

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

LARISSA ROBERTA ANDRADE

Projeto de arranjos de antenas *microstrip patch*

São João da Boa Vista
2019

Larissa Roberta Andrade

Projeto de arranjos de antenas *microstrip patch*

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia 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 de telecomunicações .

Orientador: Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel

Coorientador: Profº Dr. André Alves Ferreira

São João da Boa Vista

2019

Andrade, Larissa Roberta

Projeto de arranjos de antenas *microstrip patch* / Larissa Roberta Andrade. -- São João da Boa Vista, 2019.

92 p. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso – Câmpus Experimental de São João da Boa Vista – Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”.

Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Bibliografia

1. Antenas (Eletrônica) 2. Linhas de transmissão em fita 3. Telecomunicações

CDD 23. ed. – 621.382

Ficha catalográfica elaborada pela [Biblioteca-BJB](#)

Bibliotecário responsável: João Pedro Alves Cardoso – CRB-8/9717

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
CÂMPUS EXPERIMENTAL DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

PROJETO DE ARRANJOS DE ANTENAS *MICROSTRIP PATCH*

Aluno: Larissa Roberta Andrade

Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Edgar Eduardo Benitez Olivo (Examinador)
- Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 31/2018)

São João da Boa Vista, 29 de janeiro de 2019

DADOS CURRICULARES

LARISSA ROBERTA ANDRADE

NASCIMENTO 09/02/1995 - Osasco / SP

FILIAÇÃO Helcio Luiz Andrade
Sandra Roberta da Silva Cachoeira
Martins

2010 / 2012 Ensino médio técnico (Técnico de telecomunicações)
ITB- Instituto Técnico de Barueri

A minha família, amigos e todas as mulheres engenheiras.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer a minha família, que muito lutou para me manter financeiramente na instituição, aos amigos de graduação, Allan Di Cunto D'Ávila de Almeida, Guilherme Nascimento Soares, Guilherme Pupin Conacci, Gustavo da Silva Pinto, Jéssica de Oliveira Gonçalves, Leda Veiga Calderon Almeida, Letícia Barbosa Fidanza, Melissa de Oliveira Santos, Nathalia Gonçalves Silva e, Welerson de Oliveira Santos, por me apoiar durante toda a formação, seja em projetos pessoais, ou nas dificuldades da vida acadêmica. A toda gestão da Associação Atlética Acadêmica São João da Boa Vista dos anos de 017/018, que confiaram no meu trabalho tanto no campus quanto na Liga Interuniversitária de Esportes Universitários, que me ensinaram tantos valores. Aos funcionários do corpo administrativo no geral, mas em especial aos assistentes de suporte acadêmico Marcelo Jorge Filho e Mirian Paula dos Santos, e ao bibliotecário João Pedro Alves Cardoso que não mediram esforços para que esse trabalho fosse realizado. Ao Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel e Profº Dr. André Alves Ferreira por todo suporte e atenção em todos os processos de elaboração do trabalho.

*“Que nada nos defina, que nada nos sujeite. Que a liberdade seja a nossa própria
substância, já que viver é ser livre.”
(Simone de Beauvoir)*

RESUMO

Este trabalho apresenta uma síntese de projeto, análise, e construção de antenas de *microstrip patch*, que com o desenvolvimento das comunicações sem fio, se tornam fundamentais no desempenho de sistemas. A exigência de dispositivos com dimensões menores, baixo custo e de fácil fabricação são atendidas por essas antenas, que por outro lado tem como desvantagem uma banda estreita, ganho e diretividade baixos. Na fase de projeto, os resultados de dimensionamento da antena foram a partir da frequência de ressonância f_r de 2,45GHz, espessura do substrato (h) de 0,8mm, FR4 de constante dielétrica de 4,4, e impedância de entrada de 50Ω . Na fase de simulação a partir do software HFSS, foram feitas parametrizações a fim de otimizar o desempenho das antenas *patch* com um elemento, onde as parametrizações de dimensão eram muito sensíveis a otimizações, além de um estudo do impacto da escolha da tangente de perdas e dimensões do substrato nos parâmetros de desempenho como ganho e diretividade. Na configuração de arranjo, duas vertentes foram estudadas, alimentação em série, e em paralelo. Os arranjos em série que foram projetados no simulador tinham dois e quatro elementos, e foi analisada a variação de parâmetros como na distância entre os elementos, espessura e comprimento da linha de alimentação, espessura e comprimento da estrutura de casamento, além do formato da antena em si. Foi feita a construção do arranjo em série de quatro elementos e a comparação entre resultados simulados e práticos, comprovando que o projeto foi bem sucedido. No arranjo paralelo, foi desenvolvida com alimentação através de árvore divisória de potência, para oito elementos. A comparação dos projetos quanto a coeficiente de reflexão ($|S_{11}|$), todos apresentaram resultados melhor que o mínimo estipulado para projetos similares ($S_{11} < -10\text{dB}$). Quanto a diretividade, o acréscimo de elementos tornou o diagrama de radiação mais diretivo de acordo com o plano de acréscimo dos elementos. Por fim, quatro arranjo em série foram projetados para serem alimentados em fases processivas, afim de aplicar a técnica de *beam steering* para deslocar o lóbulo principal de radiação.

PALAVRAS-CHAVE: Antena, Arranjo, HFSS, Microstrip, Otimização, patch.

ABSTRACT

This work presents a methodology for the design, analysis, and construction of microstrip patch antennas, that with the development of wireless communications become fundamental in the systems performance devices. The requirement for devices with compact dimensions, low cost and easy to manufacture are met by these antennas, which on the other hand has a narrow band, gain and low directivity disadvantages. In the design phase, the antenna sizing results were from the resonance frequency f_r of 2.45GHz, substrate thickness (h) of 0.8mm, FR4 of dielectric constant of 4.4 , and 50Ω input impedance. In the simulation stage from the HFSS software, parametrizations were made in order to optimize the performance of the patch antenna with one element, where the parameterizations were very sensitive to optimizations, besides a study of the impact of the choice of the tangent of losses and substrate dimensions on performance parameters such as gain and directivity. In the arrangement configuration, two strands were studied, series feeding, and in parallel. In the series arrays were designed in the simulator, two and four elements, analyzing the variation of parameters such as the distance between the elements, thickness and length of the feed line, thickness and length of the marriage structure, and the antenna format itself. The construction of the four-element series arrangement and the comparison between simulated and practical results were made proving that the project was successful. In the parallel arrangement, it was developed with power supply through a power slitting, for eight elements. The comparison of the projects with the reflection coefficient ($|S_{11}|$), all presented better results than the minimum stipulated for similar projects ($S_{11} - 10\text{dB}$). As for directivity, the addition of elements made the radiation pattern more directive according to the plane of addition of the elements. Finally, four series arrangement were designed to be fed with progressive phase controll, in order to apply the beam steering technique to displace the main radiation lobe.

KEYWORDS: Antenna, Arranjo, *HFSS*, Optimization.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1	Antena de microstrip <i>patch</i>	20
Figura 2	Conectividade de uma Rede de sensores sem fio.	21
Figura 3	Arranjo em série e paralelo, respectivamente.	23
Figura 4	Exemplos de geometrias para as antenas de <i>microstrip patch</i>	26
Figura 5	<i>Patch</i> de <i>microstrip</i> retangular e circuito equivalente.	30
Figura 6	Modelo de alimentação por cabo coaxial.	31
Figura 7	Acoplamento por abertura.	31
Figura 8	Acoplamento por proximidade.	32
Figura 9	<i>Patch</i> retângular com Inset feed.	33
Figura 10	Modelo de alimentação linha de <i>microstrip</i>	34
Figura 11	Geometria arranjo de dois elementos.	35
Figura 12	Configuração arranjo de dois elementos.	36
Figura 13	Diagramas de campo.	37
Figura 14	Geometria campo distante e diagrama fasorial.	38
Figura 15	Configuração de arranjo de alimentação em série.	39
Figura 16	Configuração de arranjo de alimentação paralela.	40
Figura 17	Malha adaptada para antena <i>patch</i> retangular de elemento único.	42
Figura 18	Dimensões da antena de <i>microstrip</i> retângular de elemento único.	43
Figura 19	Projeto da antena de um elemento desenvolvido no software <i>HFSS</i>	44
Figura 20	Parâmetro $ S_{11} $ para elemento único original.	44
Figura 21	Parâmetro de diretividade original.	45
Figura 22	Ganho e diretividade em função da dimensão do substrato/plano terra.	46
Figura 23	Parâmetro $ S_{11} $ da antena <i>patch</i> de elemento único otimizada.	46
Figura 24	Ganho e Diretividade para 0° e 90°	47
Figura 25	Ganho e diretividade em comparação com tangente de perdas diferentes.	48
Figura 26	Arranjo série com dois elementos.	49
Figura 27	$ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de d	50
Figura 28	$ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de X_0	51
Figura 29	$ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de W_0	52
Figura 30	$ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.	53
Figura 31	Diretividade de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.	54

Figura 32 $ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d	54
Figura 33 $ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de X_0	55
Figura 34 $ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de W_0	56
Figura 35 $ S_{11} $ de arranjo série com dois elementos.	57
Figura 36 Diretividade de arranjo série com dois elementos.	58
Figura 37 Comparação do parâmetro $ S_{11} $ entre antena de um elemento e arranjo em série de dois elementos.	58
Figura 38 Comparação da diretividade entre antena de um elemento e arranjo em série de dois elementos.	59
Figura 39 arranjo série com quatro elementos.	60
Figura 40 $ S_{11} $ do arranjo em série projetado de antena <i>patch</i> com quatro elementos.	61
Figura 41 Diretividade do arranjo em série projetado de antena <i>patch</i> com quatro elementos.	61
Figura 42 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de d	62
Figura 43 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de X_0	63
Figura 44 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de W_0	64
Figura 45 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.	65
Figura 46 Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.	65
Figura 47 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d	66
Figura 48 Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d em $\theta = 0^\circ$	67
Figura 49 Comparação da diretividade de arranjo série com quatro elementos, entre melhores resultados da primeira e segunda etapa de d em $\theta = 0^\circ$	68
Figura 50 Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d em $\theta = 90^\circ$	68
Figura 51 Comparação da diretividade de arranjo série com quatro elementos, entre melhores resultados da primeira e segunda etapa de d em $\theta = 90^\circ$	69
Figura 52 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0	70

Figura 53 Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0 em $\theta = 0^\circ$	71
Figura 54 Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0 em $\theta = 90^\circ$	72
Figura 55 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de W_0	73
Figura 56 Resultados para diretividade em $\theta = 0^\circ$ da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	74
Figura 57 Resultados para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	75
Figura 58 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações.	76
Figura 59 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, com parametrização de W	77
Figura 60 $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, com parametrização de L	77
Figura 61 Arranjo em série de antena <i>patch</i> com quatro elementos.	78
Figura 62 Parâmetro $ S_{11} $ arranjo de quatro elementos.	79
Figura 63 Diretividade nos planos $\theta=0^\circ$ e $\theta=90^\circ$ para arranjo em série com quatro elementos.	79
Figura 64 Antena de microstrip <i>patch</i> em série de quatro elementos construída.	80
Figura 65 Comparação entre modelo simulado e construído	81
Figura 66 Comparação entre modelo simulado com variação de FR4 e construído.	82
Figura 67 Comparação entre diretividade do modelo simulado e construído.	82
Figura 68 Casamento entre linhas de arranjo corporativo.	83
Figura 69 Arranjo corporativo com oito elementos.	83
Figura 70 Parâmetro $ S_{11} $ para arranjo paralelo de 8 elementos.	84
Figura 71 Diretividade para arranjo paralelo de 8 elementos.	84
Figura 72 Comparação de coeficientes de reflexão($ S_{11} $), dos projetos desenvolvidos.	85
Figura 73 Comparação de diretividades dos projetos desenvolvidos.	85
Figura 74 Diagramas 3D quanto a diretividade.	86
Figura 75 Estrutura desenvolvida para <i>Beam Steering</i>	87
Figura 76 <i>Beam Steering</i> aplicado ao plano xz.	88
Figura 77 <i>Beam Steering</i> aplicado ao plano yz.	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Dimensões originais da antena <i>patch</i> retangular com um elemento. . . .	43
Tabela 2 – Dimensões originais e parametrizadas da antena <i>patch</i> retangular com um elemento.	47
Tabela 3 – Valores escolhidos para parametrizar de d , a distância entre os elementos.	49
Tabela 4 – Resultados da variação de d em primeira etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.	50
Tabela 5 – Resultados da variação de X_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.	51
Tabela 6 – Resultados da variação de W_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.	52
Tabela 7 – Dimensões parametrizadas do arranjo em série de dois elementos, após primeiras otimizações.	53
Tabela 8 – Resultados da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.	55
Tabela 9 – Resultados da variação de X_0 em segunda etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.	55
Tabela 10 – Resultados da variação de W_0 em segunda etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.	56
Tabela 11 – Dimensões parametrizadas do arranjo em série de dois elementos. . . .	57
Tabela 12 – Dimensões originais do arranjo em série de quatro elementos.	60
Tabela 13 – Resultados da variação de d em primeira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	62
Tabela 14 – Resultados da variação de X_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	63
Tabela 15 – Resultados da variação de W_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	64
Tabela 16 – Dimensões da primeira etapa de simulação do arranjo em série de quatro elementos.	66
Tabela 17 – Resultados da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	67
Tabela 18 – Resultados para diretividade em $\theta = 0^\circ$ da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	67
Tabela 19 – Resultados para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	69
Tabela 20 – Resultados finais para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	70

Tabela 21 – $ S_{11} $ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0	70
Tabela 22 – Resultados para diretividade em $\theta = 0^\circ$ da variação de X_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	71
Tabela 23 – Resultados para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de X_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	72
Tabela 24 – Resultados da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	73
Tabela 25 – Resultados da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	74
Tabela 26 – Resultados da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.	75
Tabela 27 – Dimensões da terceira etapa de simulação do arranjo em série de quatro elementos.	76
Tabela 28 – Dimensões finais da antena <i>patch</i> de quatro elemento.	78
Tabela 29 – Configurações de fases progressivas aplicadas para <i>Beam Steering</i> . . .	87

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>FEM</i>	Método dos elementos finitos
<i>FMCW</i>	<i>Frequency Modulated Continuous Wave)</i>
<i>GPS</i>	<i>Global Positioning System</i>
<i>PCB</i>	<i>Printed Circuit Board</i>
<i>RSSF</i>	Rede de Sensores Sem Fio
<i>RL</i>	<i>Return Loss</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

B_1	Susceptância
ΔL	Comprimento elétrico da antena
ϵ_r	Constante dielétrica relativa do material
ϵ_{eff}	Permissividade relativa efetiva
F_r	Frequência de ressonância
G_1	Condutância
h	Espessura do substrato dielétrico
L	Comprimento do <i>patch</i>
L_o	Comprimento da linha de alimentação
L_g	Comprimento do plano terra/substrato
λ	Lambda, Comprimento de onda
R_{in}	Resistência de entrada
t	Distância entre <i>patches</i> na vertical
W	Largura do <i>patch</i>
W_g	Largura do plano terra/substrato
W_o	Comprimento da estrutura de casamento
y_o	Largura da estrutura de casamento
Z_0	Impedância característica da linha

SUMÁRIO

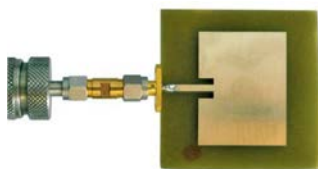
1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Motivação	20
1.2	Revisão bibliográfica	21
1.3	Objetivos	23
1.4	Organização do trabalho	24
2	ANTENAS DE MICROSTRIP E CONJUNTOS	25
2.1	Características básicas	25
2.2	Antenas de microstrip patch retangular	27
2.2.1	Método de distribuição de corrente magnética	28
2.2.2	Condutância	29
2.3	Métodos de alimentação	30
2.3.1	Alimentação por Cabo Coaxial	30
2.3.2	Acoplamento por abertura	31
2.3.3	Acoplamento por proximidade	32
2.3.4	Alimentação por linha de microstrip	32
2.4	Arranjo de antenas	34
2.4.1	Fator de arranjo e campo total	36
2.4.2	Arranjo Broadside	38
2.5	Arranjo de antena de Microstrip	39
2.5.1	Arranjo de Alimentação em série	39
2.5.2	Arranjo de Alimentação em paralelo	39
3	PROJETOS DE ANTENAS DE MICROSTRIP PATCH	41
3.1	Método de análise eletromagnética	41
3.2	Antena de microstrip patch retangular	42
3.3	Arranjos de antena de microstrip patch retangular	49
3.3.1	Arranjo em série com dois elementos	49
3.3.2	Arranjo em série com quatro elementos	59
3.3.3	Construção de arranjo em série com quatro elementos	80
3.3.4	Arranjo em paralelo	82
3.4	Comparação	84
3.5	Beam steering	86
4	CONCLUSÃO	89
	REFERÊNCIAS	91

ANEXO A – PROGRAMAÇÃO PARA PROJETAR DESIGN DA ANTENA	
<i>PATCH</i> RETANGULAR	93

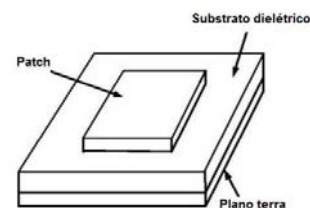
1 INTRODUÇÃO

As comunicações sem fio abrangem um amplo campo nas telecomunicações em constante crescimento, pois são aplicadas em diversas áreas como satélites (TUBBAL; RAAD; CHIN, 2015), *RADAR* (do inglês, *Radio Detection and Ranging*) (HALLIL et al., 2010), *WI-FI* (QIAN; CAI, 2014), *GPS* (do inglês, *Global Positioning System*) (BORGESE et al., 2011), *Broadcasting* de televisão e rádio (GULBAHAR; SENCAN, 2017), dentre outros, como telefonia móvel e *wireless*. Em conjunto a este crescimento, o desenvolvimento de antenas tem uma grande importância, pois apresentam um papel fundamental no desempenho do sistema de comunicação.

Uma opção para o desenvolvimento de dispositivos irradiadores que compõe a comunicação sem fio, são as antenas de *microstrip* Figura 1, como o exemplar de antena *patch* retangular representada na Figura 1a, caracterizada por ser composta por duas placas paralelas condutoras, sendo uma o *patch* irradiador e a outra o plano terra, separadas por um dielétrico condutor conforme este tipo de antena Figura 1b. Este tipo de antena apresenta diversas vantagens, como o peso leve, volume baixo, versatilidade no comportamento elétrico. Além disto, as antenas *patch* tem dimensões reduzidas, linhas de alimentação e redes de casamento que podem ser fabricadas simultaneamente com a estrutura da antena, facilidade de fabricação e preço de fabricação baixo, o que permite sua produção em massa (BALANIS, 2005). Portanto, dado o cenário de desenvolvimento de antenas compactas, este trabalho procura abordar o uso de antenas *patch* explorando suas características com único elemento ou em arranjo.



(a) Antena de microstrip *patch* em geometria retangular.



(b) Estrutura básica de antena *patch*.

