação inicial desta antena foi realizada utilizando os parâmetros padrão do projeto, contidos na Tabela 2, que incluem as dimensões iniciais de largura da linha (W_L), largura do *stub* (W_S), comprimento do *stub* (L_S) e a distância entre os *stubs* (D). Esses parâmetros foram definidos como ponto de partida para a concepção da antena, com o intuito de avaliar os resultados de coeficiente de reflexão, impedância e diretividade na frequência de corte de 79 GHz.

3.3.1 Projeto de 17 elementos utilizando os parâmetros iniciais

A análise inicial, utilizando as dimensões padrão do projeto, revelou resultados que não atenderam às especificações desejadas. Em relação ao $|S_{11}|$, esperava-se que apresentasse uma queda significativa em torno da frequência central de 79 GHz, refletindo uma boa adaptação da antena a essa frequência de operação. No entanto, os resultados da Figura 40 mostraram que o $|S_{11}|$ está atingindo -15,5 dB em 74,15 GHz, com uma banda de operação variando entre 73,55 e 74,78 GHz, um pouco distante de atingir a proposta deste trabalho.

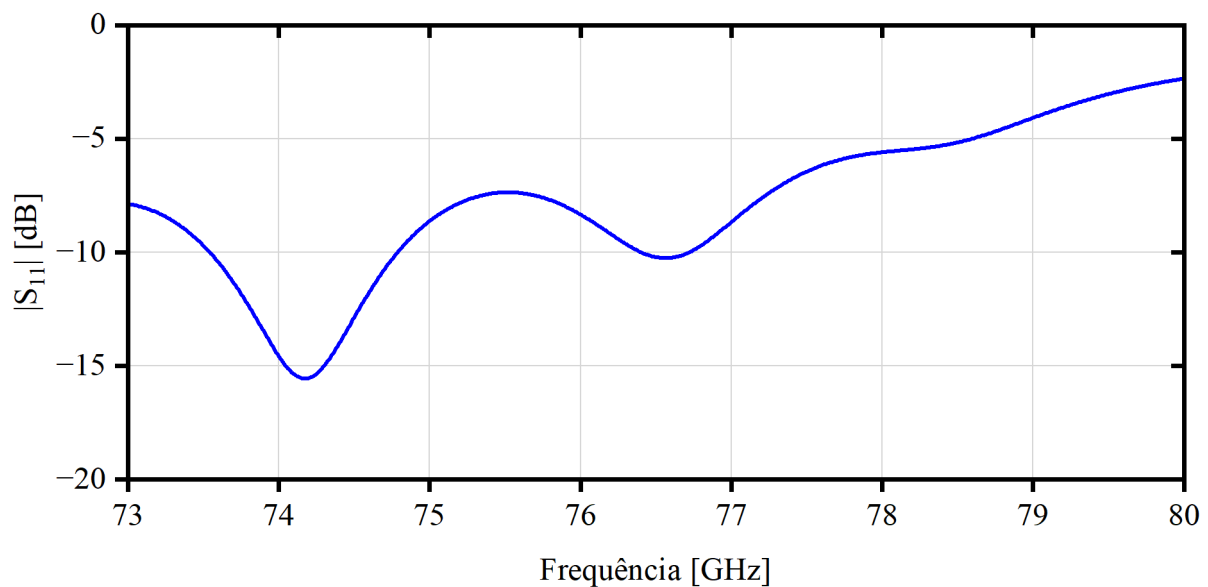


Figura 40 – Parâmetro S com as dimensões iniciais para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

A impedância da antena, visto na [Figura 41](#), também está longe do ideal, apresentando uma parte real consideravelmente alta e uma parte imaginária negativa. Esse perfil não está alinhado com os requisitos de casamento de impedância, que demandam uma parte real próxima a 50 ohms e uma parte imaginária próxima a zero ohms em 79 GHz. Essa inadequação prejudicaria a transferência eficiente de energia entre a fonte e a antena.

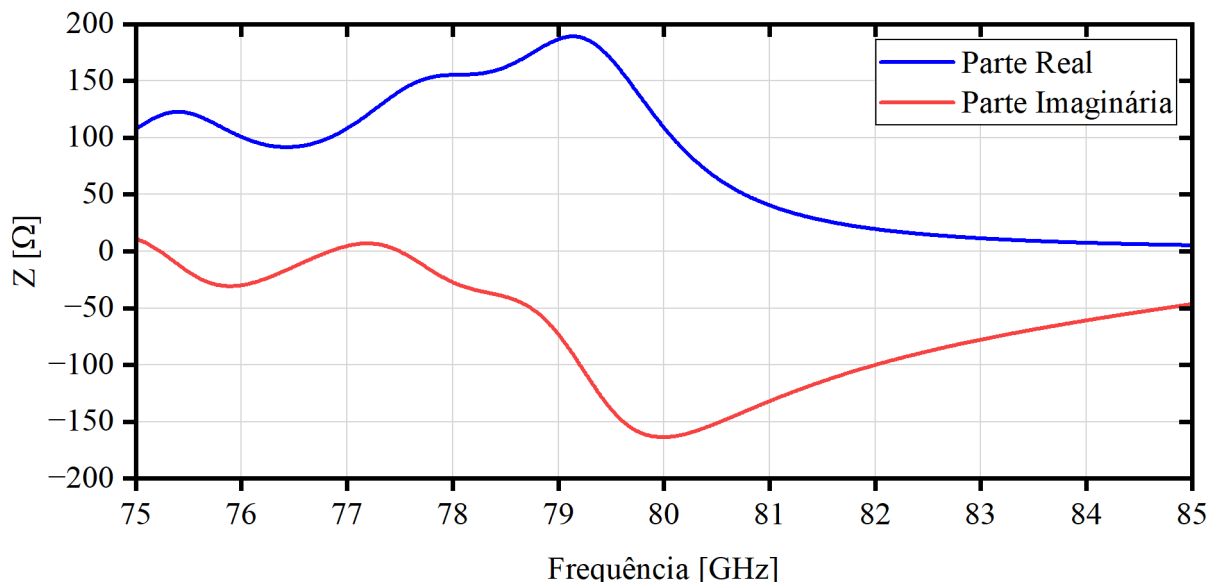


Figura 41 – Impedância com as dimensões iniciais para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

Por fim, a diretividade da antena, que se refere à capacidade de direcionar efetivamente o feixe de radiação na direção desejada. Conforme o resultado visualizado na [Figura 42](#), a diretividade está atingindo um valor de 15,7 dB em 0°. Porém, é notável um leve deslocamento para a direita, o que indica que a antena está direcionando a energia para um alvo deslocado alguns graus em θ . Isso é um ponto de melhora, pois a aplicação de radar automotivo requer um direcionamento mais assertivo do alvo, ou seja, com a antena irradiando em 0 graus. Portanto, essas questões iniciais apontaram claramente a necessidade de otimizar os parâmetros da antena para garantir seu desempenho adequado nas aplicações pretendidas.

3.3.2 Análise paramétrica da distância entre os elementos

A primeira etapa de otimização envolveu a análise paramétrica da distância entre os *stubs* (D) na antena. Foram realizadas análises paramétricas variando o valor de D dentro de um intervalo de 1,125 a 1,130 mm, com incrementos de 0,085 mm, como mostrado na [Figura 43](#). Os resultados indicam que o gráfico que apresenta a melhor centralização em torno do valor zero na diretividade correspondia a um valor de D igual a 1,275 mm.