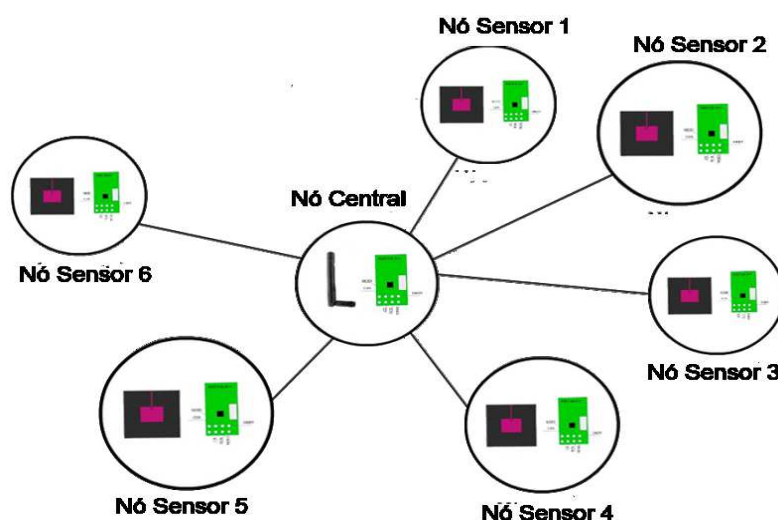
Figura 1 – Antena de microstrip *patch*.
Fonte: Própria autora.

1.1 MOTIVAÇÃO

O intuito desse trabalho é desenvolver, analisar e projetar de antenas de *microstrip patch* em 2,45GHz, parametrizando todas as dimensões possíveis a fim de obter a maior diretividade e menor coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, sejam eles em um único elemento ou em arranjo. Os arranjo se tornam importantes quando ressaltadas as dificuldades das antenas em obter largura de banda, ganho e diretividade que satisfaçam um sistema robusto. Exemplo de

onde aplicar o conceito de arranjo, é explorar a sua aplicação em radar de onda contínua modulada *FMCW* (do inglês, *Frequency Modulated Continuous Wave*)(WOLFF, 2016), assim como em (BOSKOVIC et al., 2015), onde um arranjo de 420 *patches* idênticos formam uma antena na banda Ku com ganho de 30dBi na faixa de frequência de 16,9-17,3GHz. Também tem aplicabilidade em sistemas de Rede de Sensores Sem Fio (RSSF) em ambientes externos, para aplicações *smartfarm*. Tal alternativa se justifica pela necessidade de baixo custo do sistema, onde a adaptabilidade, simplicidade de fabricação e escalabilidade de cada elemento são pontos essenciais para a construção do sistema de comunicação entre os nós da rede, conforme Figura 2, além de antenas mais diretivas. Estas características podem ser exploradas com o uso de antenas *microstrip patch* através dos diversos parâmetros de projeto disponíveis na sua otimização.

Figura 2 – Conectividade de uma Rede de sensores sem fio.



Fonte: Letícia Fidanza Barbosa.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

As vantagens relacionadas à versatilidade do uso das antenas *patch*, podem ser contrapostas à baixa diretividade e ganho, de acordo com (SRIVASTAVA; SHARMA; SHARMA, 2013), que apresenta um projeto de antenas *patch* retangular de elemento único uniforme, com ganho e diretividades teóricos na ordem de 5dBi. Outra desvantagem relevante é a dependência do material e sua tangente de perdas, conforme (KHAN, 2015), onde a eficiência da antena de *microstrip* retangular projetada para a frequência de 5GHz é de aproximadamente 50% na frequência de ressonância. Isto ocorre porque alguns dos materiais mais utilizados possuem tangente de perda com valor alto, e consequentemente a perda dielétrica no material também é alta.

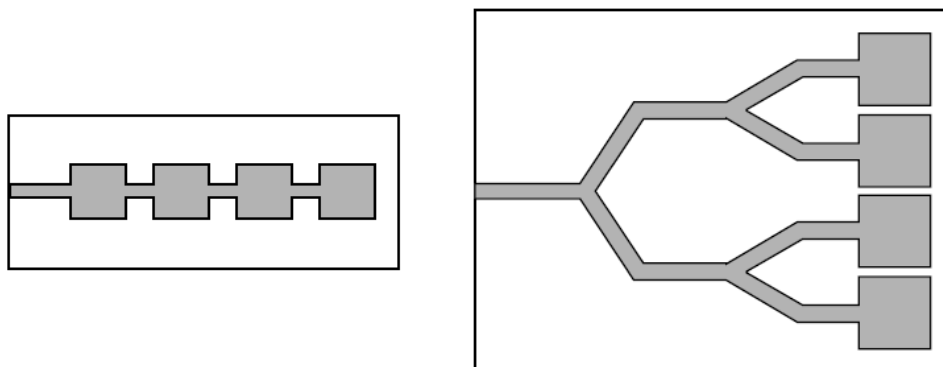
Para desenvolver um padrão requerido, que geralmente não pode ser alcançado com um único elemento, utiliza-se, alternativamente, um arranjo (que vem do inglês *array*) com

vários elementos para melhorar a diretividade. Em (KHRAISAT, 2012), antenas de *microstrip* retangular na frequência de 2,45GHz foram estudadas, e, o projeto com um elemento obteve ganho de 5,1877dBi. Quando o projeto foi desenvolvido para arranjos de dois e quatro elementos em série, alcançaram ganhos de 9,186dBi, e 13,2dBi, respectivamente.

Um arranjo de antenas consiste em agrupar elementos, somando seus sinais mediante a um acoplador para obter melhorias nas características das mesmas. O acoplamento pode ser realizado tanto no plano vertical, denominada alimentação em série, como no plano horizontal, denominada alimentação em paralelo ou corporativo, conforme mostrado na Figura 3, respectivamente. Exemplos de arranjo com alimentação em série e paralelo são demonstrados em (ALAM; GONI, 2009) (ERRIFI A. BAGHDAD; SAHEL, 2015), onde são descritos projetos de antenas, e um arranjo em paralelo é composto de quatro elementos em série interligados que apresentam diretividade e ganho de aproximadamente 15dBi.

Quanto ao aumento do ganho e diretividade, teoricamente, há um ganho de 3 dB ao duplicar o número de elementos no arranjo, 6 dB com quatro elementos e assim sucessivamente, porém, na prática é sempre menor devido a perdas do acoplador e da separação das antenas conforme evidenciado nos resultados apresentados em (ERRIFI A. BAGHDAD; SAHEL, 2015). Neste estudo, foram projetadas antenas com um elemento, e arranjo em série e paralelo utilizando impedância de 50Ω , espessura do substrato (h) de 0,79mm e RT-DURROID como material. No projeto com um elemento os resultados mostraram 8,53dBi de ganho, 8,89dBi de diretividade e $|S_{11}|$ de -14,33dB. Nos projetos de arranjo em série para dois, quatro, oito elementos obteve-se diretividade de 10dBi, 10,86dBi e 11,13dBi respectivamente. Os valores para $|S_{11}|$ foram -22,67dB, -28,54dB, -30,62dB, respectivamente. A distância de separação entre os elementos era de $\lambda/2$. Já nos arranjos configurados em paralelo para dois, quatro, oito elementos, as diretividades apresentadas foram 10,19dBi, 13,18dBi e 14dBi, respectivamente. $|S_{11}|$ nesse outro caso foi de -38,91dB, -33,69dB e -22,12dB, também respectivamente. A ultima configuração foi um modelo híbrido onde quatro arranjos em série foram conectados em paralelo a fim de absorver as vantagens das duas configurações. A diretividade encontrada foi de 15,3 dBi com $|S_{11}|$ de -15,28dB centralizada na frequência de 10GHz. As conclusões e resultados do trabalho mostram que em arranjos série nem sempre há um ganho significativo ao acrescentar elementos, pois não existem fórmulas fechadas para desenvolver com exatidão as linhas de junção dos *patch*, assim como as estruturas de casamento devem ser muito bem projetadas para evitar perdas de inserção. Os arranjos em paralelo, como possuem linhas de junções calculadas de acordo com o valor de impedância da antena, são mais fáceis de projetar, e portanto, o ganho no acréscimo de elementos se aproxima da teoria de 3dB. O modelo híbrido é uma alternativa para explorar como as duas projeções podem se desenvolver juntas. Além das ressalvas de projeção das alimentações e casamento da antena, no desenvolvimento de arranjo, para máxima diretividade, é necessário que todos os sinais sejam iguais em magnitude e fase, e que a distância entre os elementos sejam menores ou frações de λ conforme (PENCHEL et al., 2017) e (BALANIS, 2005).

Figura 3 – Arranjo em série e paralelo, respectivamente.



Fonte: (BALANIS, 2005).

1.3 OBJETIVOS

O propósito deste trabalho é projetar antenas *microstrip* com *patch* retangular e analisar seus resultados de acordo com os parâmetros de diretividade, ganho e coeficiente de reflexão $|S_{11}|$. Portanto o primeiro projeto é de uma antena *patch* simples, com um único elemento. Com este projeto, a intenção é analisar o funcionamento da antena quanto a sensibilidade das estruturas de casamento, largura do plano terra, e desempenho do material de acordo com sua tangente de perdas, a partir de análises paramétricas.

O segundo projeto, é a análise de antenas configuradas de arranjo em série. Análises paramétricas serão feitas a fim de obter máxima diretividade e menor coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, principalmente ajustando a distância de separação entre os elementos, que não possui valor fixo, mas pode variar de acordo com os frações de λ , onde os mais comuns são $\lambda/2$ e $\lambda/4$. Essa distância também influenciam em parâmetros estruturais da antena como comprimento e largura das linhas de alimentação, casamento entre a linha e a antena, e consequentemente do *patch* retangular, pois são essas distâncias que determinam o casamento entre os elementos da antena. A construção das antenas em série também é necessária a fim de comparar a verdadeira efetividade da antena e quais parâmetros influenciam as diferenças práticas e teóricas.

No projeto em paralelo, é necessário projetar uma árvore divisória de potência para interligar dois arranjos em série, e por isso é necessário encontrar as impedâncias das linhas de junções dos elementos, pois eles determinam a impedância de entrada para os elementos do arranjo. Com esta fase concluída é possível analisar todos os pontos de sensibilidade de cada antena. A última etapa de projetos consiste em aplicar a técnica de *beam steering* para redirecionar o lóbulo principal de quatro arranjos em série usando alimentação com fase progressiva e observar qual o comportamento dos lóbulos nos planos $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 90^\circ$.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A organização deste trabalho é composta por três capítulos, além da conclusão. No capítulo introdutório as motivações, objetivos e o resumo dos conceitos das antenas de *microstrip patch* são apresentadas, a fim de familiarizar o leitor com termos e pontos importantes do funcionamento da antena. No segundo capítulo são apresentados todos os conceitos teóricos necessários para o projeto das antenas, tanto para dimensões e alimentação, aplicadas a elemento único ou em arranjo. O terceiro capítulo aborda os processos de projeto das antenas nas configurações: elemento único, arranjo em série de dois e quatro elementos, arranjo em paralelo de oito elementos, e a técnica de *beam steering* com dezesseis elementos em série. Neste capítulo também é apresentada a construção da antena de quatro elementos em série, e a comparação com as simulações. Por fim as considerações finais do trabalho.

2 ANTENAS DE MICROSTRIP E CONJUNTOS

A antena de *microstrip patch* também denominada antena *patch*, foi apresentada em meados da década de 50, quando, em 1952, a primeira patente denominada “*Flat Aerial For Ultra High Frequencies*” foi publicada (GEORGES; HENRI, 1952). Foi efetivamente realizada após o desenvolvimento das placas de circuito impresso (*PCB*) (do inglês, *Printed Circuit Board*), e também a partir da disponibilidade de substratos com baixa tangente de perdas. As pesquisas voltadas para este tipo de antena exploram as vantagens como: peso leve, baixo custo de fabricação, além da versatilidade no formato *patch*, e a possibilidade de utilização na faixa de 100MHz a 50GHz. Em contra partida, as maiores desvantagens operacionais são a baixa eficiência quanto ao ganho e diretividade, largura de banda estreita, e irradiações externas das linhas de junções (BALANIS, 2005), que dependendo da aplicação, podem ser melhoradas com uso de arranjo ou não afetam o bom funcionamento do sistema. As aplicações mais comuns dessa antena encontradas na literatura são: comunicações móveis, como em (MISHRA et al., 2015) com antenas *microstrip* de diversas geometrias para 4GHz e 227MHz, e, radares, exemplificados em (WOLFF, 2016), onde 32 elementos em polarização horizontal são estudados a fim de diminuir a refletividade da interferência marítima.

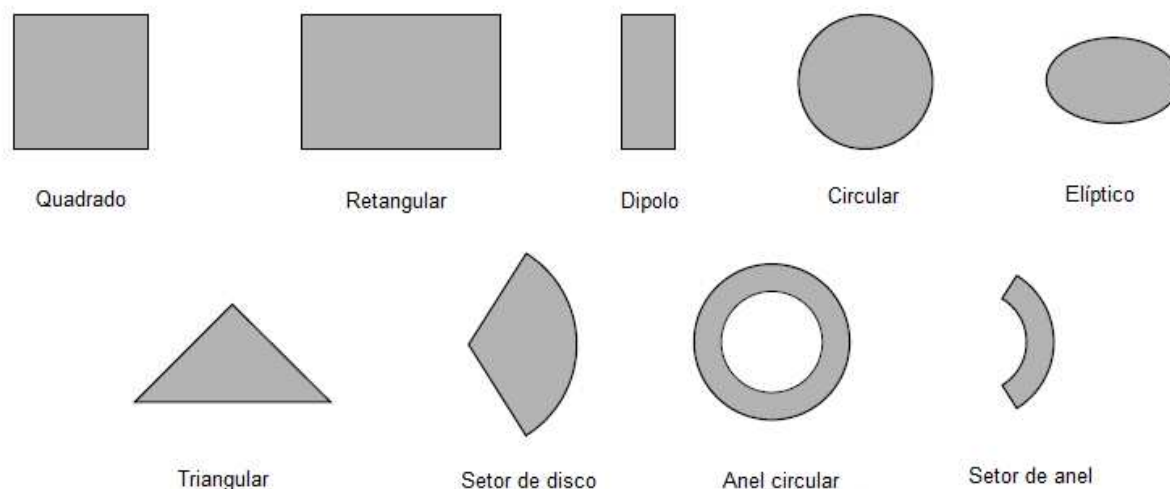
2.1 CARACTERÍSTICAS BÁSICAS

A composição das antenas de *microstrip patch* consiste de duas placas metálicas condutoras paralelas separadas por um substrato dielétrico, tal como uma placa de circuito impresso, sendo uma das placas o elemento irradiador, denominado *patch*, e a outra camada ligada ao lado oposto do substrato formando um plano de terra, conforme a 1b. Segundo definição de (BALANIS, 2005), “*São estruturas onde o patch é uma estrutura metálica muito mais fina que o comprimento de onda ($t \ll \lambda_0$), separada do plano terra por um substrato dielétrico de baixa perda, a uma distância h , entre $0,003\lambda \leq h \leq 0,5\lambda$ ”.* Em outras palavras, tem-se um *patch* radiador prototipado em um lado do substrato e, o plano terra prototipado do lado oposto.

Quanto a geometria, a escolha da mesma para o *patch* possibilita direcionar parâmetros como frequência de ressonância, impedância e diretividade, por exemplo. Existem uma diversa gama de geometrias que podem ser elaboradas, e são mostrados na Figura 4. O *patch* retangular é a configuração mais utilizada nesse modelo de antena, pois simplifica a complexidade de projeção e impressão. Assim, as desvantagens associadas ao projeto, podem ser relativas a partir do uso de geometrias simples, como circular, retângular e triangular. Há também a possibilidade de formatos fractais, que diminuem o comprimento físico da antena mantendo o comprimento elétrico, melhorando assim o espaço de preenchimento, e são usadas normalmente em aplicações de banda larga, conforme estudo desenvolvido em (SIDHU, 2016) onde o *design* proposto teve resultado de $|S_{11}|$ de -18,5061dB, -22,1394dB,

-14,7404dB e -6,2199dB nas faixas de frequência de 3,19-3,29GHz, 3,98-4,09GHz, 5,4-5,46GHz e 5,97-6,06GHz. Outros estudos de comparação foram compreendidos para decidir qual é a melhor geometria para o projeto em questão. Em (ASHYAP et al., 2016), é feita uma comparação de desempenho entre antena de *patch* retangular, e de *patch* em geometria *C* para a frequência de 5,2GHz no substrato FR4. O modelo retangular apresentou $|S_{11}|$ de -40,951dB e largura de banda de 7,9%, enquanto o modelo *C*, $|S_{11}|$ de -43,859dB com largura de banda de 13%. A grande diferença foi apresentada no ganho: a geometria retangular apresentou 6,5dBi, enquanto a outra, 4,830dBi. Neste estudo, observa-se que apesar da menor área de preenchimento, o formato complexo tem como desvantagem a perda no desempenho de radiação. Um segundo caso encontrado em (DALLI; BRI, 2012), foi a comparação entre dois *patches* considerados simples, retangular e circular, com antena de único elemento e em arranjo operando na banda-C (4GHz - 8 GHz). Na comparação com único elemento, para toda a faixa de frequência, a $|S_{11}|$ foi similar e abaixo de -10dB e o ganho de aproximadamente 5dBi nos dois casos. Nos casos de arranjos para 4 elementos, a diretividade foi de 10dBi para ambos os formatos. Portanto, quando a geometria é simples, não há muitas diferenças na comparação de resultados. Assim, foi escolhida a geometria retangular, por ser o modelo mais simplificado tanto para o projeto e formulação, quanto para a impressão e pelo maior resultado em parâmetros de ganho e diretividade.

Figura 4 – Exemplos de geometrias para as antenas de *microstrip patch*.



Fonte:(BALANIS, 2005)

Quanto a escolha do substrato, há a relação com a constante dielétrica do material que geralmente varia de 2, $2 \leq \epsilon_r \leq 12$ (BALANIS, 2005). O estudo apresentado em (SALMAN M. M. AMEEN, 20106) analisa os efeitos da tangente de perdas e da constante dielétrica em antenas circulares, e as conclusões foram que, a eficiência e o ganho diminuem com o aumento do valor da constante dielétrica do material, pois as perdas dielétricas do substrato aumentam exponencialmente. Em (BALANIS, 2005), também é justificado que quanto menor o valor da constante dielétrica ϵ_r , combinada com uma baixa tangente de perdas, melhor o desempenho da antena, porém os dielétricos são mais grossos. (SALMAN M.

M. AMEEN, 20106) comprova que o aumento do tamanho do dielétrico diminui a frequência de ressonância, pois há um aumento do raio efetivo do *patch*. Portanto para este projeto, foi escolhido o substrato FR4, que entra numa categoria intermediária, com constante dielétrica de 4,4 e tangente de perdas de 0,02, e com espessura de 0,8mm. O desempenho da antena a partir das características do material escolhido será demonstrado no decorrer deste trabalho.

2.2 ANTENAS DE MICROSTRIP PATCH RETANGULAR

Os métodos de análise das antenas são separados em duas categorias principais: métodos baseados na distribuição de corrente elétrica e métodos baseados na distribuição de corrente magnética equivalente, segundo (BALANIS, 2005). Os mais comuns nas antenas são os de linha de transmissão, cavidade e onda completa.