3.3.3 Análise paramétrica do comprimento do *stub*

Em seguida, procedeu-se à parametrização do comprimento dos *stubs* (L_S) na antena. Para esse fim, foram coletados gráficos de $|S_{11}|$ e diretividade, variando o valor de L_S de 1,1 mm a 1,30 mm. Durante

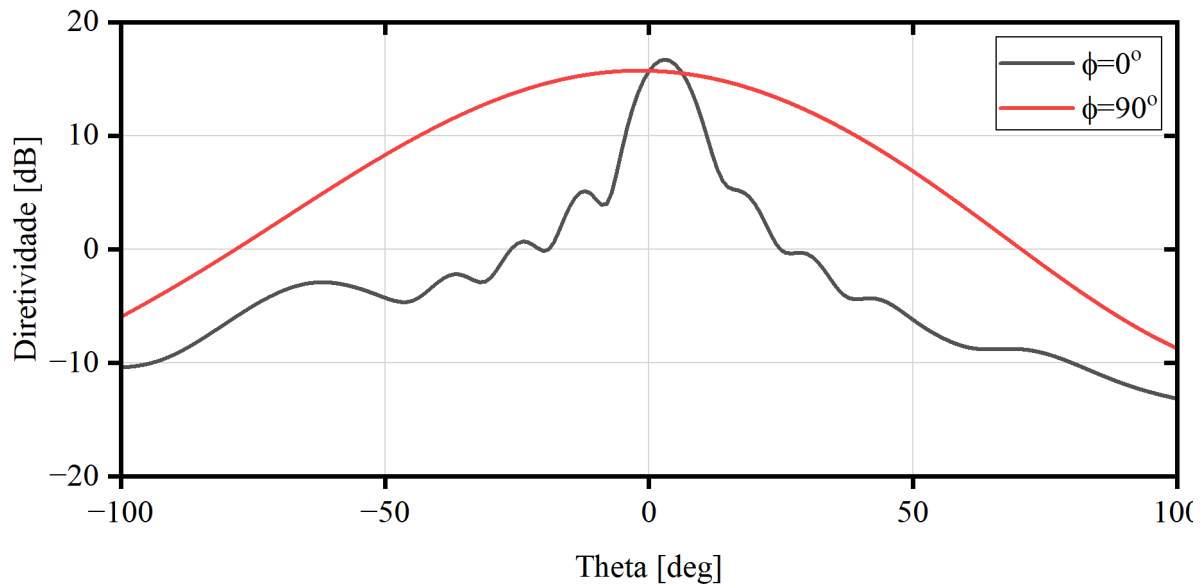


Figura 42 – Diretividade com as dimensões iniciais para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

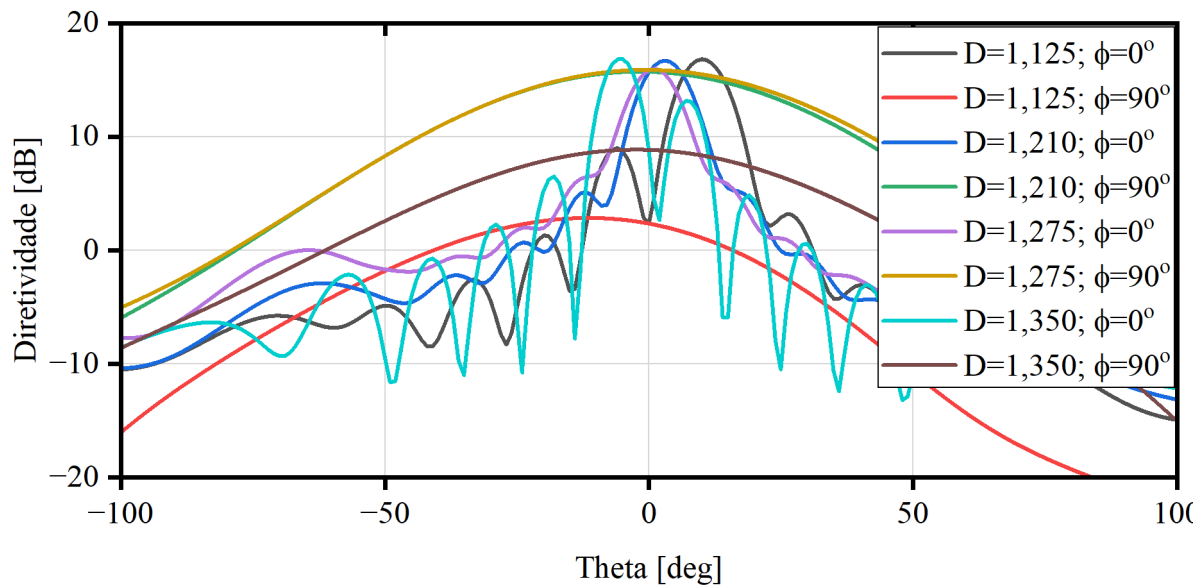


Figura 43 – Diretividade com análise paramétrica de D para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

essa análise, observou-se que o valor de 1,1 mm proporcionava um $|S_{11}|$ mais próximo de 79 GHz, mostrado na [Figura 44](#), representando a queda mais próxima a essa frequência desejada. No entanto, ao examinar a diretividade, na [Figura 45](#), notou-se que o gráfico não era satisfatório, mostrando uma resposta irregular sem um ganho significativo em torno de 79 GHz.

Nesse contexto, a decisão foi tomada com base na otimização de ambos os parâmetros. Assim, o valor de 1,2 mm foi escolhido, pois proporcionava um $|S_{11}|$ mais deslocado para a frequência de 79 GHz e, simultaneamente, uma diretividade mais centralizada em torno do valor zero. Essa escolha buscou alcançar um equilíbrio entre o casamento de impedância desejado e a capacidade da antena de direcionar efetivamente o feixe de radiação na faixa de frequência de interesse.

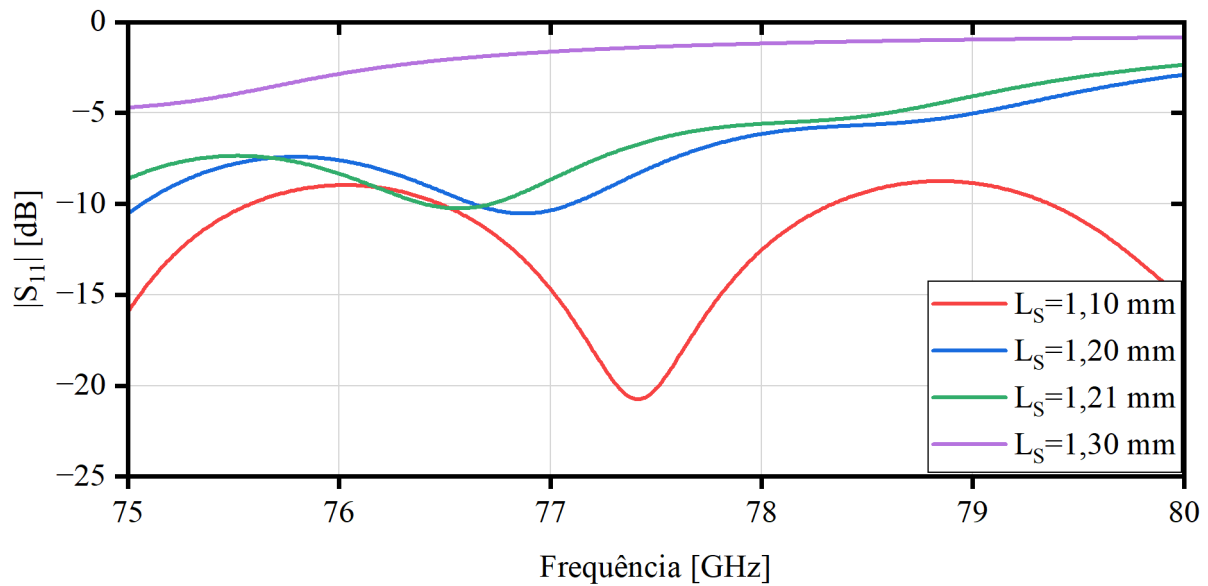


Figura 44 – Parâmetro S com análise paramétrica de L_S para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