Comumente chamado de método onda completa, o método de corrente se baseiam na distribuição de corrente elétrica no plano terra e no *patch*. Existem problemas relacionados a soluções analíticas, pela complexidade de formulação que disponibilizem uma solução em forma fechada, e há a necessidade, nesses casos, de se fazer uma simplificação analítica até o ponto em que seja viável aplicar o método numérico (BALANIS, 2005) e portanto, as características de dimensionamento do *patch*, como geometria, altura do substrato e comprimento, determinam a complexidade da modelagem da antena *patch*. No eletromagnetismo, os métodos numéricos geralmente utilizados são os métodos de diferenças finitas (SARKAR, 1989) (BORAH et al., 1992), métodos dos elementos finitos e métodos dos momentos (GANESH; SUBHASHINI; JAGAN, 2017), onde os dois primeiros têm como resolução as equações diferenciais parciais e o último é baseado em equações integrais (ALEXANDER; SADIKU; NASCIMENTO,).

Os métodos baseados na distribuição de corrente magnética equivalente segundo (BALANIS, 2005) *"São métodos de simplificação dos procedimentos de radiação da estrutura, pois são baseados na distribuição de corrente magnética equivalente circundante às margens do patch. São modelos aproximados, e não dão relevância a ocorrências como dispersão e propagação de ondas de superfície em seus cálculos. O modelo de linha de transmissão se enquadra nessa categoria, e, portanto, é caracterizado como um método de fácil aplicação. Antenas aplicadas ao modelo de linha de transmissão, são analisadas como dois slots radiantes, com largura W e altura h , separadas por uma linha de transmissão de baixa impedância e comprimento L ". Apesar da simplicidade de análise, por se tratar de um modelo de aproximação, possuem resultados menos precisos.*

Para melhor dimensionar os parâmetros de largura e comprimento, tanto do *patch*, quanto do substrato, que são as maiores influenciadores do desempenho das antenas de *microstrip*, foi escolhido o método de distribuição de corrente magnética neste trabalho.

2.2.1 Método de distribuição de corrente magnética

A definição de largura e comprimento do método permitem que as dimensões sejam tomadas como finitas, e, portanto, sofrem com o efeito do franjamento nos campos nas bordas do *patch*. O franjamento é função tanto das dimensões do *patch*, quanto da espessura do substrato. Tendo em conta que L representa o comprimento do *patch*, W a largura do *patch*, h a espessura do substrato e ϵ_r a constante dielétrica, no campo elétrico principal onde $\frac{L}{h} \gg 1$, os efeitos do franjamento são amenizados, segundo teoria descrita em (BALANIS, 2005).

Deste modo, quando se define uma frequência de ressonância que é representada pela variável F_r , determinam-se as dimensões, o comprimento L e largura W de acordo com as equações:

$$L = \frac{c}{2F_r\sqrt{\epsilon_r}} - 2\Delta L, \quad (1)$$

$$W = \frac{c}{2F_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (2)$$

onde c é a velocidade da luz, ϵ_r a é constante dielétrica do material, que mede a "capacidade de uma material de armazenar carga elétrica sob um campo elétrico" (BALANIS, 2005).

Em 1, também tem-se ΔL que (BALANIS, 2005) define como uma quantia acrescentada nas duas extremidades da altura da antena, que devido aos efeitos de borda, que fazem a antena parecer maior eletricamente, definida de acordo com:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \left(\frac{\epsilon_{ref} + 0,3}{\epsilon_{ref} - 0,258} \right) \frac{\left(\frac{W}{h} + 0,254 \right)}{\left(\frac{W}{h} + 0,813 \right)}, \quad (3)$$

onde ϵ_{ref} representa a constante dielétrica efetiva, definida como "Uma função da relação entre a largura e a altura de uma linha de microstrip (W/H), bem como a constante dielétrica do material do substrato" (POZAR, 2011). (BALANIS, 2005) complementa que "Quando a linha de microstrip possui ar em cima do substrato, a constante dielétrica efetiva segue a condição de $1 < \epsilon_{ref} < \epsilon_r$. Em situações em que a constante dielétrica do material é maior que a unidade $\epsilon_r > 1$ a constante dielétrica efetiva ϵ_{ref} , será muito próxima de ϵ_r ".

Seguindo a formulação proposta, foi desenvolvido uma rotina computacional para calcular as dimensões, de acordo com o método, apresentado no *ANEXO A*. A primeira parte da programação é descrita nas linhas 1 a 12, onde inicialmente são solicitados os dados básicos para a construção da antena, como constante dielétrica, espessura do substrato, frequência e impedância de entrada. Com esses dados é possível calcular a largura da linha 14 a 20, comprimento na linha 27 e comprimento efetivo na linha 23, seguindo as equações representadas em 1, 2 e 3.

2.2.2 Condutância

Neste método, segundo (BALANIS, 2005) *"Cada slot radiante da antena, definidos como n° 1 e n° 2, são representados por uma admitância Y equivalente e paralela, que contem condutância G e susceptância B "*, conforme ilustra a Figura 5. A partir dessa definição, temos:

$$Y_1 = G_1 + jB_1, \quad (4)$$

onde a susceptância B_1 é definida por:

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0,636 \ln(k_0 h)], \quad (5)$$

e a condutância G_1 :

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi}, \quad (6)$$

A corrente I_1 :

$$I_1 = -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X}, \quad (7)$$

onde X é representado:

$$X = k_0 W, \quad (8)$$

e a constante de onda:

$$k_0 = 2\pi c/f. \quad (9)$$

Dado que os slots são idênticos, os termos podem ser descritos como:

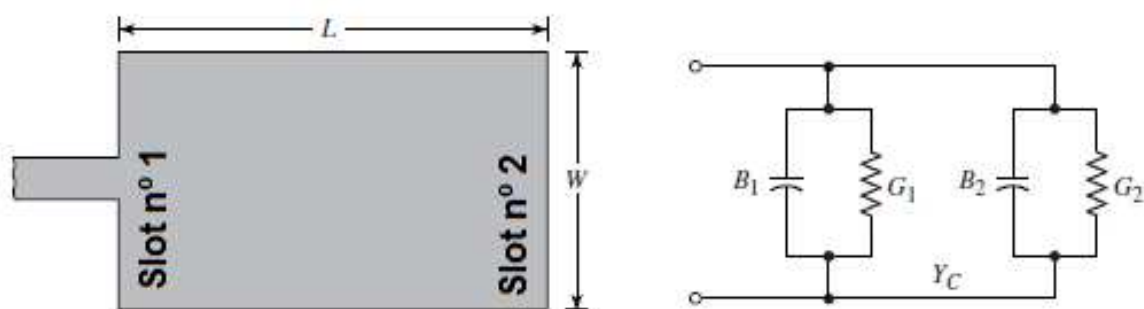
$$Y_1 = Y_2, G_1 = G_2, B_1 = B_2, \quad (10)$$

com G_{12} representando a condutância mútua:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta. \quad (11)$$

O termo J_0 é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero.

Figura 5 – *Patch* de *microstrip* retangular e circuito equivalente.



Fonte: (BALANIS, 2005)

No código, para representar o método de distribuição de corrente e as equações de condutância definidas de 4 a 10 foi desenvolvida programação conforme as linhas 30 a 39 do *ANEXO A*.

2.3 MÉTODOS DE ALIMENTAÇÃO

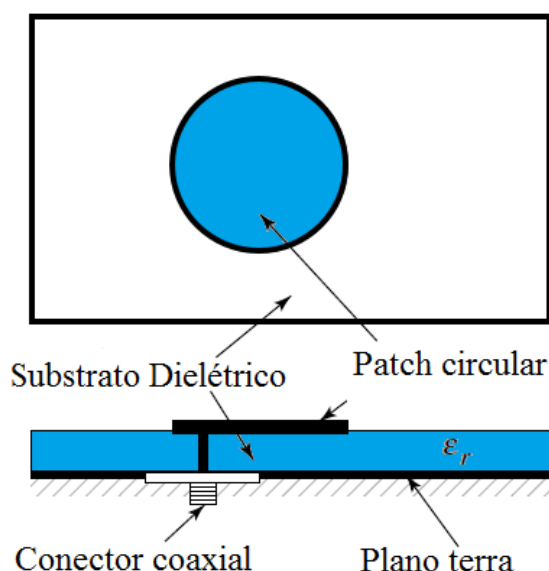
Há várias maneiras de alimentar uma antena de *microstrip patch*, envolvendo métodos de contato ou não. Nos métodos com contato, a alimentação de RF é diretamente conectada ao *patch* de radiação usando um elemento de conexão, como uma linha de *microstrip*. No método sem contato, a energia é transferida entre o *patch* e a linha de *microstrip* através de acoplamento eletromagnético (BALANIS, 2005). As técnicas mais encontradas para alimentação de antenas *patch*, segundo (JAMALI; COOK, 2013), são: linha *microstrip* e cabo coaxial, ambos métodos de contato, e acoplamento de abertura e acoplamento de proximidade, que são métodos sem contato. A alimentação interfere diretamente nos parâmetros da antena, pois a eficiência na transferência de potência entre o elemento radiador (*patch*) e a estrutura de alimentação, depende do casamento de impedância entre os dois. A radiação espúria gerada por alimentação não adequada pode aumentar os níveis dos lóbulos laterais no padrão de radiação. Outra consideração é a adequação da alimentação em aplicações em arranjo. Algumas estruturas de alimentação são passíveis de melhor desempenho devido ao maior número de parâmetros disponíveis. Portanto, um bom casamento de impedância entre as partes da antena *patch* significa diminuir ao máximo radiações espúrias que deteriorizam negativamente o diagrama de radiação para que haja o máximo de eficiência na transferência de potência entre a alimentação e o *patch*.

2.3.1 Alimentação por Cabo Coaxial

A alimentação por cabo coaxial também é bastante utilizada por ser feita em qualquer local do *patch*, fácil fabricação, porém também possui baixa largura de banda (BALANIS, 2005). Essa técnica é muito comum em estruturas de *microstrip*. O condutor interno do cabo coaxial é conectado ao *patch* da antena, enquanto o condutor externo é conectado ao plano de terra, como mostra a Figura 6. A vantagem está em poder posicionar em

qualquer local dentro do *patch* para combinar com a impedância de entrada, além da baixa radiação espúria na linha. Contudo, fornece largura de banda estreita, difícil modelagem em substratos grossos, e, se torna complexo de modelar pois em frequências altas, onde as estruturas tendem a ser menores, a afiação se torna crítica de se controlar

Figura 6 – Modelo de alimentação por cabo coaxial.

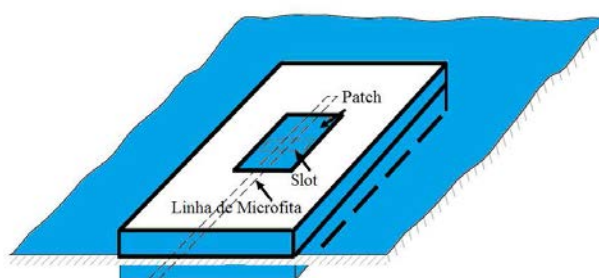


Fonte:(BALANIS, 2005)

2.3.2 Acoplamento por abertura

A alimentação por acoplamento permite uma redução na radiação espúria em relação à alimentação via cabo coaxial e linha de *microstrip*, porém ainda apresenta largura de banda estreita e é mais complicada de ser fabricada. Essa forma de alimentação consiste em dois substratos separados por um plano de terra e uma linha de *microstrip* abaixo do substrato inferior que transfere a energia ao *patch* através de uma fenda no plano de terra, como é mostrado na Figura 7. O casamento de impedância é feito através do projeto da largura da linha de *microstrip* e das dimensões da fenda no plano de terra (BALANIS, 2005).

Figura 7 – Acoplamento por abertura.

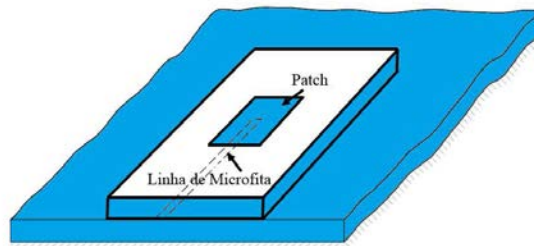


Fonte:(BALANIS, 2005)

2.3.3 Acoplamento por proximidade

Esta técnica de alimentação consiste em uma linha de alimentação localizada entre dois substratos, como mostra a Figura 8. O *patch* é colocado sobre o substrato superior, enquanto que o plano de terra é colocado sob o substrato inferior. De todos os métodos de alimentação mencionados, o método de proximidade é o método que permite que a antena possua uma maior largura de banda e baixa radiação espúria em relação às alimentações por cabo coaxial e linha de *microstrip* (BALANIS, 2005). O casamento de impedância é atingido variando-se a largura da linha de transmissão e espessura dos substratos.

Figura 8 – Acoplamento por proximidade.



Fonte: (BALANIS, 2005)

2.3.4 Alimentação por linha de microstrip

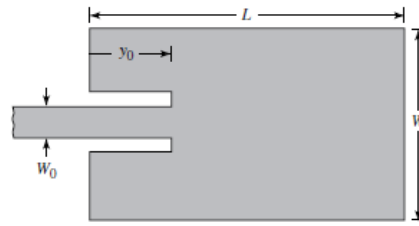
Nesta técnica, uma linha condutora está conectada diretamente a borda do *patch*. A linha é menor em largura com relação ao *patch*. Quando se trata de um *patch* retangular como na Figura 10, é comum encontrar reentrâncias onde há o contato entre a linha com o *patch*, que são os *inset feed*, técnica desenvolvida para que haja casamento de impedância entre a entrada da antena e a linha (HU et al., 2006). O cálculo da distância y_0 , como mostra a Figura 9 de reentrância é dado pela equação:

$$R_{in}(y = y_0) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right), \quad (12)$$

onde a resistência de entrada $R_{in}(y = 0)$ pode ser representada por:

$$R_{in}(y = 0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})}. \quad (13)$$

Figura 9 – Patch retângular com Inset feed.



Fonte:(BALANIS, 2005)

As maiores vantagens desta técnica estão relacionadas a facilidade de fabricação, casamento de impedância simples a partir do controle do ponto de inserção, e a modelagem simples, pois pode ser gravada no mesmo substrato para fornecer uma estrutura plana. Porém, conforme a espessura do substrato aumenta, as radiações espúrias geradas também aumentam, limitando a largura de banda. Para a modelagem da largura da linha de *microstrip* dada uma impedância, ou o processo inverso, onde a análise da impedância de uma linha de *microstrip* para uma determinada largura, podem ser desenvolvidas de forma analítica (BALANIS, 2005).

Há duas condições de análise, sendo a primeira quando a largura da linha é menor que a espessura do substrato, ou seja, quando $\frac{W}{h} < 1$. Esta condição é:

$$Z_0 = \frac{60}{(\epsilon_{eff})^{0,5}} \ln \left(\frac{8W}{h} + 0,25 \frac{W}{h} \right), \quad (14)$$

onde:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12W}{h} \right)^{-0,5} + 0,41 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], \quad (15)$$

com Z_0 representando a impedância característica da linha, ϵ_{eff} a permissividade relativa efetiva, h a espessura do substrato, ϵ_r a constante dielétrica relativa do material e W a largura da linha de *microstrip*.

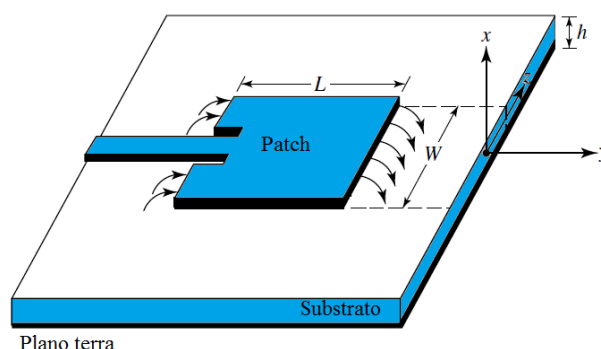
A segunda condição é quando $\frac{W}{h} \geq 1$, ou seja, a largura da linha é maior ou igual a espessura do substrato. Assim a forma analítica é apresentada segundo as equações:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\epsilon_{eff}^{0,5}} \left[\frac{1}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 + \ln \left(\frac{W}{h} + 1,4444 \right)} \right], \quad (16)$$

onde:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12W}{h} \right)^{-0,5} \right]. \quad (17)$$

Figura 10 – Modelo de alimentação linha de *microstrip*.



Fonte: Própria autora.

Pela simplicidade de fabricação e a possibilidade de estudar o controle a partir dos pontos de inserção da linha de alimentação, este foi o método escolhido para ser aplicado a antena desejada. Portanto, foi necessário acrescentar os parâmetros desenvolvidos nesta seção na programação de projeto, conforme as linhas 42 e 43 do *ANEXO A*.

2.4 ARRANJO DE ANTENAS

Em muitas aplicações, é necessário projetar antenas com características de irradiação específicas, como, por exemplo, diagrama de radiação muito diretivo, para atender às demandas da comunicação de longa distância, o que é possível somente aumentando o tamanho elétrico da antena. Uma outra alternativa para melhorar as características diretivas, além da escolha do substrato da antena, sem necessariamente aumentar o tamanho dos elementos individuais, é formar um arranjo de elementos radiantes em uma configuração elétrica e geométrica, formada por multielementos, é chamada, segundo (BALANIS, 2005), de arranjo. A respeito da geometria dos elementos e a formação do campo total do arranjo, (BALANIS, 2005) define: *"Geralmente, os elementos de um arranjo são idênticos, por simplicidade de projeto e construção. O campo total do arranjo é determinado pela adição vetorial dos campos radiados pelos elementos individuais, que admitti que a corrente em cada elemento é igual a do elemento isolado (desprezando-se o acoplamento), mas na prática, quem determina a corrente é a separação de elementos. Para conseguir diagramas bem direcionais, é necessários que os campos dos elementos do arranjo interfiram construtivamente (somem) nas direções desejadas e interfiram destrutivamente (cancelem-se mutuamente) no restante do espaço"*. Portanto, existem parâmetros que são usados para controlar o padrão requerido à antena:

- A configuração geométrica do arranjo (linear, circular, retangular, esférica, etc.);
- A distância entre os elementos;
- A amplitude de excitação dos elementos individuais;

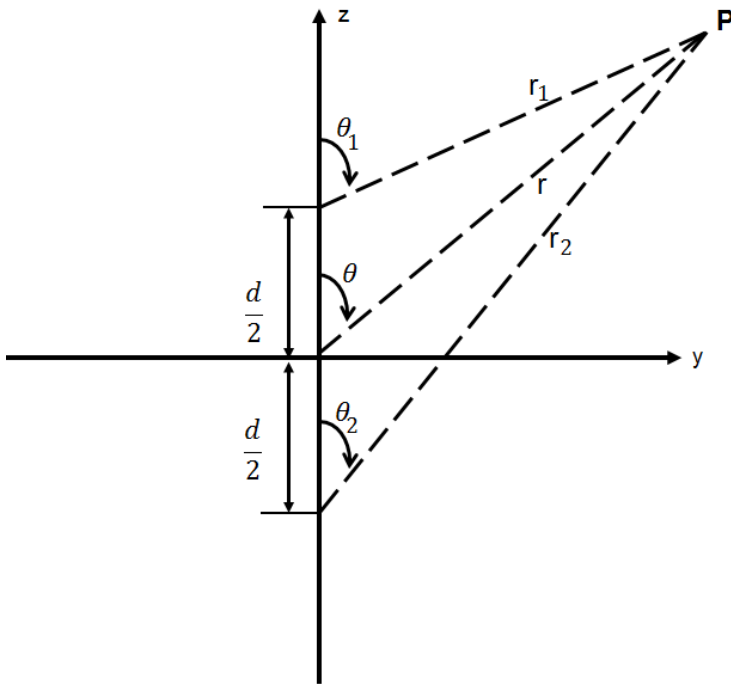
- O padrão relativo dos elementos individuais.