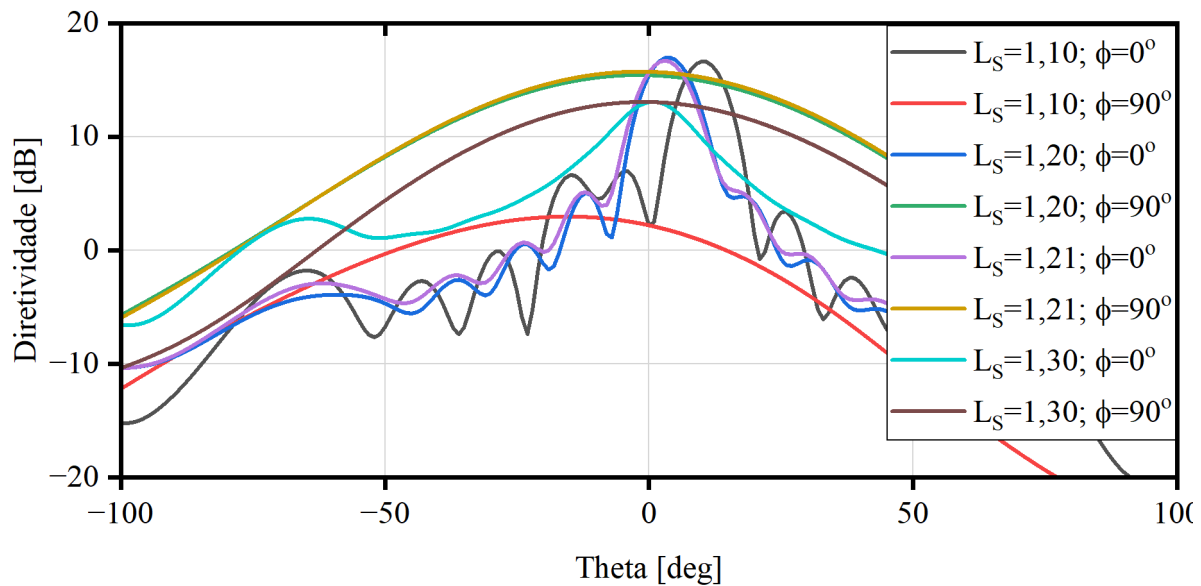


Figura 45 – Diretividade com análise paramétrica de L_S para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

3.3.4 Análise paramétrica da largura da linha central

Na fase subsequente, prosseguiu-se com a análise paramétrica do parâmetro W_L (largura da linha central) na antena de 17 *stubs*. Nesse processo, W_L foi simulado em um intervalo de valores que variou de 0,05 mm a 0,30 mm. Vale ressaltar que, durante essa análise paramétrica, decidiu-se focar especificamente no parâmetro $|S_{11}|$, pois essa dimensão não influía significativamente na impedância e na diretividade. A escolha de se concentrar apenas no $|S_{11}|$ se deve ao fato de que, nesse contexto, a principal ênfase está na busca por uma largura de linha que proporcione a melhor adaptação de impedância e, conseqüentemente, a maior queda possível no coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ na frequência ressonância.

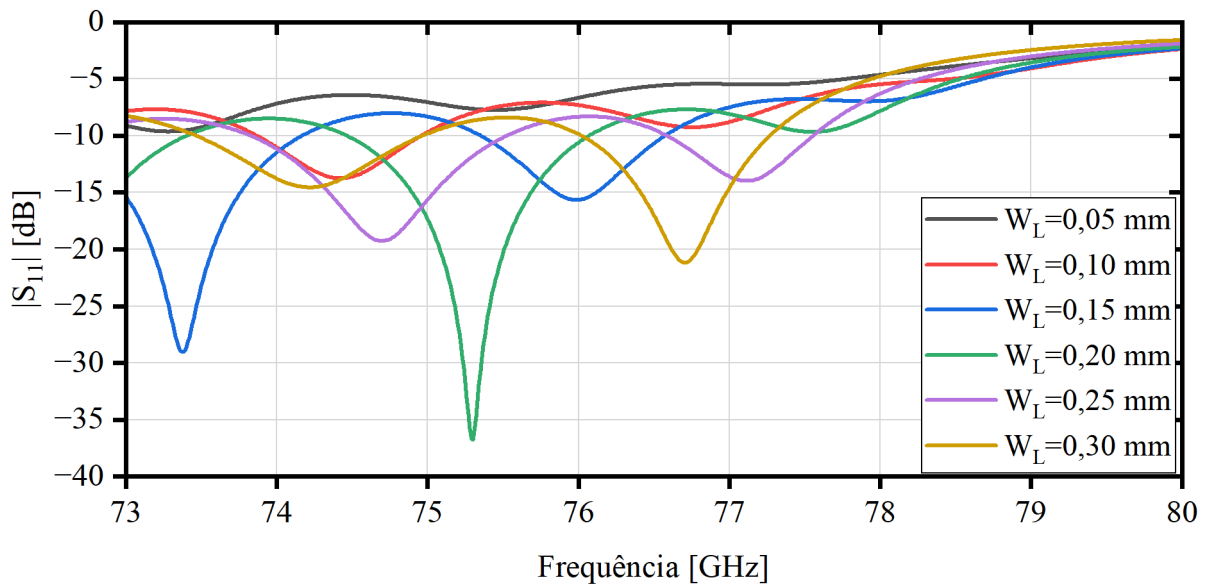


Figura 46 – Parâmetro S com análise paramétrica de W_L para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

Após avaliar os resultados da [Figura 46](#), identificou-se que o valor de 0,20 mm (curva em verde) para W_L oferece a maior queda em $|S_{11}|$, atingindo aproximadamente -37,5 dB, além de proporcionar uma largura de banda ligeiramente maior do que as demais. Essa escolha visa e minimizar as perdas de reflexão.

3.3.5 Análise paramétrica da largura do *stub*

Posteriormente, após a definição das dimensões críticas da antena de 17 *stubs* como $D = 1,275$ mm, $W_L = 0,20$ mm e $L_S = 1,20$ mm, direcionou-se a parametrização para o parâmetro W_S (largura do *stub*). Nesse contexto, variou-se W_S em um intervalo de valores de 0,1 a 0,5 mm, e a análise abarcou os parâmetros $|S_{11}|$, impedância e diretividade.

O critério para essa análise foi otimizar o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Observa-se na [Figura 47](#) que o valor de 0,1 mm para W_S resulta em um $|S_{11}|$ de aproximadamente -36 dB, proporcionando uma correspondência de impedância adequada. Na [Figura 48](#), a parte real da impedância está próxima do valor desejado de 50 ohms, enquanto a parte imaginária está próxima de zero, indicando um casamento de impedância eficaz.

Em relação à diretividade, presente na [Figura 49](#), durante a análise paramétrica do W_S , não foram observadas mudanças substanciais nos resultados, o que sugere que a variação desse parâmetro não afeta significativamente a capacidade da antena de direcionar a potência na faixa de frequência alvo. Portanto, o valor de 0,1 mm para W_S foi selecionado com base em sua contribuição positiva para maximizar a reflexão da antena.