Considerando um arranjo com dois elementos, o campo elétrico na região de campo distante de cada um deles são representados pelas equações 18 e 19 conforme a geometria da Figura 11 :

$$\mathbf{E}_1 = M_1 E_{N1}(\theta_1, \phi_1) \frac{e^{-j\left(kr_1 - \frac{\beta}{2}\right)}}{r_1} \rho_1, \quad (18)$$

$$\mathbf{E}_2 = M_2 E_{N2}(\theta_2, \phi_2) \frac{e^{-j\left(kr_2 + \frac{\beta}{2}\right)}}{r_2} \rho_2. \quad (19)$$

Figura 11 – Geometria arranjo de dois elementos.



Fonte:(BALANIS, 2005).

Onde β é a diferença de fase na excitação entre os dois elementos, M_1 e M_2 as magnitudes dos campos, ρ_1 e ρ_2 os vetores de polarização, E_{N1} e E_{N2} os padrões de campo normalizados, e por fim, r_1 e r_2 as distâncias até o ponto de observação em campo distante P.

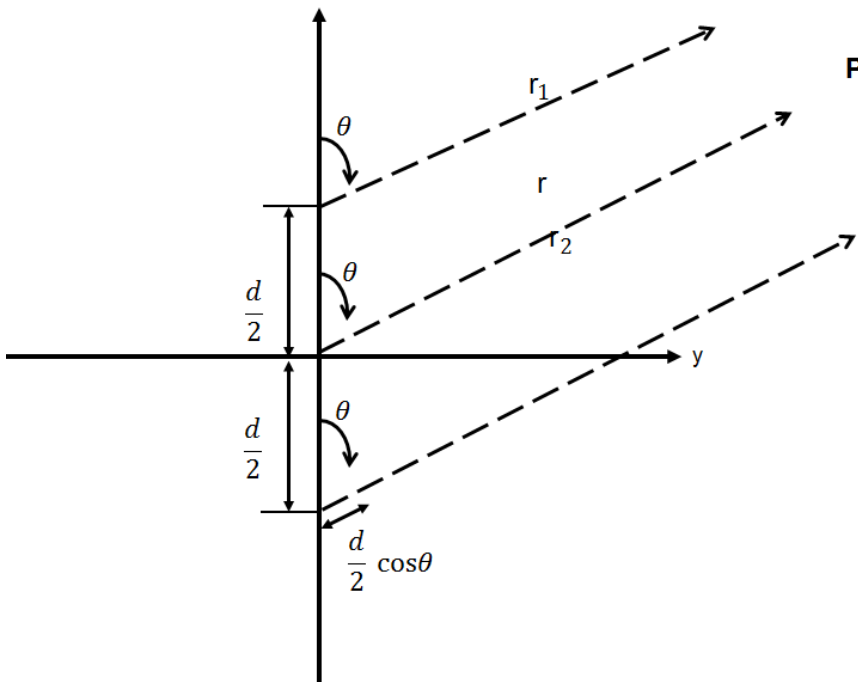
Segundo descrito em (BALANIS, 2005), quando os elementos são posicionados no eixo z , o campo total irradiado, assumindo que não há acoplamento entre os elementos, é a soma no plano y - z , conforme mostra a equação 20, simplificada pela equação 21 e Figura 12. A excitação em todos os radiadores é assumida como igual em campo distante

$(\theta_1 \simeq \theta_2 \simeq \theta)$:

$$\mathbf{E}_T = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = \vec{\rho} \frac{M}{r} e^{-jkr} E_N(\theta, \phi) \left[e^{j\left(\frac{kd}{2} \cos \theta + \frac{\beta}{2}\right)} + e^{-j\left(\frac{kd}{2} \cos \theta + \frac{\beta}{2}\right)} \right], \quad (20)$$

$$\mathbf{E}_T = \vec{\rho} M \frac{e^{-jkr}}{r} E_N(\theta, \phi) \times 2 \cos \left(\frac{kd \cos \theta + \beta}{2} \right). \quad (21)$$

Figura 12 – Configuração arranjo de dois elementos.



Fonte:(BALANIS, 2005).

2.4.1 Fator de arranjo e campo total

Assumindo a formulação para campo total conforme a equação 21 existem dois parâmetros de controle do arranjo. O primeiro é representado pelo campo elétrico normalizado E_N . O segundo é intitulado fator de arranjo (do inglês *array factor*), que depende da separação d e ou da fase β entre os elementos, determinados na equação normalizada 22. Portanto, o desempenho do arranjo é função da geometria do arranjo e da excitação de fase de cada elemento.

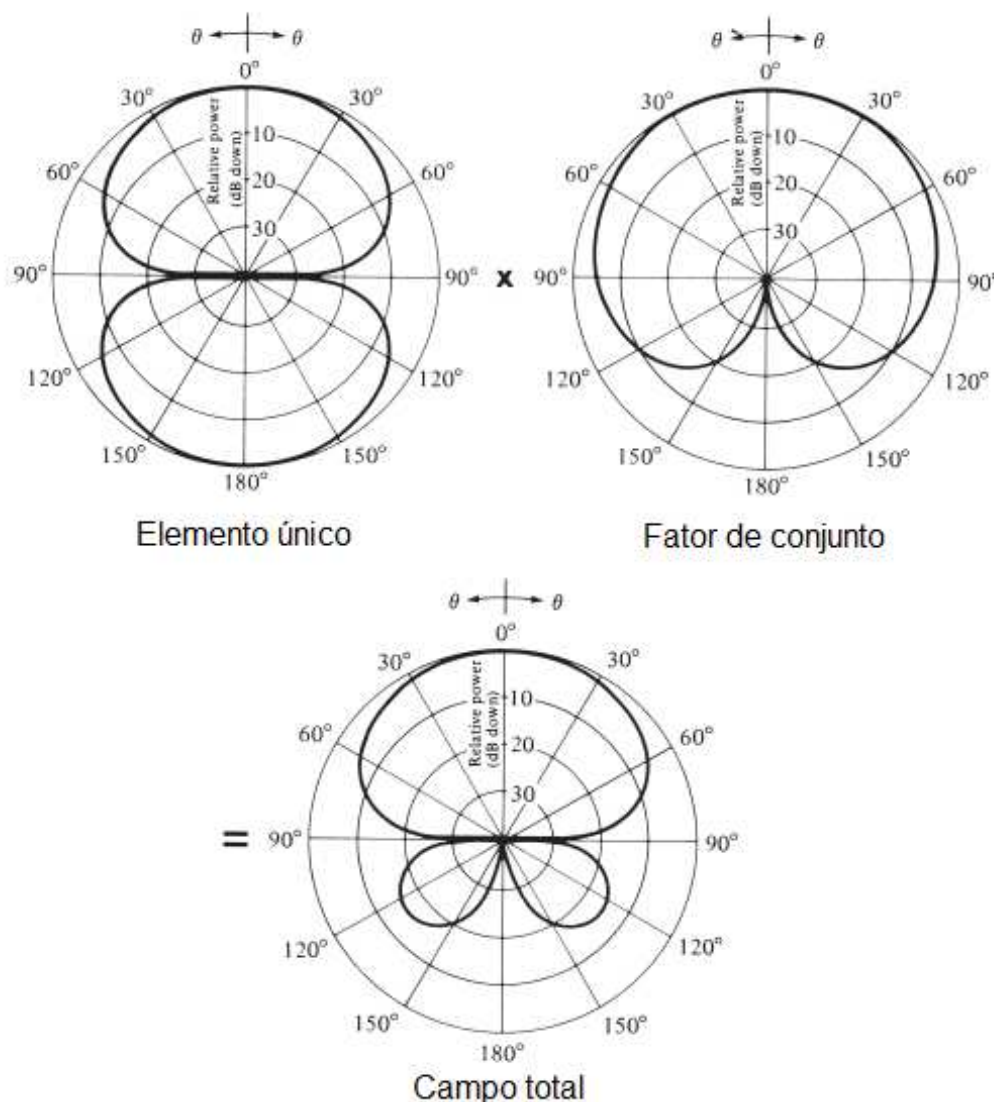
$$(AF)_n = \cos \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \beta). \quad (22)$$

Assim o campo total, pode ser expresso pela equação 23, que representa o produto entre o campo elétrico de um único elemento em um ponto de referência que geralmente é a fonte, pelo fator de arranjo da equação 22.

$$\vec{E}(total) = [E \times AF].. \quad (23)$$

Para ilustrar o funcionamento da equação 23, a figura Figura 13 representa o diagrama de campo de um único elemento, multiplicado pelo diagrama de campo do fator de arranjo e seu campo total.

Figura 13 – Diagramas de campo.



Fonte:(BALANIS, 2005).

Quando tem-se N elementos no arranjo, o processo de análise ocorre de forma similar ao feito para dois elementos. A figura Figura 14, que também apresenta o diagrama fasorial para N elementos, é importante ressaltar, que segundo (BALANIS, 2005) *"todos os elementos necessariamente devem ter amplitude de excitação idênticas mas corrente de fase progressiva, ou seja, cada elemento leva em consideração a corrente do elementos anterior levando a um adiantamento de fase, formando um arranjo uniforme. Somente com essas condições as considerações deste capítulo são válidas. Portanto, o fator de arranjo é representado por uma soma exponencial, relacionando a soma vetorial de N fasores de*

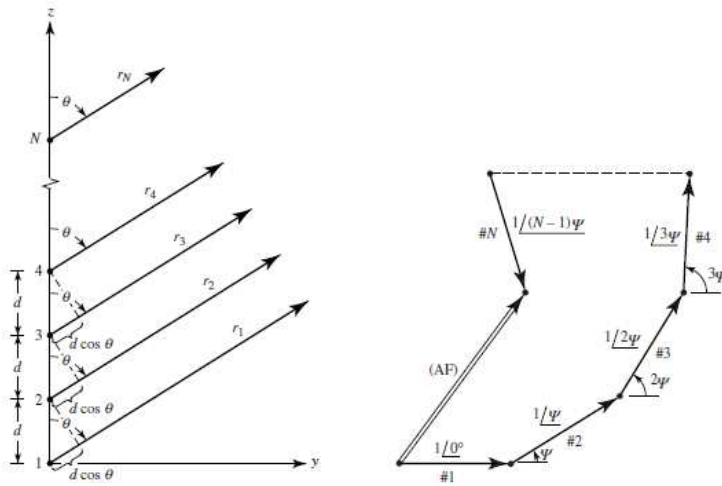
amplitude unitária e fase progressiva ψ dado pela equação:"

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\psi}, \quad (24)$$

onde:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta. \quad (25)$$

Figura 14 – Geometria campo distante e diagrama fasorial.



Fonte:(BALANIS, 2005).

2.4.2 Arranjo Broadside

Os arranjos *broadside* são arranjos cuja a máxima radiação está na direção transversal, ou seja, normal ao eixo do arranjo, quando os elementos e o fator de arranjo AF , demonstrados na Figura 13, deve ter seus máximos em $\theta = 90^\circ$, conforme resultados obtidos em (PENCHEL et al., 2017). Para que essa condição de máxima radiação em $\theta = 90^\circ$ seja satisfeita, de acordo com a teoria desenvolvida em (BALANIS, 2005), as excitações ao qual os elementos são submetidos devem ter a mesma fase e amplitude. Para que AF seu valor máximo, deve seguir a equação 26, e como a mesma ocorre em $\theta = 90^\circ$ a equação 27 satisfaz a condição:

$$\psi = kd \cos \theta + \beta = 0, \quad (26)$$

$$\psi = kd \cos \theta + \beta |_{\theta=90^\circ} = \beta = 0. \quad (27)$$

A distância entre os elementos do arranjo obedece a condição imposta, e diminui a possibilidade de surgir lóbulos laterais quando de acordo com a equação:

$$d_{max} < \lambda. \quad (28)$$

2.5 ARRANJO DE ANTENA DE MICROSTRIP

Como visto anteriormente, os meios de excitação dos elementos devem ser cuidadosamente projetados. Segundo (BHARTIA et al., 2001), *"arranjo podem ser alimentados por uma única linha, ou por várias linhas em um arranjo de rede de alimentação. O primeiro é referido como uma rede de alimentação em série, enquanto o segundo é referido como uma rede de alimentação corporativa ou em paralelo"*.

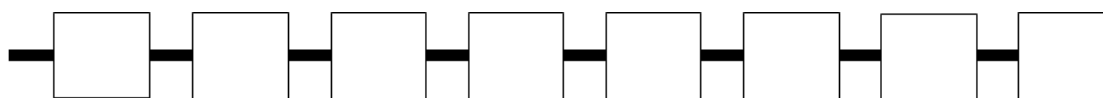
Na alimentação em paralelo, existe apenas uma porta de entrada e múltiplas linhas de alimentação em paralelo, onde cada linha termina em um elemento radiador individual. Já a rede de alimentação em série, consiste em uma linha de transmissão continua onde pequenas proporções de energia são progressivamente acopladas dentro de cada elemento individual disposto ao longo da linha (ERRIFI A. BAGHDAD; SAHEL, 2015).

Em um arranjo alimentado em série, o sinal de entrada, alimentado a partir de uma extremidade da rede de alimentação, é acoplado serialmente aos elementos de antena. *"A característica compacta dos arranjos alimentados em série é uma das principais vantagens que as tornam mais atraentes do que as alimentadas por paralelo. Além da compactação, o pequeno tamanho das matrizes alimentadas em série resulta em menos perdas de inserção e radiação pela rede de alimentação"*. As configurações de alimentação da série sofrem de largura de banda estreita e diferença de fase inerente causada pelas diferenças nos comprimentos das linhas de alimentação. Em ambos os casos, existem efeitos que devem ser monitorados com cautela, entre eles as perdas dielétricas, radiação espúria e descontinuidades, como curvas, junções e transições (BHARTIA et al., 2001).

2.5.1 Arranjo de Alimentação em série

A teoria desenvolvida em (BHARTIA et al., 2001) define os arranjos de antena *patch* alimentados em série como um conjunto de elementos interconectados com linhas de transmissão de alta impedância com alimentação no primeiro elemento, conforme a figura Figura 15. Como neste caso a alimentação é representada por uma linha compacta, as perdas de inserção citadas como principal desvantagem nos *arranjos* corporativo, não são tão significativas nos *arranjos* em série, que por sua vez, são limitados por variação na direção da impedância e do feixe sobre a faixa de frequência desejada.

Figura 15 – Configuração de arranjo de alimentação em série.



fonte: Adaptado de (BHARTIA et al., 2001) .

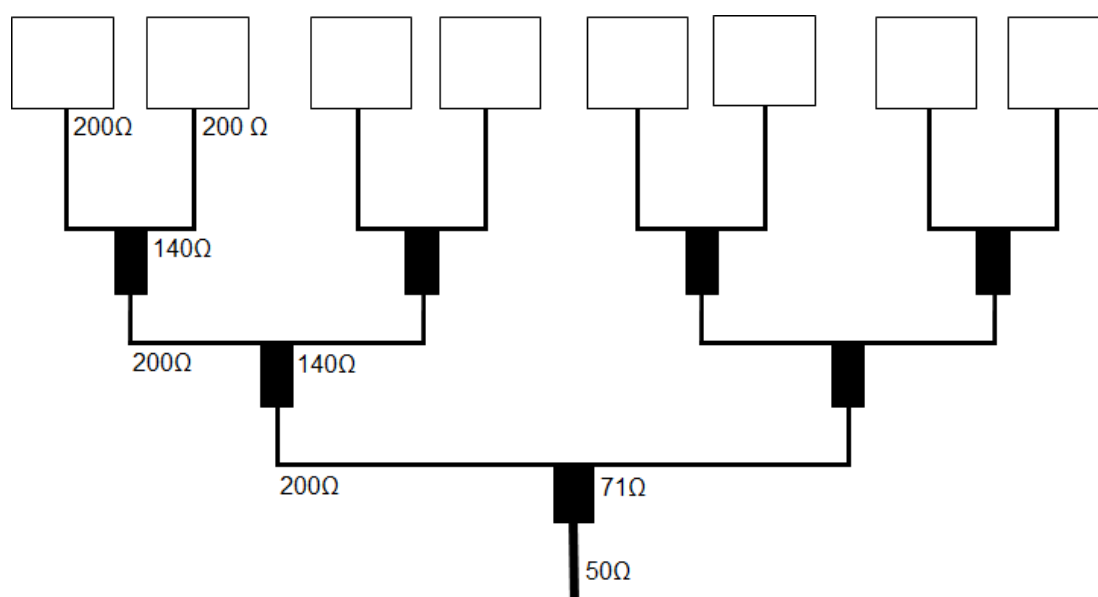
2.5.2 Arranjo de Alimentação em paralelo

De acordo com (BHARTIA et al., 2001) a alimentação paralela, *"Os elementos de antena são alimentados por uma rede divisória de potência de 1:n com comprimentos iguais"*

do ponto de alimentação até cada elemento". Como principais vantagens da configuração, têm-se a simplicidade de design, largura de banda mais ampla, além da versatilidade em relação ao espaçamento entre os elementos do arranjo. A maior desvantagem para esse tipo de configuração é a alta perda de inserção, que é descrita por (BHARTIA et al., 2001), "Conforme o número de elementos aumenta, é necessário mais espaço para a alimentação e portanto, em grandes arranjos, o comprimento das linhas de alimentação que interligam cada patch é longo, resultando em perdas de inserção significativas. Os efeitos da perda de inserção, podem ser analisados em frequências de onda milimétricas e altas. Nas frequências milimétricas, é considerada mais acentuada e degrada o ganho do arranjo, enquanto em frequências altas, as linhas de alimentação colocadas no mesmo plano que os patches irradiam e interferem nos mesmo, aumentando o acoplamento mútuo e polarização cruzada em relação ao arranjo. Uma alternativa a essa desvantagem é o uso de linhas de alimentação com impedância característica alta, que minimizam a degradação da linha, ou diminuir ao máximo o número de divisores de potência para que a otimização seja mais simples".

Um exemplo descrito em (BHARTIA et al., 2001) de linhas de alimentação com impedância característica alta é visto na figura Figura 16, onde oito patches retangulares com impedância característica de 200Ω são interligados a uma única linha de alimentação de 50Ω . Os elementos são conectados em um transformador de quarto de onda com impedância característica de 140Ω e volta para uma linha de 200Ω , que novamente é conectada a um transformador de 140Ω . Este processo se repete em todos os patches até que o par de linha de alimentação de 200Ω seja unido por uma última junção, e conectado através de outro transformador de quarto de onda com impedância característica de 71Ω , combinada com a linha de 50Ω que alimenta o arranjo.

Figura 16 – Configuração de arranjo de alimentação paralela.



Fonte: Adaptado de(BHARTIA et al., 2001) .

3 PROJETOS DE ANTENAS DE MICROSTRIP PATCH

3.1 MÉTODO DE ANÁLISE ELETROMAGNÉTICA

O HFSS, sigla usada para *High Frequency Structure Simulator for 3D Eletromagenetics*, é uma plataforma que inclui múltiplas tecnologias de simulação para *design* de componentes ou sistemas com três interfaces básicas, modelo 3D, Circuito linear e 3D plano, e foi o simulador escolhido para desenvolver este trabalho. Usa uma técnica numérica chamada Método dos Elementos Finitos (*FEM*) (ALEXANDER; SADIKU; NASCIMENTO,), que é um procedimento em que uma estrutura é subdividida em muitas subseções menores chamadas elementos finitos. Os elementos finitos usados pelo *HFSS* são tetraedros, e toda a gama de tetraedros é chamada de malha.

Uma solução é encontrada para os campos dentro dos elementos finitos, e esses campos estão inter-relacionados, de modo que as equações de Maxwell sejam satisfeitas nos limites entre os elementos, produzindo uma solução de campo para toda a estrutura original. Uma vez encontrada a solução de campo, a solução generalizada da matriz S é determinada.

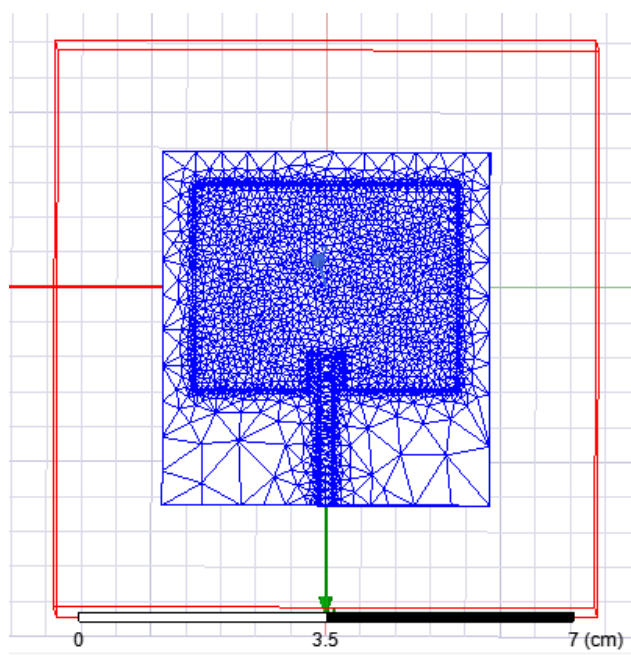
O software usa malha adaptativa, o que significa que ele configura uma malha inicial, resolve os campos e, em seguida, reajusta com base em onde os campos têm alta concentração e / ou gradiente. Para obter resultados mais precisos, essas malhas também podem ter tamanhos limitados. No projeto em questão, esse ajuste foi feito para a definição dos tetraedros do *patch*, substrato e plano terra, e, é representada pela Figura 17. Cada etapa de re-malha é chamada de "passe adaptativo".

A cada passo, os parâmetros de espalhamento são avaliados em cada porta e comparados com o passo anterior. A diferença entre os dois é denominada ΔS_{11} , que com um único valor previamente configurado, caracteriza a sensibilidade da malha na matriz S . Sua função é relatar a variação de magnitude e fase entre as malhas. O passe adaptativo ocorre apenas na frequência da solução especificada, determinada previamente no parâmetro Sweep de frequência do programa.

Portanto, para garantir que a simulação esteja correta, o HFSS faz os passes adaptativos até que o ΔS_{11} caia abaixo de um limite definido. A escolha de ΔS_{11} estabelece o compromisso entre a precisão do resultado e o poder computacional quanto a memória e processamento, e também pode dizer para fazer um número máximo de passos, de tal forma que a simulação irá parar ou não quando os parâmetros de espalhamento convergirem.

Para soluções em que critérios de convergência para entradas específicas da matriz S especificados durante ou após o processo de solução, é possível visualizar a diferença máxima da fase S entre dois passos consecutivos além do ΔS_{11} já mencionado. O ΔS_{11} máximo (Fase S) está disponível após dois ou mais passes serem concluídos. Neste projeto, foi selecionado o uso da matriz de convergência com ΔS_{11} máximo de 0,001 e ΔS_{11} de

Figura 17 – Malha adaptada para antena *patch* retangular de elemento único.



Fonte:Própria autora.

fase igual a 1 grau com 30 passos e frequência centrada em 2,45GHz, considerado um refinamento ótimo, mas dependendo do computador utilizado, pode sobrecarregar a memória e o processamento dos passos.

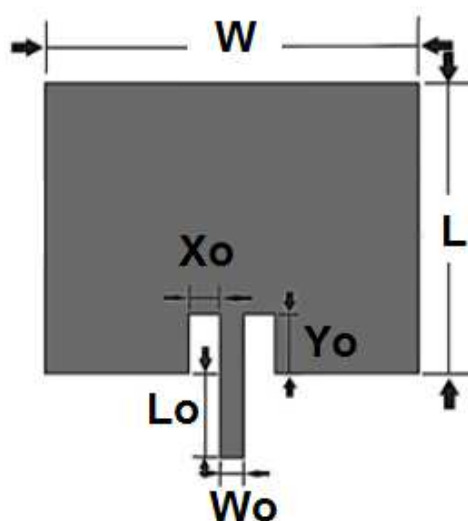
Nos processos de análise e de parametrização da antena deste trabalho, o simulador *ANSYS* utilizou o *HFSS Design* com a opção *Driven terminal*. Isso significa que o tipo de solução selecionada dá resultados em termos de corrente e tensão. As estruturas do *patch* e terra foram aplicados como *PERFECT E* (PEC), o que significa a criação de um condutor perfeito sem perdas no *patch* e quando aplicado ao plano terra temos um plano infinito. O tipo de porta escolhido foi o *Lumped port*, devido a sua indicação em simulações onde a energia precisa ser obtida internamente para um modelo e pela simplicidade. As *Lumped port* só funcionam se estiverem conectando apenas duas faces metálicas ou *PEC*, pois aplica uma diferença de potencial entre esses dois *PECs* ou faces metálicas e é assim que uma onda é aplicada à antena. Ao redor da estrutura da antena foi construída uma caixa de radiação, onde as ondas irradiam infinitamente no espaço sendo absorvidas no limite da radiação. Devem ter pelo menos um quarto de comprimento de onda longe de qualquer superfície radiante.

3.2 ANTENA DE MICROSTRIP PATCH RETANGULAR

Ao aplicar a formulação analítica fechada descrita para o modelo de linha de alimentação com método de distribuição de corrente magnética, a partir dos parâmetros iniciais de projeto, como, frequência de operação de 2,45GHz, espessura do substrato de $h=0,8\text{mm}$, constante dielétrica do FR4-4 de 4,4 e impedância de entrada de 50Ω , temos a partir da programação descrita no *ANEXO A*, as dimensões originais apresentadas com a Tabela 1

e esquematizadas na Figura 18.

Figura 18 – Dimensões da antena de *microstrip* retangular de elemento único.



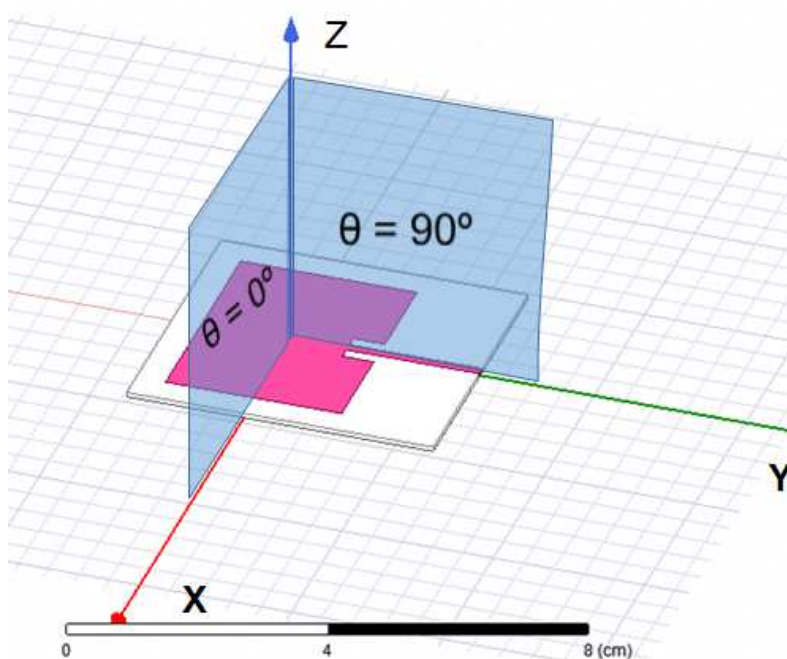
Fonte:Própria autora.

Tabela 1 – Dimensões originais da antena *patch* retangular com um elemento.

Parâmetros	Original (mm)
Largura patch (W)	37,26
Comprimento patch (L)	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	1,49
Comprimento linha de alimentação (L_0)	11,60
Largura estrutura de casamento (X_0)	1,96
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	6,18
Largura plano terra/substrato (W_g)	42,06
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	33,87

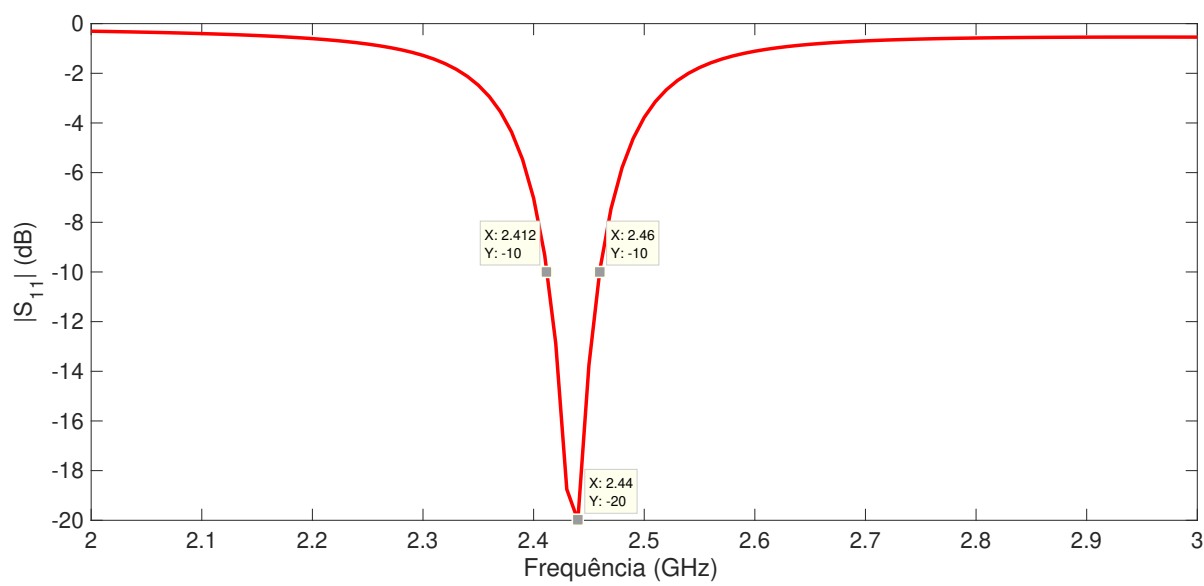
A Figura 19 ilustra o projeto da antena com um único elemento no software, onde vale ressaltar que, o eixo xy representa o plano $\theta=0^\circ$ e o eixo yz, o plano $\theta=90^\circ$. Os valores encontrados para $|S_{11}| = -20\text{dB}$, e a diretividade de 5,2dBi estão dispostas na Figura 20 e Figura 21, respectivamente. Foram necessárias as primeiras parametrizações, pois a frequência apresentada no parâmetro $|S_{11}|$ encontra-se deslocado para 2,44GHz.

Figura 19 – Projeto da antena de um elemento desenvolvido no software *HFSS*.



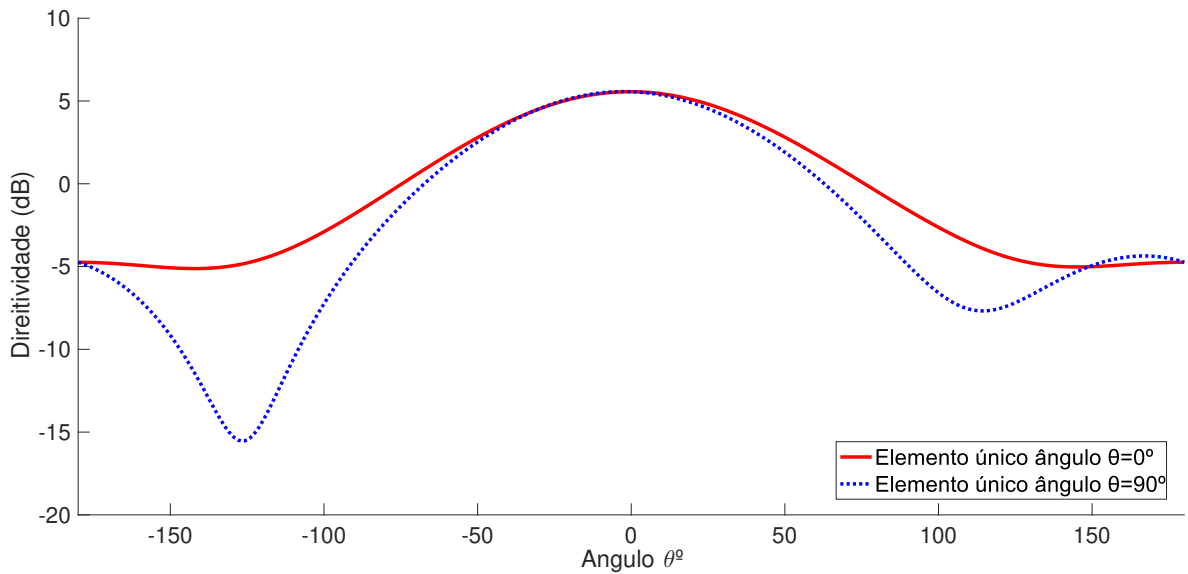
Fonte: Própria autora.

Figura 20 – Parâmetro $|S_{11}|$ para elemento único original.



Fonte: Própria autora.

Figura 21 – Parâmetro de diretividade original.



Fonte: Própria autora.

Com intuito de otimizar os parâmetros $|S_{11}|$, diretividade e ganho, mas mantendo as dimensões do *patch*, foram variados através da ferramenta "optimetrics" do software *ANSYS HFSS*, a largura da linha de transmissão, comprimento da linha de transmissão, comprimento da estrutura de casamento e as dimensões do substrato/plano terra, individualmente. As dimensões do *patch* foram mantidas, visto que as estruturas de casamento davam a sensibilidade necessária para deslocar o resultado para a frequência desejada.

Nas otimizações desenvolvidas pela função *parametrics*, o critério de intervalo variados, era montar uma grade de pontos grande e dependendo de qual apresentasse o melhor resultado, a grade de pontos afunilando-se até encontrar a dimensão otimizada.

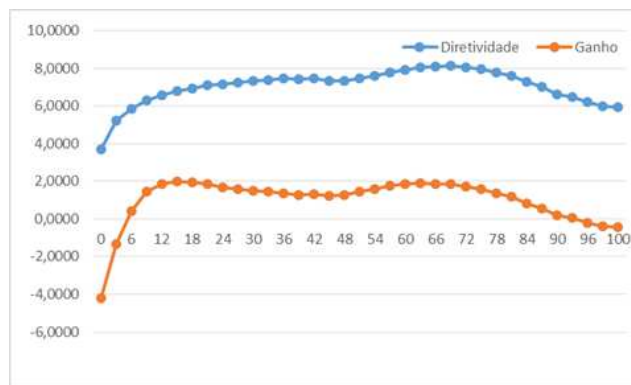
Para o dimensionamento do substrato e consequentemente do plano terra, foi usada a formulação descrita nas equações 29 e 30, onde L_g é o comprimento e W_g a largura:

$$L_g = 6h + L, \quad (29)$$

$$W_g = 6h + W. \quad (30)$$

A fim de otimizar o *design* da antena e validar os resultados das equações 29 e 30 foi criada uma variável NH para aumentar o fator de multiplicação representado pelo valor "6" nas equações. Os parâmetros de diretividade e ganho foram utilizados para a comparação. Com a função *optimetrics*, foi variado valores de 0 a 100 em passos de 3. As curvas da figura Figura 22, mostram que até o valor do passo 12 há um crescimento significativo nos valores tanto de ganho quanto pra diretividade, e que depois desse resultado há uma constante quanto a melhora dos resultados. Portanto, para a otimização, foi selecionado o valor de $12h + L$ para comprimento e $12h + W$ para largura.

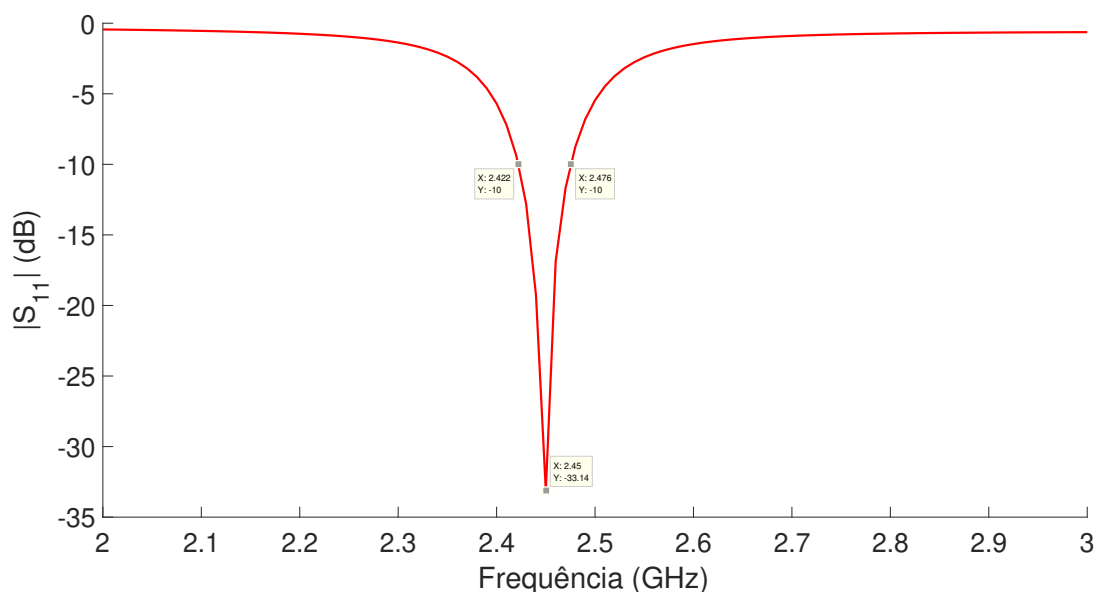
Figura 22 – Ganho e diretividade em função da dimensão do substrato/plano terra.