3.3.6 Análise paramétrica precisa da largura do *stub*

Após a seleção inicial do valor de W_S como 0,1 mm, uma abordagem de refinamento adicional é empregada para otimizar ainda mais o desempenho da antena. Nesse estágio, o objetivo é identificar

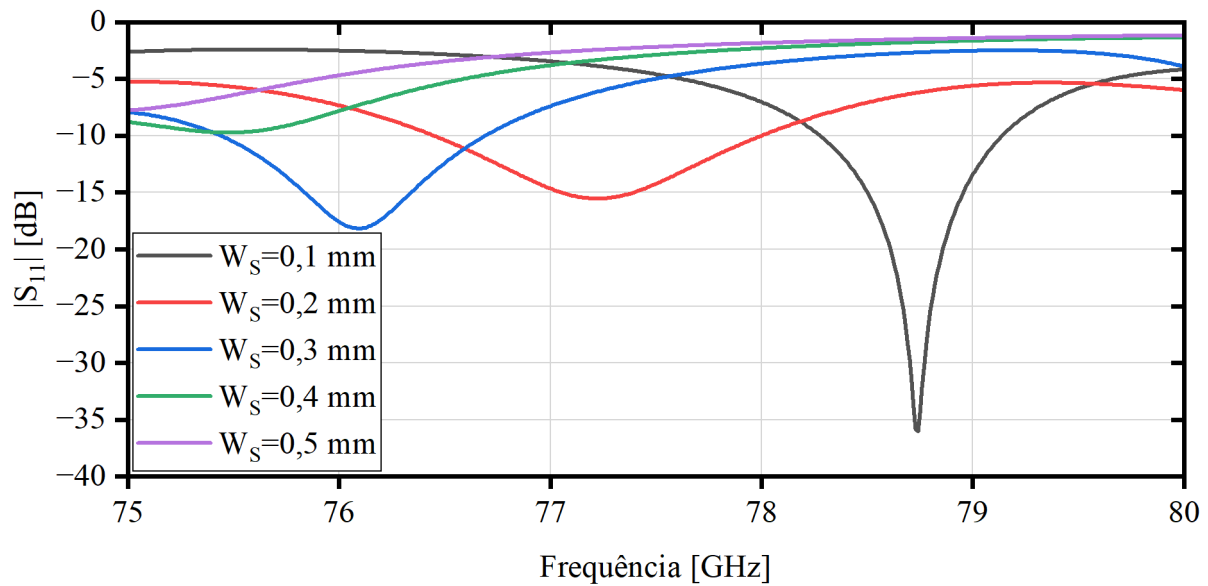


Figura 47 – Parâmetro S com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

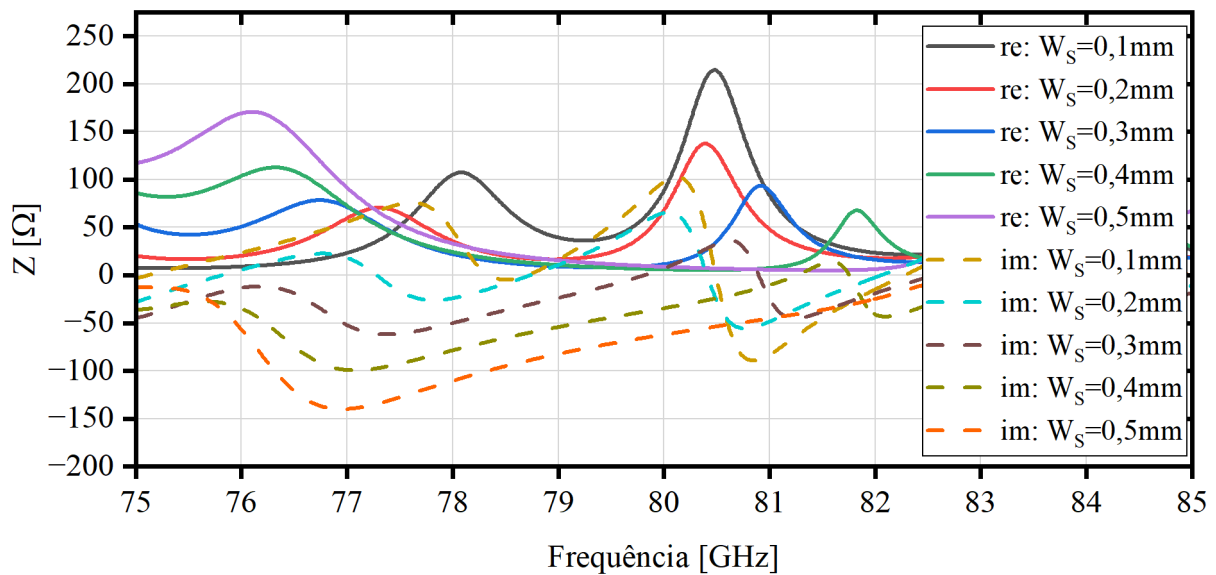


Figura 48 – Impedância com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

um valor mais preciso para W_S que proporcione um vale no coeficiente de reflexão $|S_{11}|$ exatamente na frequência de ressonância. Para isso, uma análise paramétrica mais detalhada foi conduzida, envolvendo valores de W_S em uma faixa mais estreita.

Foram escolhidos três valores específicos para W_S , sendo eles 0,07 mm, 0,09 mm e 0,11 mm, para avaliação (Figura 50). A ênfase recaiu sobre o parâmetro $|S_{11}|$, uma vez que com o valor de 0,1 mm, o coeficiente de reflexão estava um pouco deslocado da frequência de 79 GHz.

A análise revelou que os valores de $|S_{11}|$ para 0,07 mm e 0,09 mm são particularmente notáveis, apresentando quedas expressivas no coeficiente de reflexão, aproximando-se ainda mais do ideal em 79 GHz. Essa descoberta indicou que os valores de W_S na faixa de 0,07 mm a 0,09 mm eram os mais

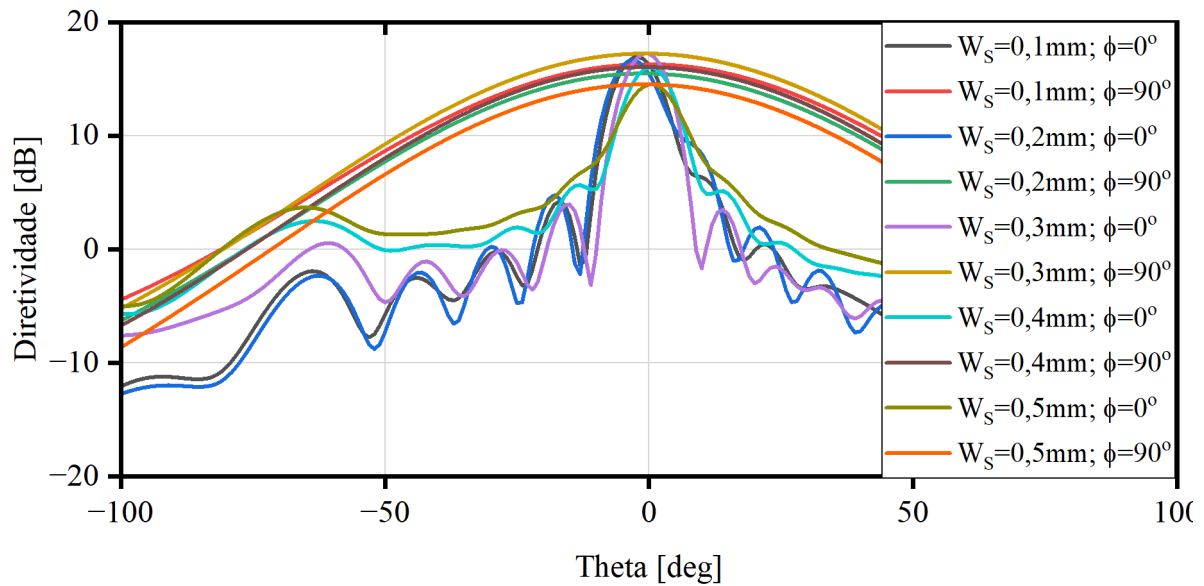


Figura 49 – Diretividade com análise paramétrica de W_S para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

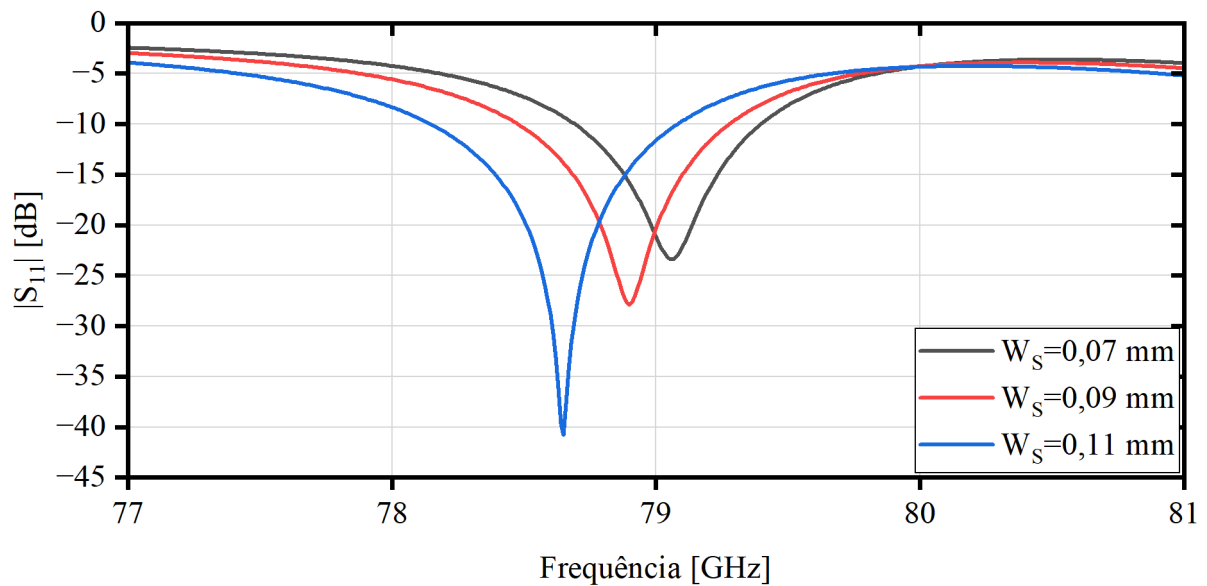


Figura 50 – Parâmetro S com análise paramétrica de W_S mais precisa, para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

propícios para atingir uma adaptação de impedância excepcional nessa frequência crítica.

No entanto, deve ser observado que a impedância e a diretividade não apresentam variações substanciais entre esses valores de W_S , como mostram na [Figura 51](#) e na [Figura 52](#). Portanto, a escolha final recaiu entre 0,07 mm e 0,09 mm para W_S , com base em sua capacidade de melhorar significativamente o desempenho do $|S_{11}|$ e, por extensão, a qualidade da adaptação de impedância da antena.

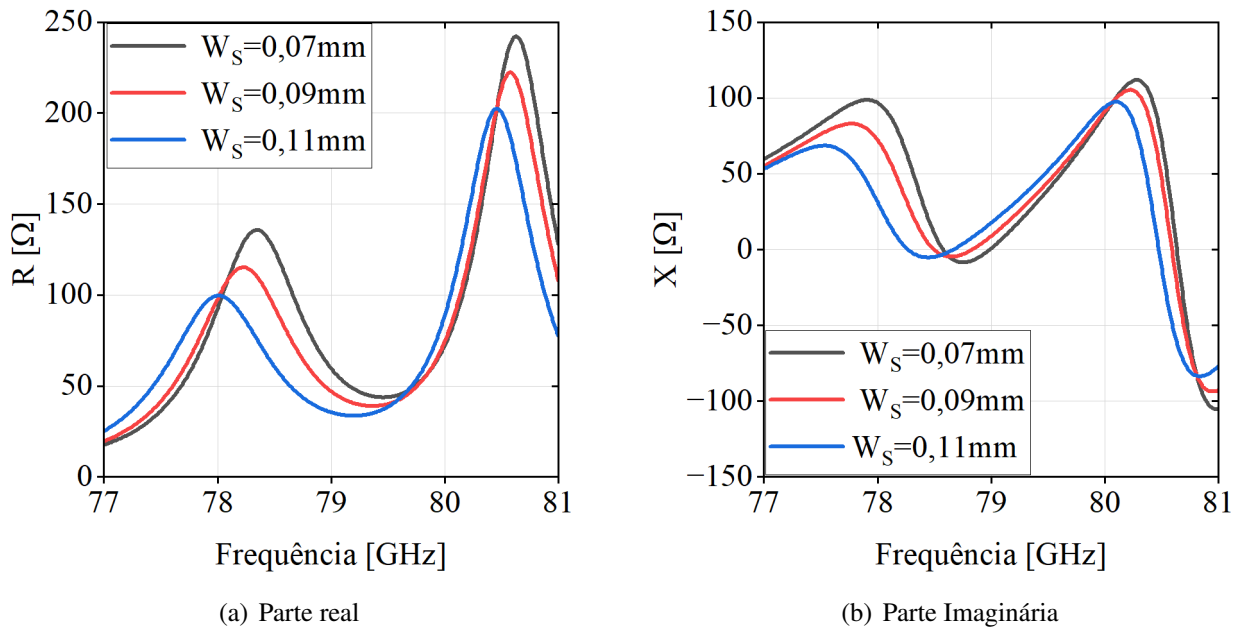


Figura 51 – Impedância com análise paramétrica de W_S mais precisa, para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

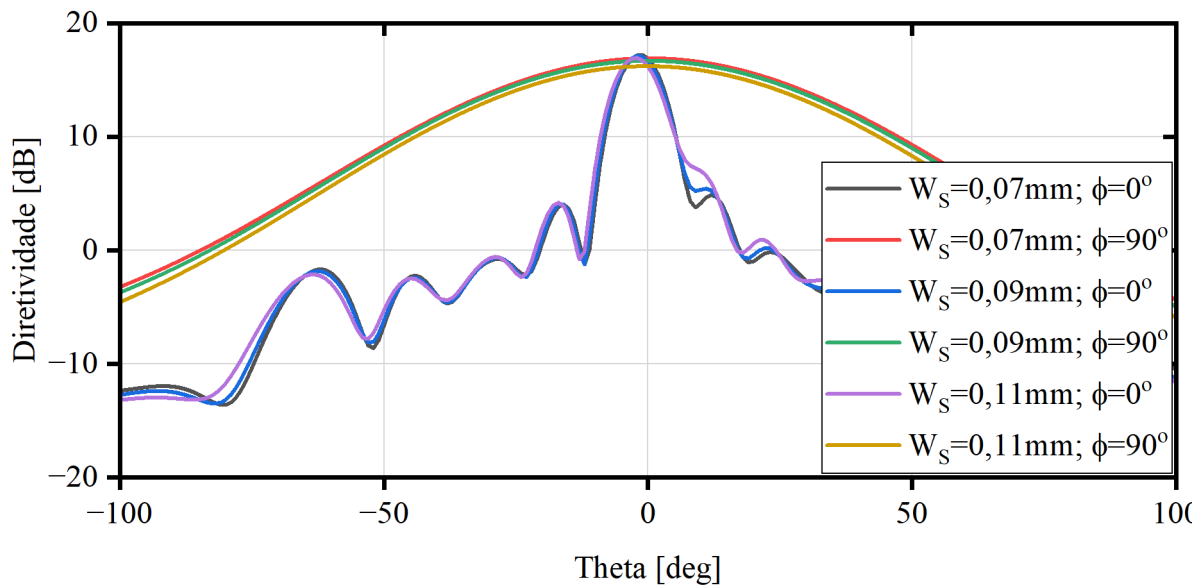


Figura 52 – Diretividade com análise paramétrica de W_S mais precisa, para o arranjo de 17 *stubs* (Fonte: Produção do autor)

3.3.7 Modelo otimizado de 17 elementos

Após identificar a faixa de valores ideais para W_S , que variava entre 0,07 mm e 0,09 mm, foi realizado um último teste de simulação utilizando o valor de W_S igual a 0,08 mm.

O resultado do coeficiente de reflexão da [Figura 53](#), nesse teste revelou uma queda significativa, aproximando-se de -25 dB exatamente na frequência de 79 GHz. Esse valor foi considerado satisfatório, pois ficou dentro de um intervalo aceitável. Além disso, no mesmo gráfico, nota-se que a banda de operação da antena está entre 78,6 e 79,4 GHz.