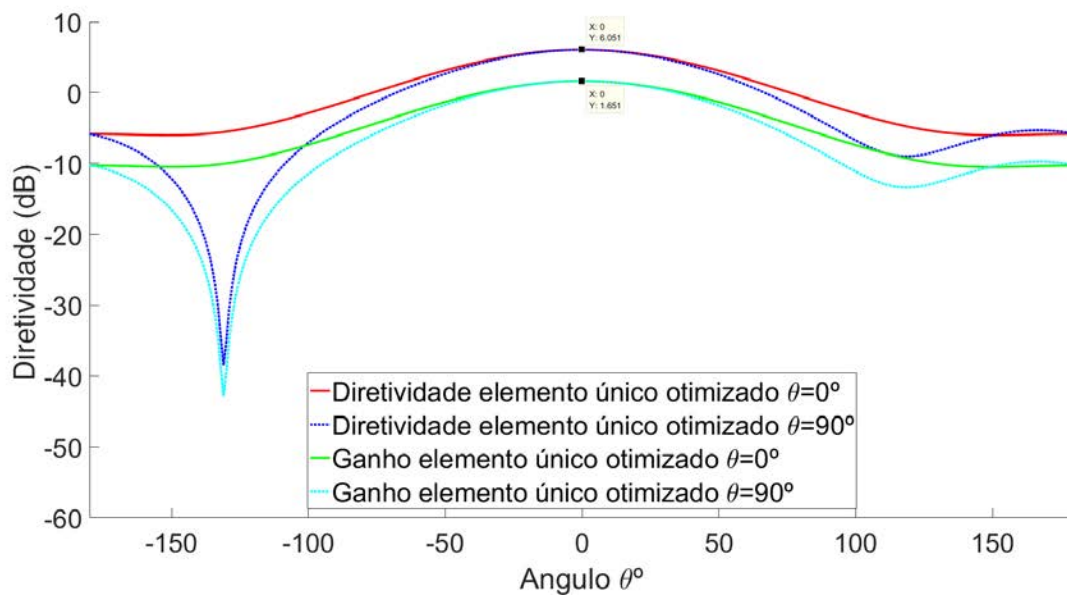
Fonte: Próprio autor.

A partir dos melhores resultados das parametrizações, descritos na tabela 2 para $|S_{11}|$, ganho e diretividade, a antena obteve $|S_{11}|=-33,14\text{dB}$ conforme a figura Figura 23, diretividade de 6,051dBi e ganho de 1,651dBi representados na figura Figura 24, onde fica evidente como as perdas associadas ao material, diferenciam os valores máximo ganho da máxima diretividade.

Figura 23 – Parâmetro $|S_{11}|$ da antena *patch de elemento único otimizada*.



Fonte: Próprio autor.

Figura 24 – Ganho e Diretividade para 0° e 90° .

Fonte: Próprio autor.

Tabela 2 – Dimensões originais e parametrizadas da antena *patch* retangular com um elemento.

Parâmetros	Original (mm)	Parametrizado (mm)
Largura patch (W)	37,26	37,26
Comprimento patch (L)	29,07	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	1,49	1,53
Comprimento linha de alimentação (L_0)	11,60	16,70
Largura estrutura de casamento (X_0)	1,96	1,96
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	6,18	5,18
Largura plano terra/substrato (W_g)	42,06	50,57
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	33,87	46,86

O ganho é definido como a diretividade da antena após ser afetada por perdas de condutor, perdas dielétricas, medidas pela eficiência e é representado pela equação 31. Ganho e diretividade estão relacionadas através de e_{cd} que é a eficiência da radiação da antena (adimensional). Portanto uma antena pode ter alta diretividade, mas, devido a perdas (perdas de condutor, perdas dielétricas, medidas pela eficiência ou deficiência da antena) a radiação geral da antena não é a desejada (POZAR, 2011).

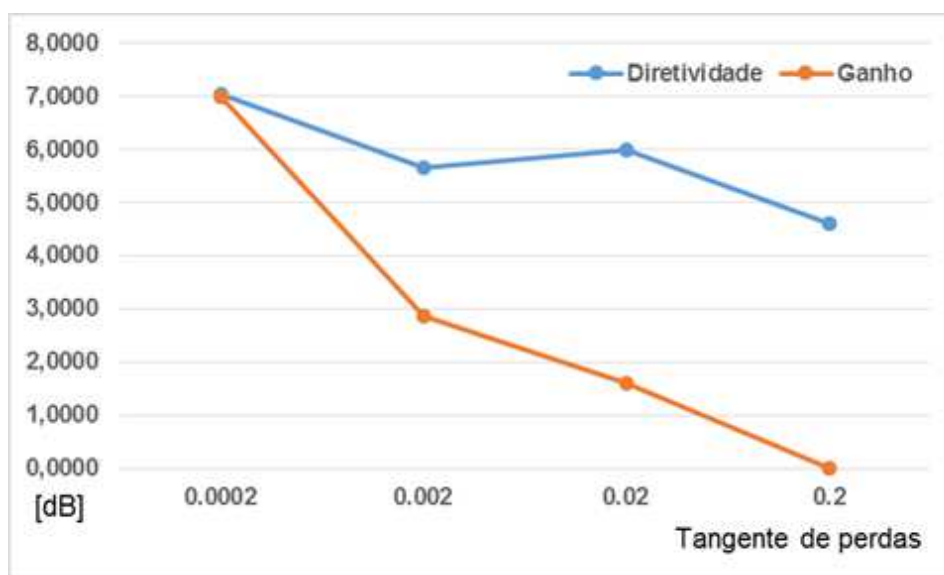
$$G(\theta, \phi) = e_{cd}D(\theta, \phi) \quad (31)$$

Ganho de antena é um parâmetro que está intimamente relacionado com a diretividade da antena. A diretividade é o quanto uma antena concentra energia em uma direção em detrimento da radiação em outras direções. Portanto, se a antena for 100% eficiente, a diretividade seria igual ao ganho da antena. Como todas as antenas irradiarão mais em

alguma direção que em outras, portanto, o ganho é a quantidade de potência que pode ser alcançado em uma direção, em contrapartida da potência perdida nas outras. O ganho é sempre relacionado ao lobo principal e é especificado na direção da radiação máxima.

Como as perdas podem ser relacionadas com as perdas dielétricas, a partir de variações do valor da tangente de perdas ($\tan\delta$) num intervalo de 0,0002 até 0,2, foi possível analisar os impactos dessa variação nos parâmetros de ganho e diretividade conforme a figura Figura 25. Para valores menores, como o de 0,0002, ganho e diretividade são aproximadamente iguais, e isso significa que a eficiência do material se aproxima de seu valor máximo, enquanto valores mais altos como 0,2 apresentam diferença de quase 5dB entre diretividade e ganho. O material utilizado no projeto, FR4, possui tangente de perdas de 0,02, e portanto, justifica a diferença entre ganho e diretividade da figura Figura 25.

Figura 25 – Ganho e diretividade em comparação com tangente de perdas diferentes.



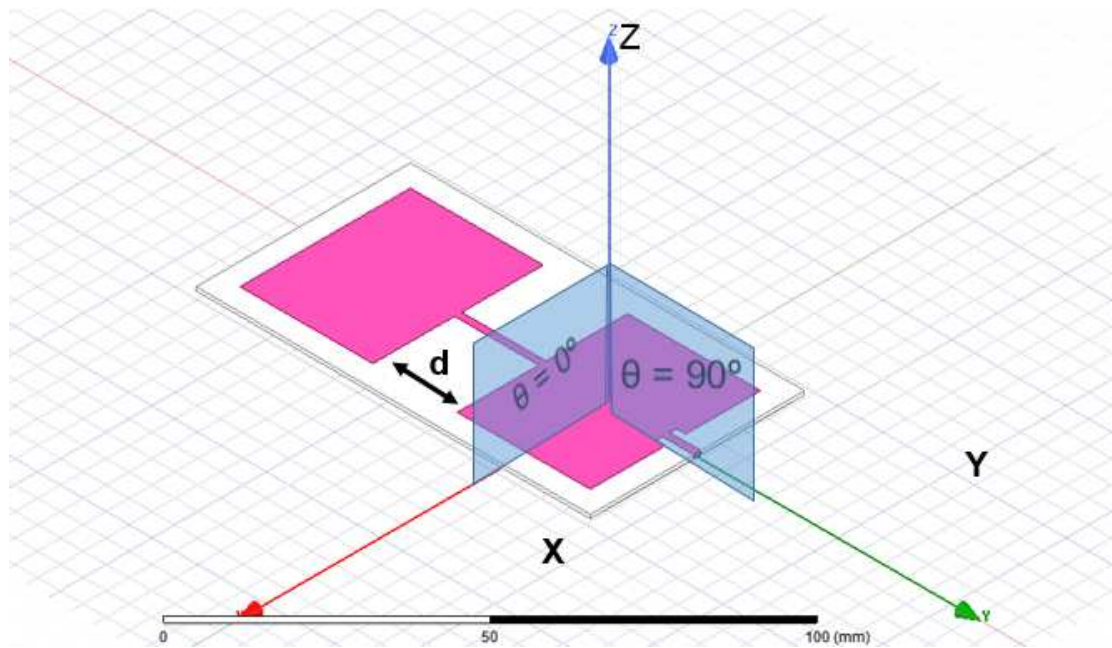
Fonte: Próprio autor.

3.3 ARRANJOS DE ANTENA DE MICROSTRIP PATCH RETANGULAR

3.3.1 Arranjo em série com dois elementos

O primeiro projeto de arranjo desenvolvido foi um conjunto em série com dois elementos, ilustrada na Figura 26. Com intuito de manter as dimensões do *patch* retangular em $W=37,26\text{mm}$ e $L=29,07\text{mm}$, assim como as medidas da estrutura de alimentação e casamento $W_0=1,53\text{mm}$, e $L_0=16,70\text{mm}$ e $X_0=1,96\text{mm}$ e $Y_0=5,18\text{mm}$, de acordo com as medidas de parametrização para um único elemento, descritas na Tabela 2, a preocupação inicial era em torno da distância de separação entre os dois elementos.

Figura 26 – Arranjo série com dois elementos.



Fonte: Própria autora.

Como citado em teoria descrita em (BALANIS, 2005), a distância recomendada em arranjos é $d_{max} < \lambda$. Neste projeto, devido a frequência de operação de 2,45GHz o valor de $\lambda \approx 122,5\text{mm}$. Portanto, foram determinados estrategicamente valores complementares de λ para a primeira etapa de testes, tendo como meta principal a otimização de tamanho da antena, com melhor desempenho quanto $|S_{11}|$ e diretividade. Os valores escolhidos para a primeira etapa de parametrizações estão descritos na Tabela 3.

Tabela 3 – Valores escolhidos para parametrizar de d , a distância entre os elementos.

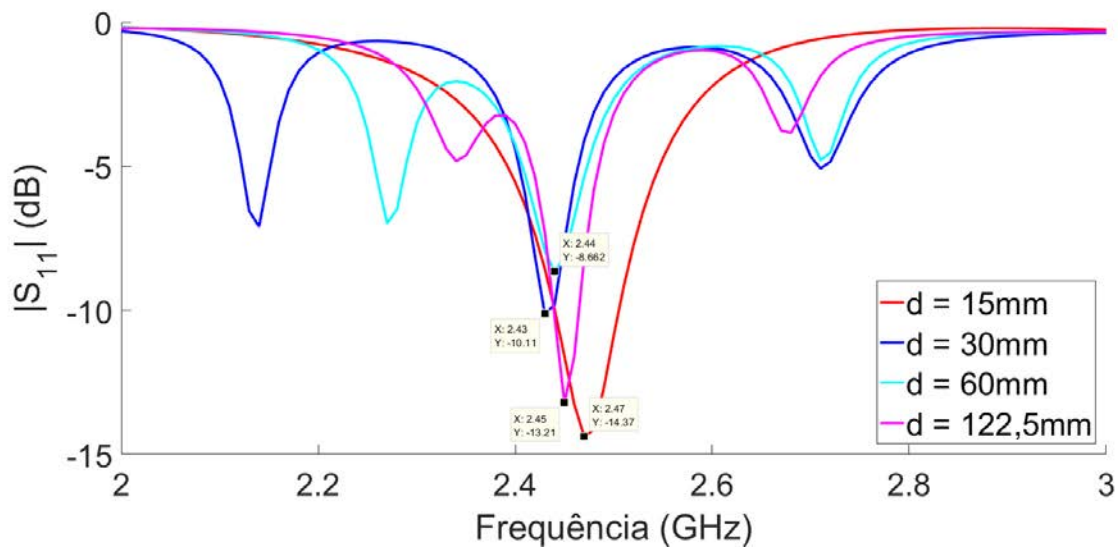
Distância	λ	$\lambda/2$	$\lambda/4$	$\lambda/8$
d (mm)	122,5	60	30	15

Fonte: Própria autora.

Os valores propostos para d foram analisados a partir do parâmetro $|S_{11}|$, com intuito de obter o resultado mais próximo da frequência da projeção inicial. A Figura 27 ilustra o com-

portamento da variação de d durante os testes além da descrição da Tabela 4. Houveram dois valores que se destacaram, $d=122.5\text{mm}$ que foi exatamente na frequência desejada com parâmetro $|S_{11}|=-13,21\text{dB}$, e $d=15\text{mm}$, que apesar de deslocada para $2,47\text{GHz}$, obteve resultado de $|S_{11}|=-14,37\text{dB}$. A decisão de prosseguir as parametrizações com $d=15\text{mm}$ se deu pelo menor tamanho que a linha apresentaria, com objetivo de ter um modelo de antena compacto, além de que, com a pouca diferença da frequência desejada, variações de outras dimensões poderiam facilmente centralizar para a frequência de $2,45\text{GHz}$.

Figura 27 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de d .



Fonte: Própria autora.

Tabela 4 – Resultados da variação de d em primeira etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.

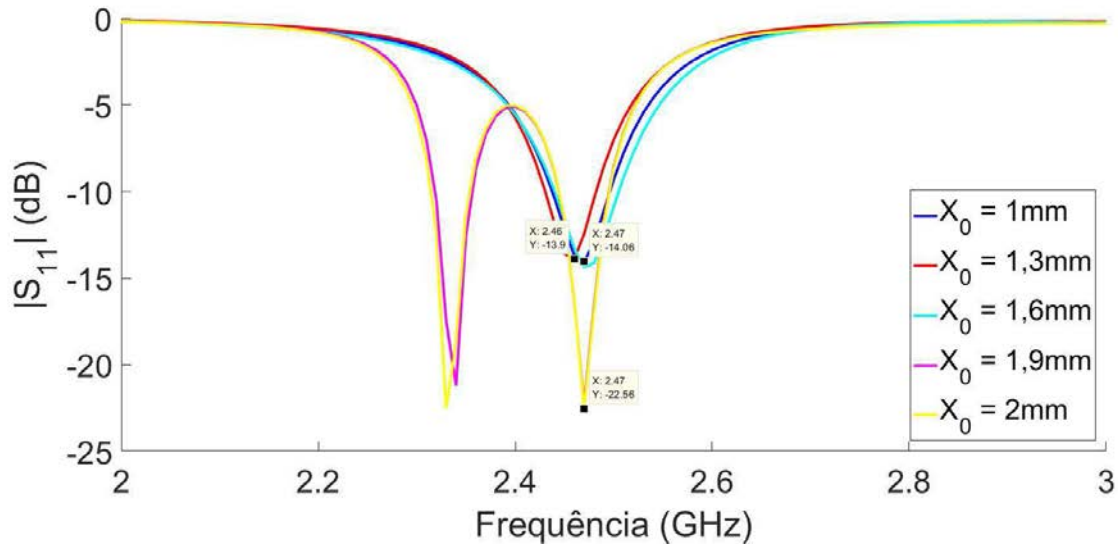
Distância	$d=15\text{ mm}$	$d=30\text{ mm}$	$d=60\text{ mm}$	$d=122,5\text{ mm}$
$ S_{11} $	-14,37dB	-10,11dB	-8,66dB	-13,21dB
Frequência	2,47GHz	2,43GHz	2,44GHz	2,45GHz

Fonte: Própria autora.

O próximo passo dos teste buscava centralizar a frequência de operação da antena para $2,45\text{GHz}$, e ainda manter as dimensões do *patch* retangular com as medidas originais. O parâmetro escolhido para o seguinte teste foi a largura da estrutura de casamento (X_0), que a partir da construção da primeira antena, tinha valor original de $X_0=1,96\text{mm}$. Neste caso, a variação seguiu o intervalo de 1mm até 2mm ao passo de $0,3\text{mm}$, descritas na Tabela 5. A Figura 28 ilustrada variação de X_0 . Seus resultados indicaram $X_0=1\text{mm}$ e $X_0=1,3\text{mm}$ com $|S_{11}|=-13,9\text{dB}$ para frequência centralizada de $2,46\text{GHz}$, $X_0=1,6\text{mm}$ com $|S_{11}|=-14,06\text{dB}$ para frequência centralizada de $2,47\text{GHz}$ e $X_0=1,9\text{mm}$ e $X_0=2\text{mm}$ com $|S_{11}|=-22,56\text{dB}$ para frequência centralizada de $2,47\text{GHz}$. Os valores de $X_0=1,9\text{mm}$ e $X_0=2\text{mm}$ foram

descartados, devido a segunda componente de frequência significativa gerada, próxima a frequência de 2,3GHz. Portanto, a escolha foi para $X_0 = 1,6\text{mm}$.

Figura 28 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de X_0 .



Fonte: Própria autora.

Tabela 5 – Resultados da variação de X_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.

X_0	$X_0=1\text{mm}$	$X_0=1,3\text{mm}$	$X_0=1,6\text{mm}$	$X_0=1,9\text{mm}$	$X_0=2\text{mm}$
$ S_{11} $	-13,90dB	-13,90dB	-14,06dB	-22,56dB	-22,56dB
Frequência	2,46GHz	2,46GHz	2,47GHz	2,47GHz	2,47GHz

Fonte: Própria autora.

O seguinte parâmetro para otimização foi a largura da linha de alimentação (W_0), que na antena de um elemento media $W_0=1,53\text{mm}$. A mesma estratégia do passo anterior foi realizada neste caso, onde a variação foi no intervalo de 1mm até 2mm ao passo de 0,3mm. O resultado é apresentado na Figura 29 e na Tabela 6, onde $W_0=1,9\text{mm}$ e $W_0=2\text{mm}$ apresentaram $|S_{11}| = -14,28\text{ dB}$, enquanto, $W_0=1\text{mm}$, $W_0=1,3\text{mm}$ e $W_0=1,6\text{mm}$ com $|S_{11}| = -15,45\text{dB}$, e todos os resultados na frequência central de 2,47GHz. A escolha de $W_0=1,6\text{mm}$ é justificada, além do parâmetro $|S_{11}|$, pelo quesito de impressão da antena. Dependendo da impressora disponível, a precisão para valores abaixo de 1,5mm podem ser arriscados, prejudicando o resultado do modelo proposto na prática.

Figura 29 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de W_0 .