No que diz respeito à impedância ([Figura 54](#)), os valores obtidos estavam muito próximos do

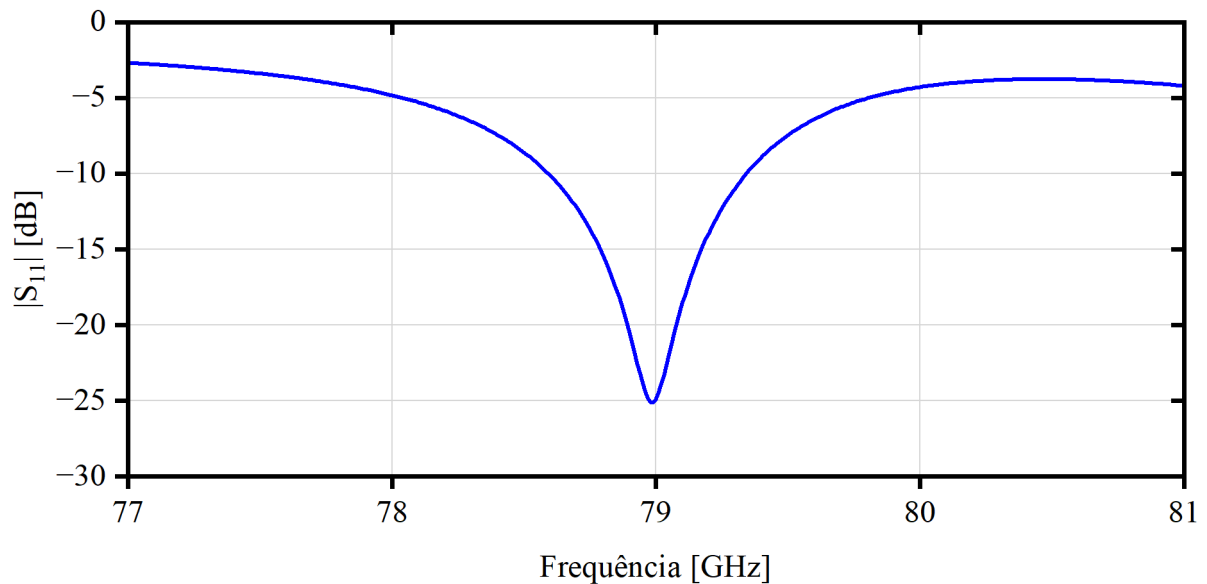


Figura 53 – Parâmetro S do arranjo de 17 *stubs* com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)

esperado, ou seja, a parte real cruzando em 50 ohms e a parte imaginária em 0 ohms, para a frequência de trabalho, demonstrando um casamento de impedância adequado.

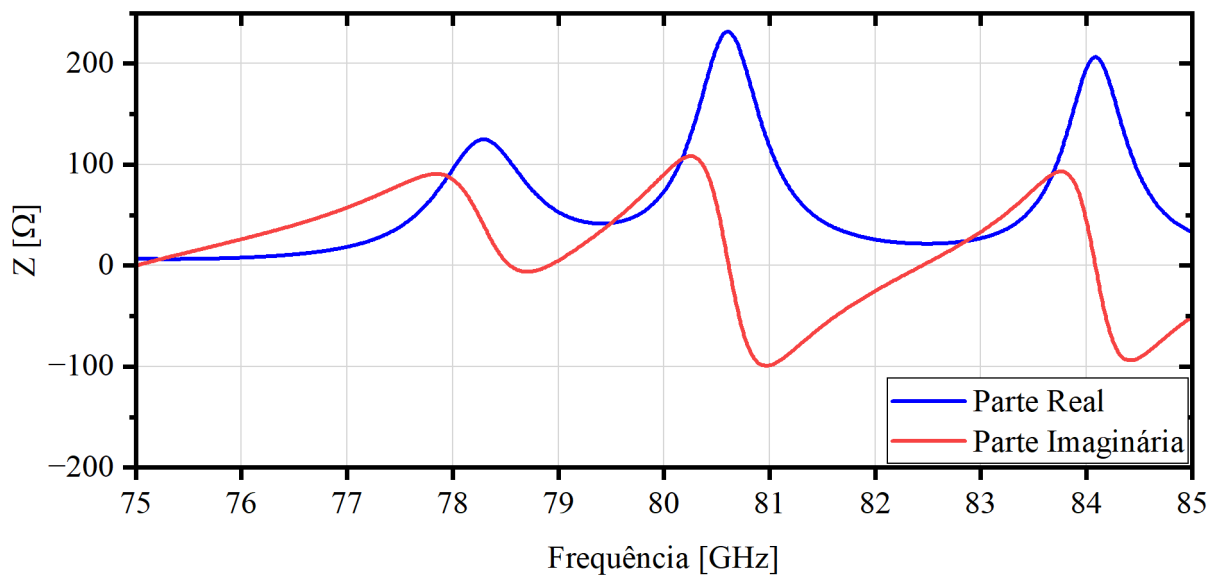


Figura 54 – Impedância de entrada do arranjo de 17 *stubs* com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)

Quanto à diretividade ([Figura 55](#)), observa-se um pico de 16,8 dB, em 0° , sendo bons resultados para o intuito do projeto.

Nos gráfico da [Figura 56](#) é apresentado o comportamento da diretividade em função da frequência. Nota-se que na faixa de frequência de 75 a 79 GHz a diretividade atinge valores superiores a 15 dB, atingindo o valor de 16,8 dB na na frequência de estudo, de 79 GHz.

Fazendo uma varredura nas frequências próximas à de estudo, examina-se o comportamento da diretividade em função do ângulo θ , também é observado um excelente comportamento em 79 GHz.

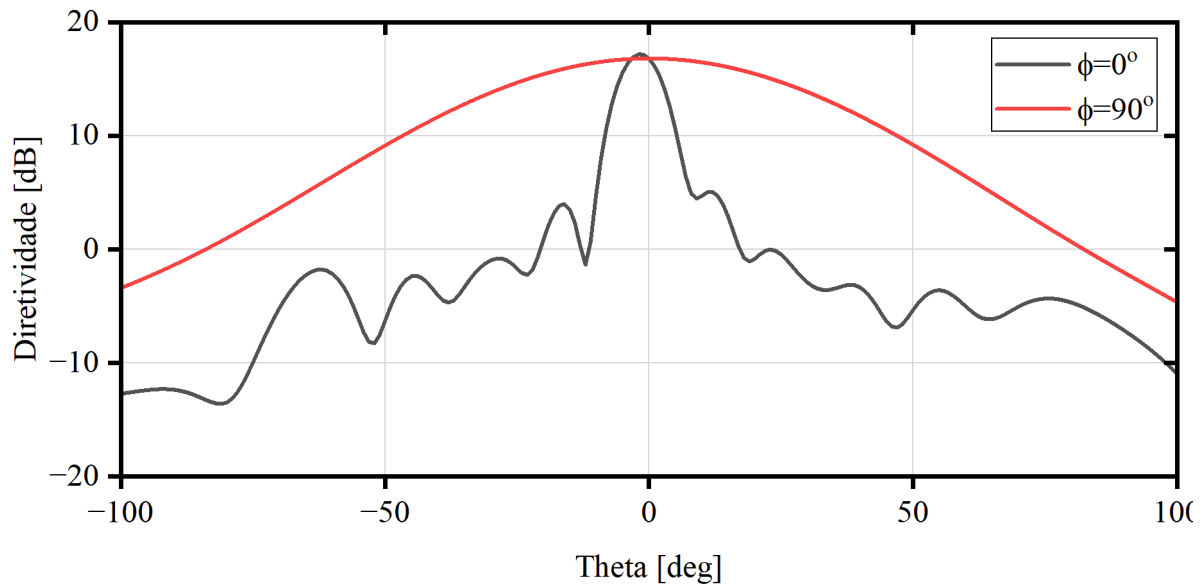


Figura 55 – Diretividade do arranjo de 17 *stubs* com as dimensões otimizadas (Fonte: Produção do autor)