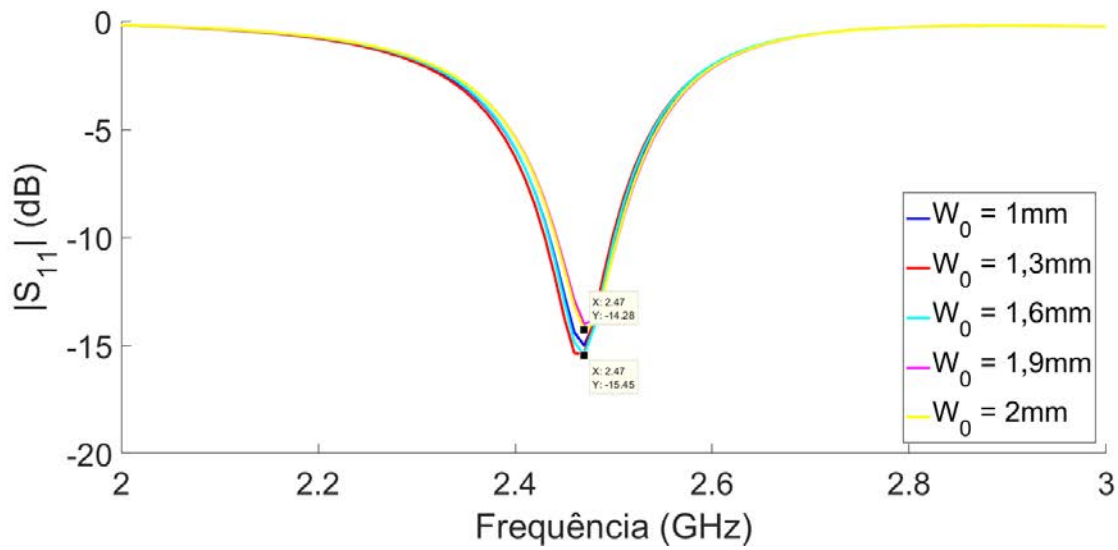


Tabela 6 – Resultados da variação de W_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.

W_0	$W_0=1\text{mm}$	$W_0=1,3\text{mm}$	$W_0=1,6\text{mm}$	$W_0=1,9\text{mm}$	$W_0=2\text{mm}$
$ S_{11} $	-15,45dB	-15,45dB	-15,45dB	-14,28dB	-14,28dB
Frequência	2,47GHz	2,47GHz	2,47GHz	2,47GHz	2,47GHz

Fonte: Própria autora.

Quanto a linha de alimentação $L_0=16,70\text{mm}$ originalmente, desde o começo do processo de otimizações houve uma diminuição de seu tamanho, levando em consideração a variável discutida em seção anterior $NH = 12$ e portanto sua dimensão passa a ser $L_0=4,80\text{mm}$

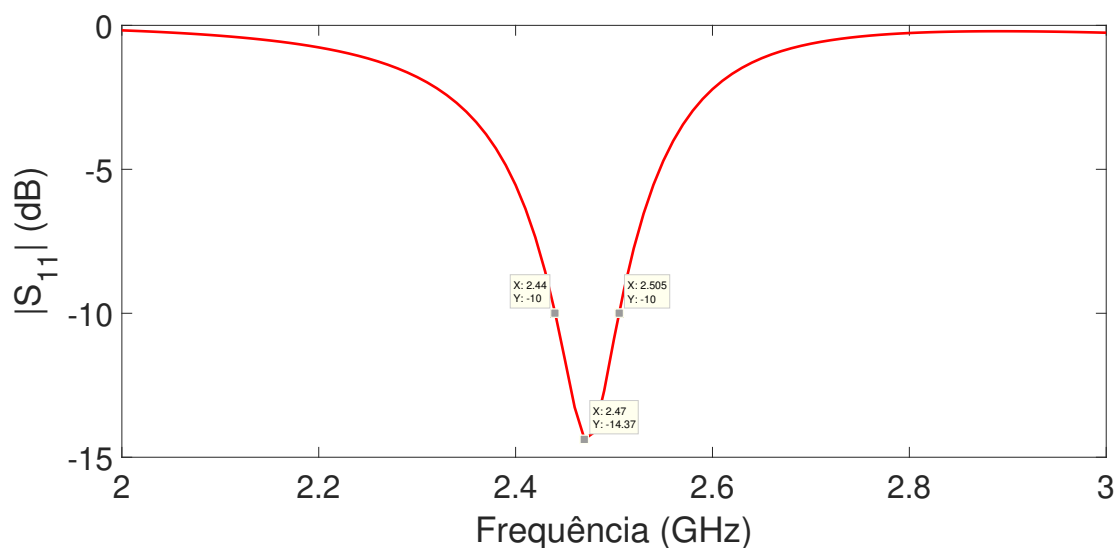
Com todos os valores da primeira etapa de testes para o arranjo em série com dois elementos determinados, após as parametrizações das medidas propostas, foi definida a Tabela 7, onde temos o resultado de $|S_{11}|=-14,37\text{dB}$, com frequência centralizada em 2,47GHz e banda entre 2,44GHz a 2,505GHz, conforme a Figura 30 e, diretividade para 0° e 90° de 6,9dBi, conforme Figura 31.

Tabela 7 – Dimensões parametrizadas do arranjo em série de dois elementos, após primeiras otimizações.

Parâmetros	Parametrizado (mm)
Largura patch (W)	37,26
Comprimento patch (L)	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	1,60
Comprimento linha de alimentação (L_0)	4,80
Largura estrutura de casamento (X_0)	1,60
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	2,00
Largura plano terra/substrato (W_g)	46,86
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	83,80
Distancia entre os elementos (d)	15,00

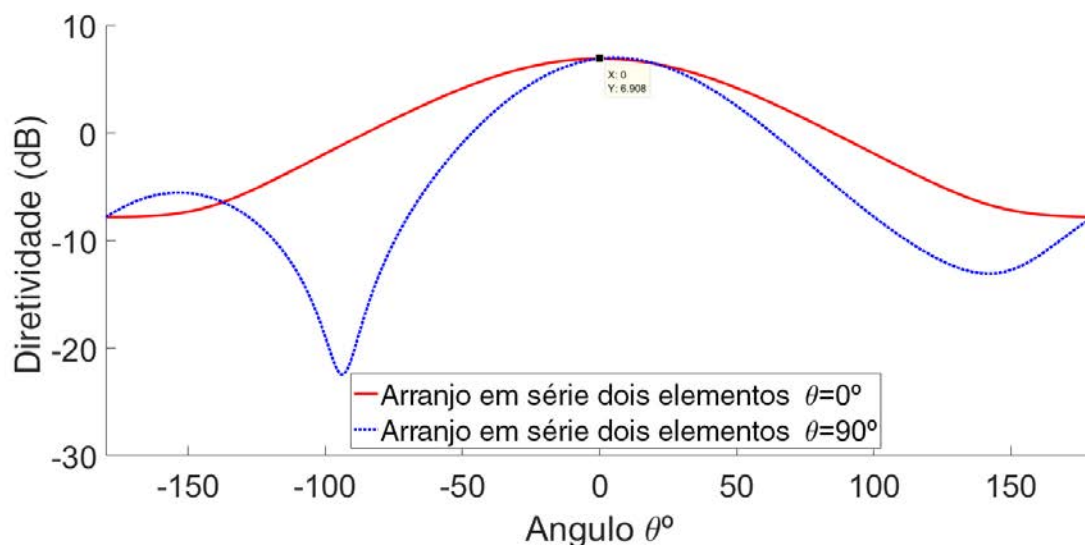
Fonte: Própria autora.

Figura 30 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.



Fonte: Própria autora.

Figura 31 – Diretividade de arranjo série com dois elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.



Apesar dos resultados que incluem a frequência desejada de 2,45GHz, na banda de operação, ainda buscava-se melhor desempenho e a centralização da frequência. Para isso, iniciou-se uma nova etapa de testes sobre os parâmetros estabelecidos na primeira fase. Novamente, parametrizou-se a linha de junção entre os elementos da antena, desta vez com valores mais próximos, afunilando as parametrizações de acordo com a medida encontrada de $d=15\text{mm}$. As variações e os resultados das mesmas são encontrados na Figura 32 e descritos integralmente na Tabela 9. O melhor valor encontrado foi $d=18\text{mm}$ com $|S_{11}| = -18,06\text{ dB}$ centralizada na frequência de 2,46GHz, pois a partir deste valor, como é o caso de $d=20\text{mm}$, uma segunda componente de frequência aparece.

Figura 32 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d .

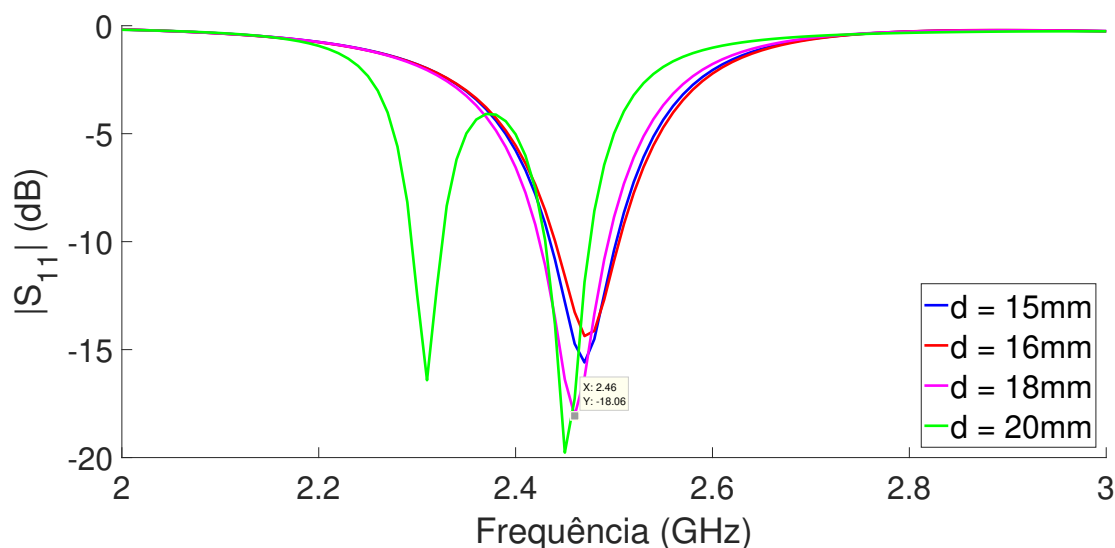


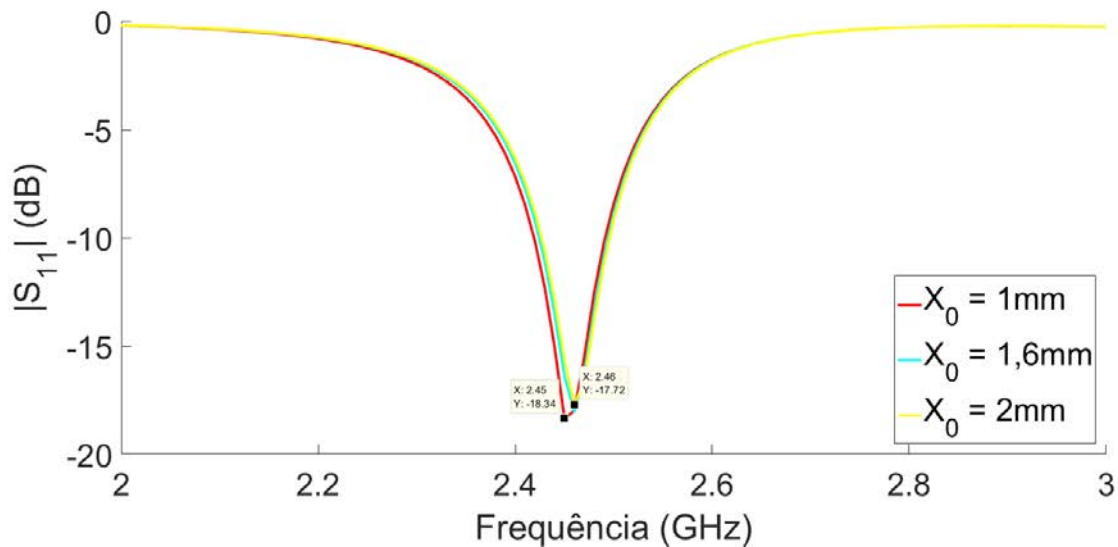
Tabela 8 – Resultados da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.

Distância	$d=15\text{mm}$	$d=16\text{mm}$	$d=18\text{mm}$	$d=20\text{ mm}$
$ S_{11} $	-14,23dB	-13,54dB	-18,06dB	-19,87dB
Frequência	2,47GHz	2,46GHz	2,46GHz	2,45GHz

Fonte: Própria autora.

Assim como na primeira etapa, onde encontramos $X_0 = 1,6\text{mm}$, foi feito o processo de variação da medida da largura da estrutura de casamento como mostra a Figura 33 e a Tabela 9. Neste caso, obtivemos resultados próximos, onde $X_0 = 1,6\text{mm}$ e $X_0 = 2\text{mm}$ apresentaram $|S_{11}| = -17,22\text{ dB}$ em 2,47GHz, enquanto $X_0 = 1\text{mm}$, $|S_{11}| = -18,34\text{ dB}$ e desta vez, com a frequência de 2,46GHz centralizada. Pela proximidade com a frequência desejada e pelo melhor resultado, $X_0 = 1\text{mm}$ foi escolhida para prosseguir com as simulações.

Figura 33 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de X_0 .



Fonte: Própria autora.

Tabela 9 – Resultados da variação de X_0 em segunda etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.

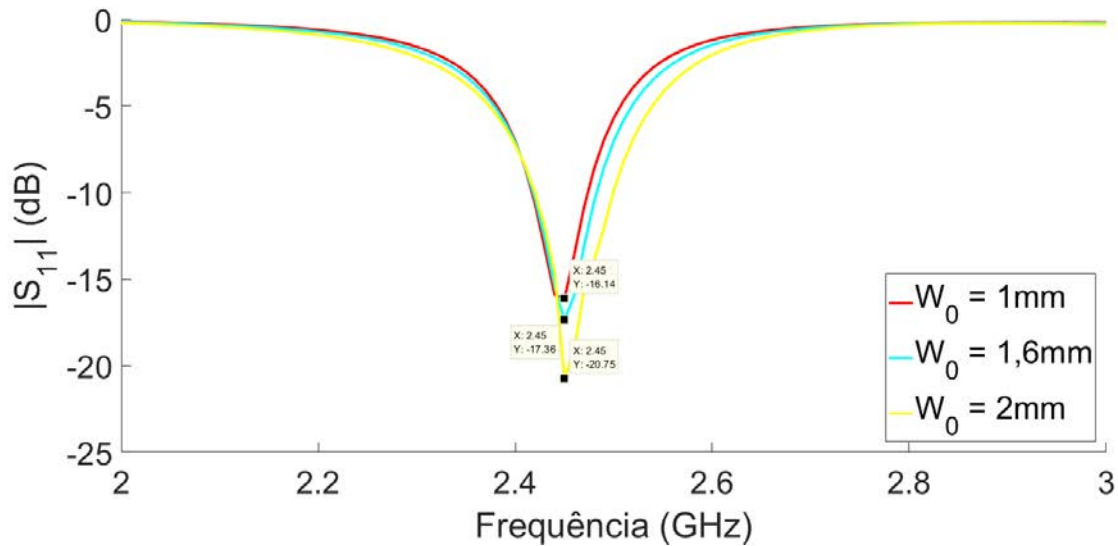
X_0	$X_0=1\text{mm}$	$X_0=1,6\text{mm}$	$X_0=2\text{mm}$
$ S_{11} $	-18,34dB	-17,72dB	-17,72dB
Frequência	2,45GHz	2,46GHz	2,46GHz

Fonte: Própria autora.

A última simulação para tentar melhorar o desempenho da antena quanto ao $|S_{11}|$, foi a largura da linha de alimentação que anteriormente foi definido pela dimensão de $W_0 = 1,6\text{mm}$.

As conclusões foram tomadas a partir da Figura 34 e da Tabela 10, onde apesar dos resultados centralizados na frequência projetada de 2,45GHz, $W_0=1\text{mm}$ teve $|S_{11}| = -16,14\text{dB}$, $W_0=1,6\text{mm}$ teve $|S_{11}|=-17,36\text{dB}$, e apenas $W_0=2\text{mm}$ apresentou $|S_{11}|=-20,75\text{dB}$ na frequência central projetada e banda de 2,419GHz a 2,491GHz.

Figura 34 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de W_0 .



Fonte: Própria autora.

Tabela 10 – Resultados da variação de W_0 em segunda etapa de simulações de arranjo série de dois elementos.

W_0	$W_0=1\text{mm}$	$W_0=1,6\text{mm}$	$W_0=2\text{mm}$
$ S_{11} $	-16,14dB	-17,36dB	-20,75dB
Frequência	2,45GHz	2,45GHz	2,45GHz

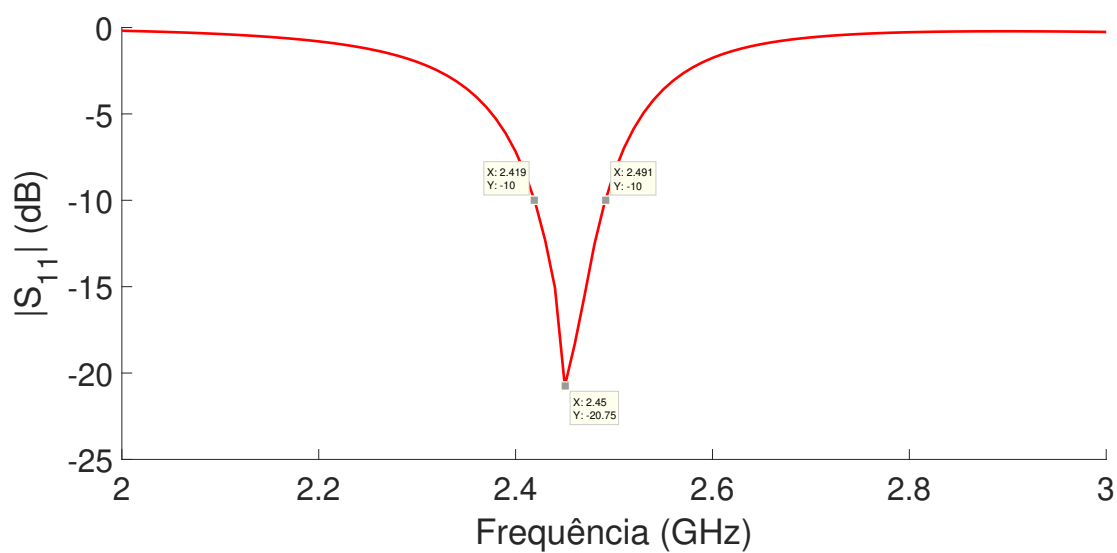
Fonte: Própria autora.

Após o processo de otimização do arranjo com dois elementos, os valores estão de acordo com a Tabela 11, onde $|S_{11}|=-20,75\text{dB}$, conforme Figura 35 e diretividade de 7,07dBi, conforme Figura 36, na central de frequência de 2,45GHz.

Tabela 11 – Dimensões parametrizadas do arranjo em série de dois elementos.