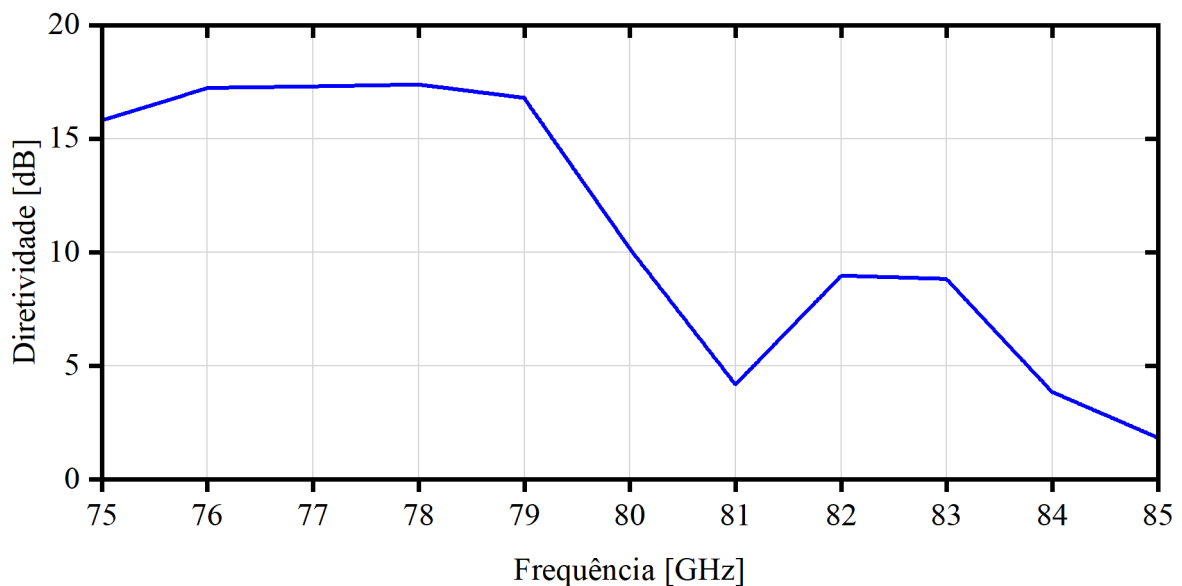


Figura 56 – Diretividade em relação à frequência (Fonte: Produção do autor)

Conforme apresentado na [Figura 57](#).

Por fim, o ganho é um dos parâmetros fundamentais para análises de projetos de antena. Na [Figura 58](#), mostra-se o ganho em 3D. Por se tratar de um arranjo com vários *stubs*, o ganho é mais direcionado e elevado, chegando a atingir um valor de 15,85 dB. Resultado este, um pouco abaixo da diretividade, esta diferença se dá devido as perdas que ocorrem no substrato.

Esses resultados finais da simulação com W_S igual a 0,08 mm indicaram que a antena com 17 *stubs* atingiu os critérios de desempenho desejados, demonstrando um casamento de impedância adequado, um coeficiente de reflexão satisfatório e uma boa diretividade para a frequência de 79 GHz, atendendo assim às especificações do projeto.

A comparação entre os projetos de antenas com 13 e 17 *stubs* revela algumas diferenças em termos

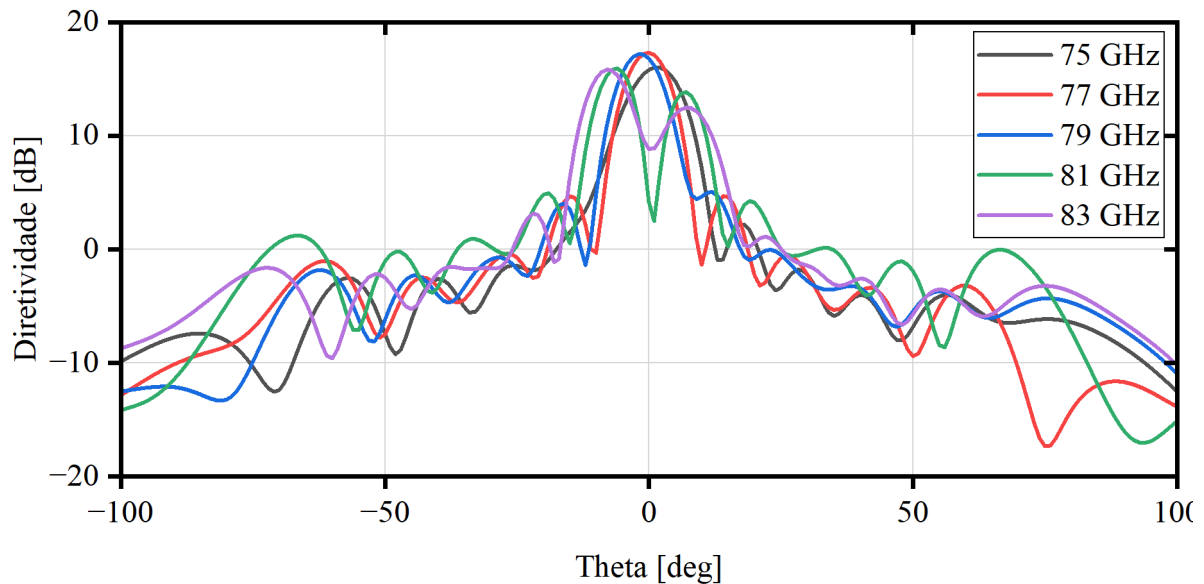


Figura 57 – Diretividade em diferentes frequências (Fonte: Produção do autor)

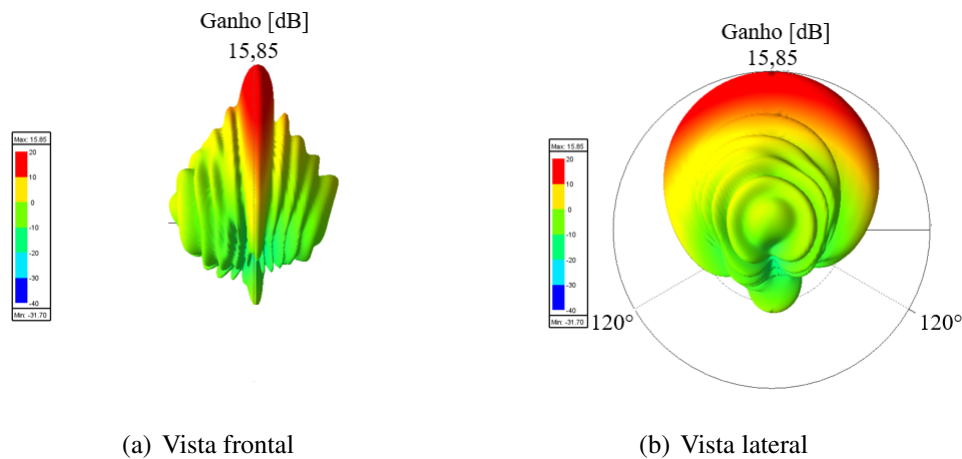


Figura 58 – Ganho 3D (Fonte: Produção do autor)

de desempenho. Notavelmente, o projeto com 17 *stubs* apresentou um resultado um pouco melhor em relação ao coeficiente de reflexão, quando comparado ao projeto com 13 *stubs*.

No projeto com 13 *stubs*, o valor de $|S_{11}|$ foi de aproximadamente -14 dB, com uma banda de operação entre 78,5 e 79,4 GHz, enquanto, no de 17 *stubs*, o $|S_{11}|$ foi otimizado para alcançar uma queda mais acentuada, atingindo aproximadamente -25 dB para a mesma frequência, com a banda entre 78,6 e 79,4 GHz. Esse resultado representa uma melhoria significativa na eficiência da antena, tornando-a mais adequada para as aplicações de radar automotivo.

Além disso, o projeto com 17 *stubs* demonstrou um melhor casamento de impedância e, também, uma diretividade mais elevada e direcionada, cerca de 1 dB maior que o arranjo de 13 elementos.

Em resumo, a antena com 17 *stubs* demonstrou ser mais eficaz na operação em 79 GHz, atendendo aos requisitos de casamento de impedância e apresentando uma resposta mais favorável do coeficiente de reflexão. Por outro lado, o projeto de 13 *stubs*, também obteve bons resultados, porém, com um ponto negativo, um descasamento de impedância acentuado.

4 CONCLUSÃO

O objetivo principal desta pesquisa foi plenamente alcançado, contribuindo para o campo de pesquisa dos arranjos de *stubs* em série. Foca-se atenção em antenas planares projetadas para operar na faixa crítica de frequência de 77 a 81 GHz, com o intuito de desenvolver arranjos eficazes para a detecção de veículos, um componente necessário para a segurança rodoviária e o avanço dos veículos autônomos.

Esta pesquisa consistiu em uma revisão bibliográfica que contribuiu para uma abordagem teórica, explorando os princípios fundamentais das antenas do tipo *microstrip* e arranjos de *stubs* em série. A teoria de radiação eletromagnética e a resposta de frequência esperada foram examinadas em detalhes.

O projeto em si envolveu uma antena *microstrip* com arranjos de 13 e 17 *stubs* em série, com o objetivo de otimizar seu desempenho para aplicações de detecção veicular. Os resultados mostraram melhorias notáveis em relação ao projeto original, principalmente no que diz respeito ao coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$) e ao casamento de impedância e considerando a largura de banda de operação de aproximadamente 78,5 a 79,4 GHz e 78,6 a 79,4 GHz, para os arranjos de 13 e 17 *stubs*, respectivamente.

No projeto de 17 *stubs*, em particular, com um coeficiente de reflexão atingindo aproximadamente -25 dB em 79 GHz, superou significativamente o projeto de 13 *stubs*. Além disso, o casamento de impedância se aproximou dos desejados 50 ohms, tornando a antena mais eficiente na transferência de potência. Apesar de algumas variações na diretividade, para o projeto de 17 *stubs*, permaneceu em níveis aceitáveis, superando 15 dB, o que impacta na capacidade da antena de direcionar eficazmente a energia na faixa de frequência desejada.

A parametrização das principais propriedades de projeto, como a distância entre os *stubs* (D), o comprimento do *stub* (L_S), a largura da linha de alimentação (W_L) e a largura do *stub* (W_S), desempenhou um papel fundamental na melhoria do desempenho da antena. Essa abordagem sistemática permitiu ajustar as dimensões das antenas para otimizar sua resposta em frequência, minimizar as perdas de reflexão e melhorar o casamento de impedância, influenciando positivamente a largura de banda de operação, a eficiência e a diretividade das antenas.

Em resumo, este trabalho apresenta contribuições voltadas para sistemas de radares automotivos que incorporam antenas planares em arranjos de *stubs*. A metodologia utilizada permitiu analisar o comportamento eletromagnético desses dispositivos. Para trabalhos futuros, explorar a integração desses arranjos em sistemas de radar completos, considerar a otimização do consumo de energia e a resistência a interferências, bem como investigar aplicações em veículos autônomos e sistemas de assistência ao motorista, pode ser promissor. Portanto, os ganhos dessa pesquisa têm implicações significativas no aprimoramento das tecnologias automotivas e, em última análise, na segurança e eficiência do transporte rodoviário.

REFERÊNCIAS

- AWAIS, M.; KHALIQ, H. S.; KHAN, W. T. A novel dual-band millimeter-wave antenna for automotive radar and multi-gigabit wireless communications. In: **2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2802–2807.
- BALANIS, C. **Antenna Theory: Analysis and Design**. John Wiley & Sons, 2005. (Jeff borrow list). ISBN 9780471667827. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=agWwQgAACAAJ>.
- CORPORATION, R. **RO3003G2™ circuit materials high frequency laminate**. [s.n.], 2022. Disponível em: <https://www.rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro3000-series-laminates/ro3003g2-laminates>.
- DASAN, M. et al. Beam squint mitigation using digital beam formers for wideband radar applications. In: **2021 2nd International Conference on Range Technology (ICORT)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.
- ENGELS, F. et al. Automotive radar signal processing: Research directions and practical challenges. **IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing**, v. 15, n. 4, p. 865–878, 2021.
- GHOSH, S.; SEN, D. An inclusive survey on array antenna design for millimeter-wave communications. **IEEE Access**, PP, p. 1–1, 06 2019.
- HAYASHI, Y. et al. Millimeter-wave microstrip comb-line antenna using reflection-canceling slit structure. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 59, n. 2, p. 398–406, 2011.
- HUONG, N. Beamforming phased array antenna toward indoor positioning applications. In: _____. [S.l.: s.n.], 2020. ISBN 978-1-83968-345-9.
- J, C.; P, S. Design and simulation of microstrip comb-line array antenna at 78.5 GHz for automotive radar applications. **International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT)**, v. 9, p. 696–699, 2020.
- J, C.; P, S. High gain wide band grid array antenna for short range radar and vehicle-to-satellite communications. **AEU - International Journal of Electronics and Communications**, v. 147, 2022.
- JAMES, J.; WILSON, G. Microstrip antennas and arrays. part 1: Fundamental action and limitations. **Iee Journal on Microwaves, Optics and Acoustics**, v. 1, p. 165–174, 1977.
- JIAN, B.; YUAN, J.; LIU, Q. Procedure to design a series-fed microstrip patch antenna array for 77 GHz automotive radar. In: **2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–2.
- JONES, B.; CHOW, F.; SEETO, A. The synthesis of shaped patterns with series-fed microstrip patch arrays. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 30, n. 6, p. 1206–1212, 1982.
- LEE, K. F.; TONG, K.-F. **Microstrip Patch Antennas**. Singapore: Springer Singapore, 2016. 787–852 p. ISBN 978-981-4560-44-3. Disponível em: https://doi.org/10.1007/978-981-4560-44-3_29.
- MENZEL, W.; MOEBIUS, A. Antenna concepts for millimeter-wave automotive radar sensors. **Proceedings of the IEEE**, v. 100, n. 7, p. 2372–2379, 2012.
- MOSALANEJAD, M. et al. Multi-layer pcb bow-tie antenna array for (77–81) GHz radar applications. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 68, n. 3, p. 2379–2386, 2020.

NAHAS, M. Design of a high-gain dual-band li-slotted microstrip patch antenna for 5g mobile communication systems. **Journal of Radiation Research and Applied Sciences**, v. 15, n. 4, p. 100483, 2022. ISSN 1687-8507.

NEMATI, M. H. Phased array antenna element for automotive radar application. 2014.

PORTER, B. G. Closed form expression for antenna patterns of the variable inclination continuous transverse stub. In: **2010 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 164–169.

VASQUEZ, M. M. **Radar For Automotive: Why Do We Need Radar?** [S.l.], 2022.

[<https://semiengineering.com/radar-for-automotive-why-do-we-need-radar/>](https://semiengineering.com/radar-for-automotive-why-do-we-need-radar/).

WU, D. 76-81 GHz planar antenna development and utilization for automotive radar applications. In: . [S.l.: s.n.], 2016. p. 47.

WU, D. et al. A 76.5 GHz microstrip comb-line antenna array for automotive radar system. In: **2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–3.

XU, J. et al. Design and measurement of array antennas for 77 GHz automotive radar application. In: **2017 10th UK-Europe-China Workshop on Millimetre Waves and Terahertz Technologies (UCMMT)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4.

XU, S. et al. Grating lobes suppression technique in stepped chirp radar. In: **IET International Radar Conference 2013**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.

YAN, J. et al. Planar series-fed antenna array for 77 GHz automotive radar. In: **2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–3.

YANG, B.-H.; HUANG, C.-C. A 77 GHz planar antenna array in four layer printed circuit board for automotive radar applications. In: **2020 15th International Microsystems, Packaging, Assembly and Circuits Technology Conference (IMPACT)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 45–48.

ZHANG, L.; ZHANG, W.; ZHANG, Y. P. Microstrip grid and comb array antennas. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 59, n. 11, p. 4077–4084, 2011.

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.