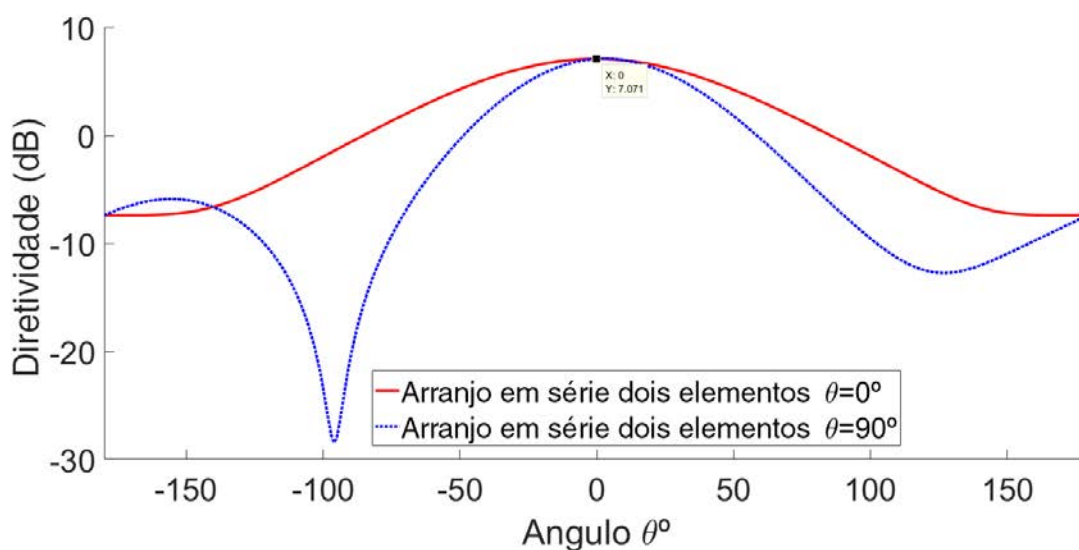
Parâmetros	Parametrizado (mm)
Largura patch (W)	37,26
Comprimento patch (L)	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	2,00
Comprimento linha de alimentação (L_0)	4,80
Largura estrutura de casamento (X_0)	1,00
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	2,00
Largura plano terra/substrato (W_g)	46,86
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	85,80
Distancia entre os elementos (d)	18,00

Fonte: Própria autora.

Figura 35 – $|S_{11}|$ de arranjo série com dois elementos.

Fonte: Própria autora.

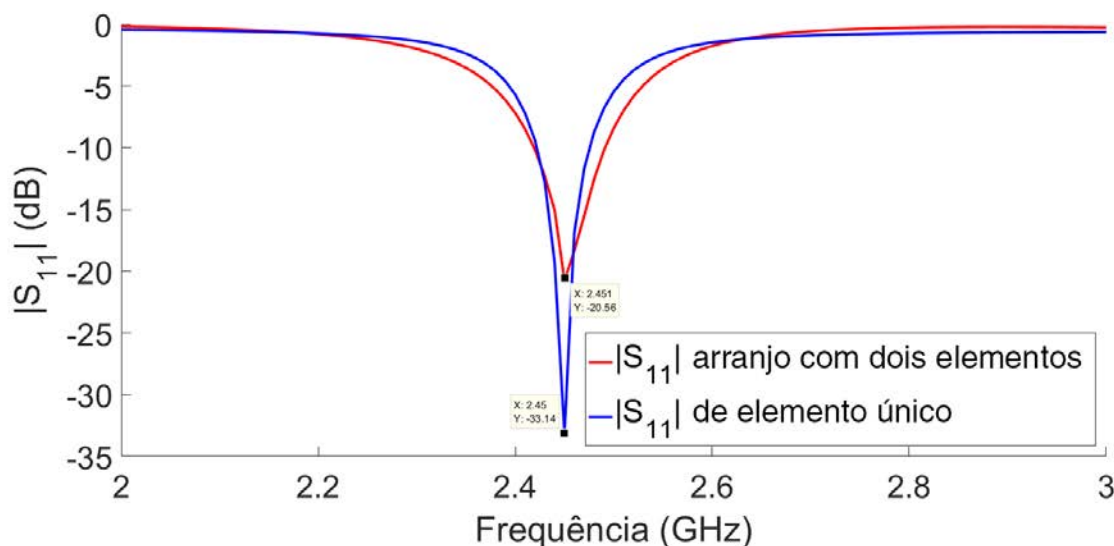
Figura 36 – Diretividade de arranjo série com dois elementos.



Fonte: Própria autora.

A comparação do parâmetro $|S_{11}|$, entre a antenna de um único elemento e a em arranjos de dois elementos é feita na Figura 37. Há uma grande diferença entre os resultados, que favorece a antenna de um único elemento, e isso se justifica pelas perdas de inserção da nova linha.

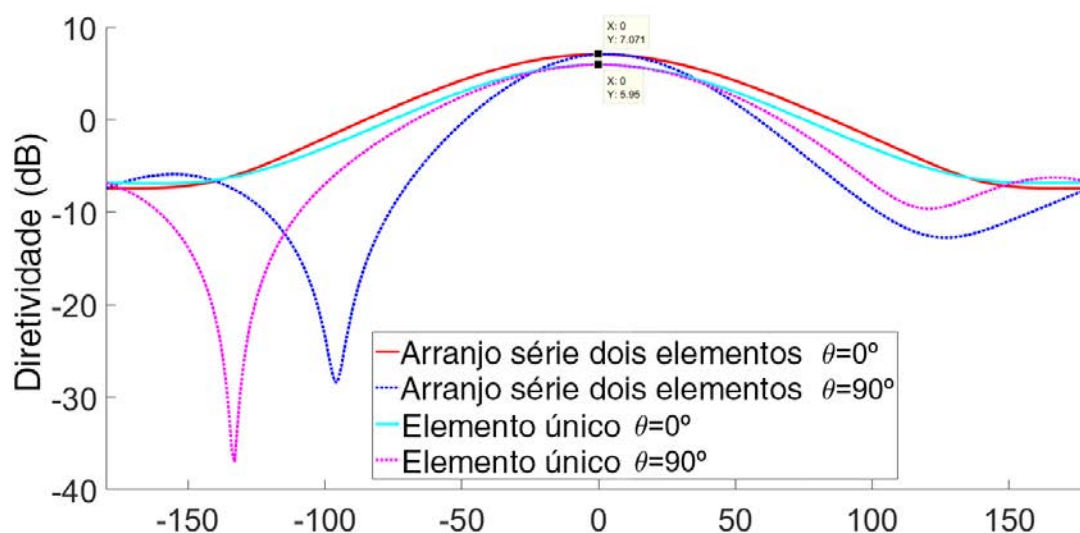
Figura 37 – Comparação do parâmetro $|S_{11}|$ entre antenna de um elemento e arranjo em série de dois elementos.



Fonte: Própria autora.

As comparações de diretividade também foram feitas entre as antenas. A Figura 38 ilustra as diferenças entre a antenna de um único elemento e o arranjo de dois elementos. As linhas contínuas representam $\theta = 0^\circ$ enquanto as pontilhadas $\theta = 90^\circ$. Com dois elementos, a antenna apresenta diretividade de 7.071dBi, enquanto a de um elemento 5,95dBi. Além disso, em $\theta = 90^\circ$ o diagrama do arranjo é mais diretivo.

Figura 38 – Comparação da diretividade entre antena de um elemento e arranjo em série de dois elementos.

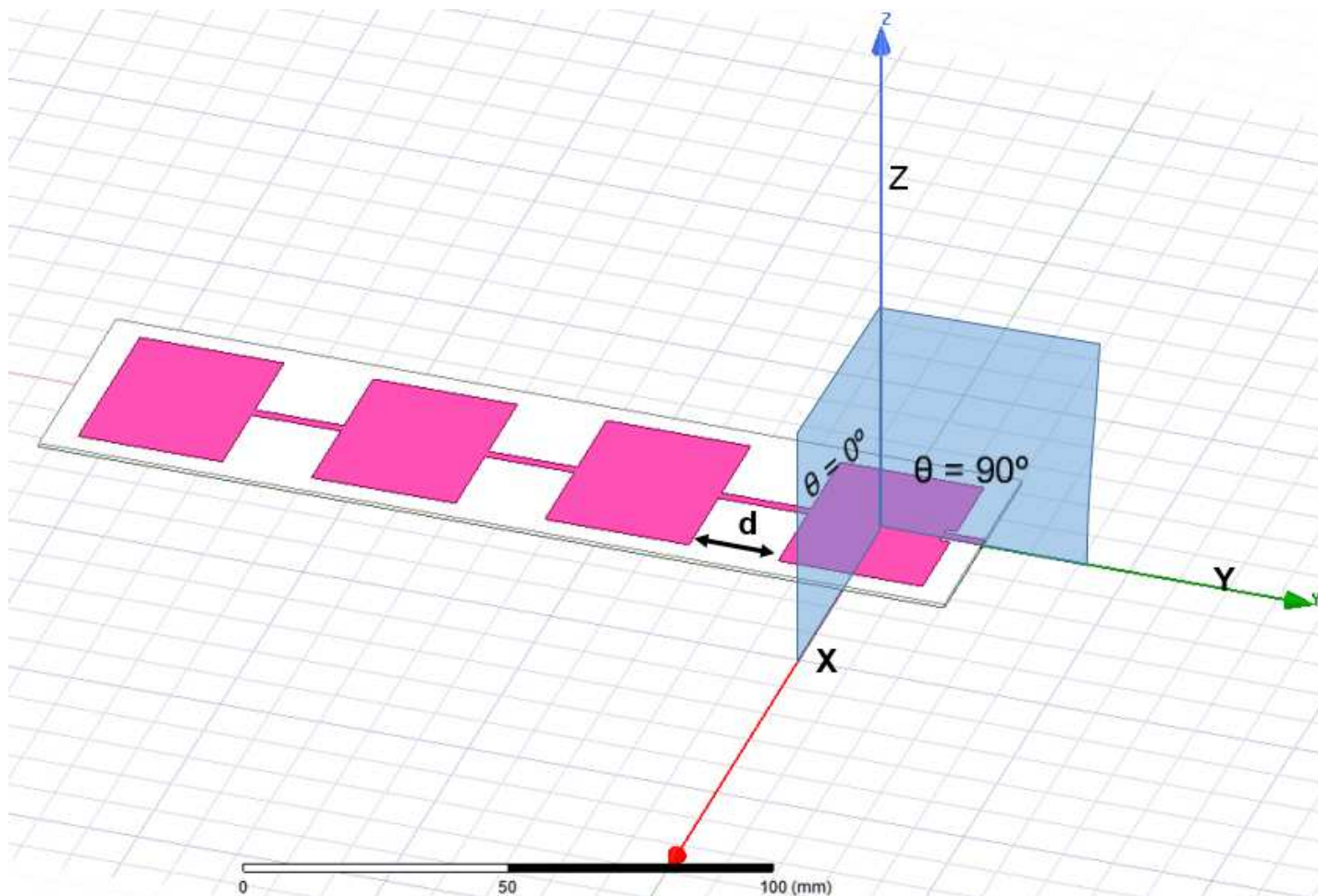


Fonte: Própria autora.

3.3.2 Arranjo em série com quatro elementos

Com objetivo aumentar o arranjo, foram acrescentados mais elementos, como mostra a Figura 39. Inicialmente, o objetivo foi manter as mesmas medidas encontradas no arranjo anterior, acrescentando a mesma distância entre os elementos, e mantendo o tamanho do *patch* retangular, conforme a Tabela 12, aumentando apenas o tamanho do comprimento do substrato e plano terra (L_g), devido ao acréscimo das duas novas linhas e *patches*.

Figura 39 – arranjo série com quatro elementos.



Fonte: Própria autora.

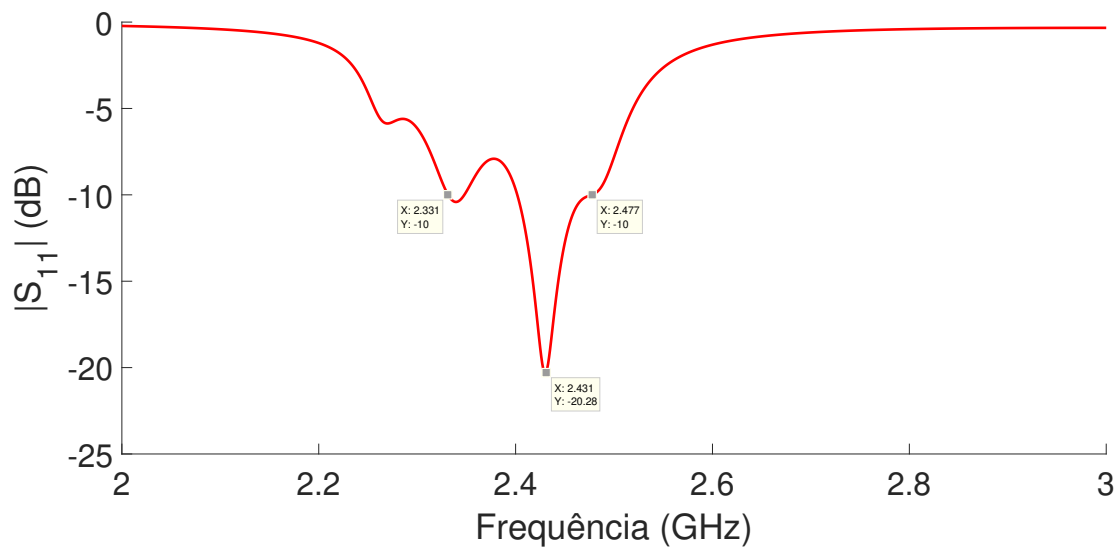
Tabela 12 – Dimensões originais do arranjo em série de quatro elementos.

Parâmetros	Projetado (mm)
Largura patch (W)	37,26
Comprimento patch (L)	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	2,00
Comprimento linha de alimentação (L_0)	4,80
Largura estrutura de casamento (X_0)	1,00
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	2,00
Largura plano terra/substrato (W_g)	46,86
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	182,64
Distancia entre os elementos (d)	18,00

Fonte: Própria autora.

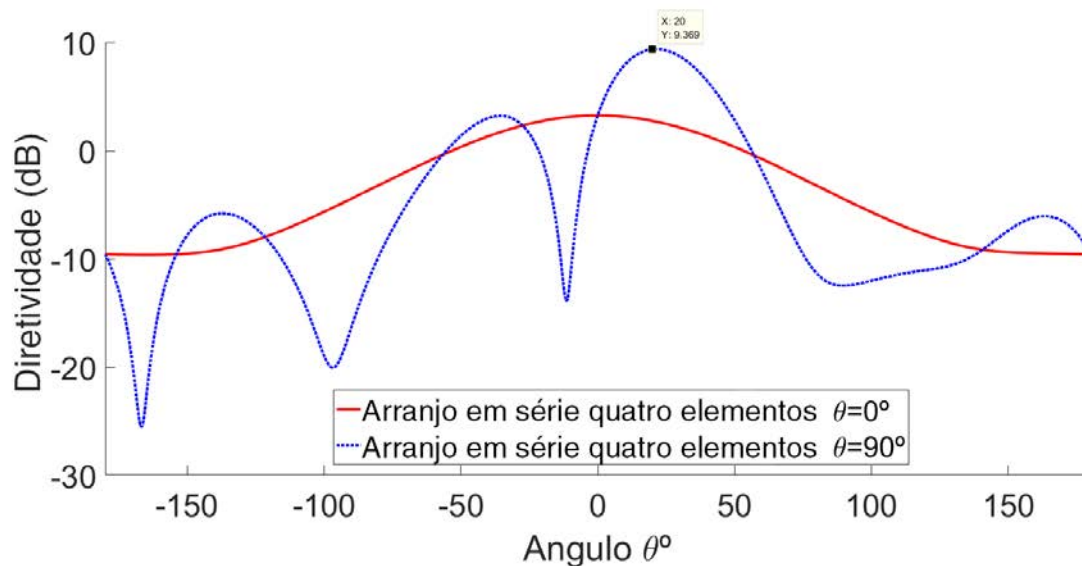
Na primeira simulação seguindo estes valores, temos o resultado de $|S_{11}|$ descrito na figura Figura 40. O parâmetro apresentou $|S_{11}| = -20,28\text{dB}$ com frequência central de 2,431GHz, além de outras componentes de frequência significativas. A representação da diretividade é mostrada na Figura 41, onde apesar da diretividade de 9,69dBi, encontra-se deslocada em 20° .

Figura 40 – $|S_{11}|$ do arranjo em série projetado de antena *patch* com quatro elementos.



Fonte: Própria autora.

Figura 41 – Diretividade do arranjo em série projetado de antena *patch* com quatro elementos.

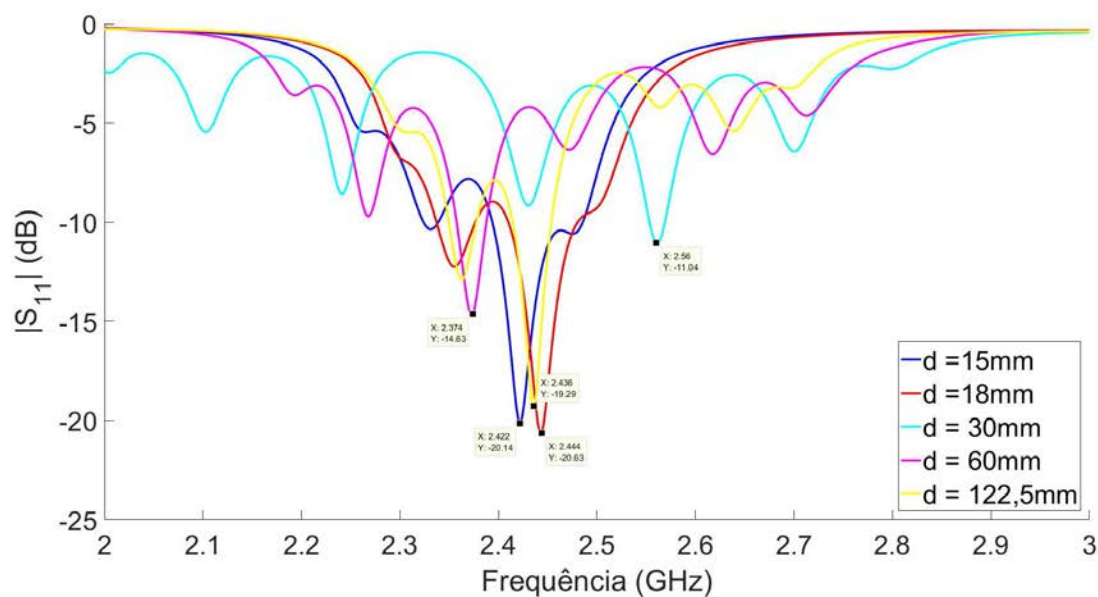


Fonte: Própria autora.

A principal ideia para ajustar tanto a frequência de operação, e a diretividade, foi alterar as distâncias entre os elementos e a estrutura de casamento, seguindo que, o acréscimo de novos elementos, descasaram tanto a estrutura de alimentação quando as linhas de junção.

Primeiramente, os ajustes partiram das medidas de d novamente, e, os valores simulados foram múltiplos de λ , de acordo com a Tabela 3. A figura Figura 42 e Tabela 13 apresentam as conclusões destas simulações. O valor $d = 18$ mm com $|S_{11}| = -20,63$ dB, que já era a medida anterior, foi o que apresentou melhor resultado, mas ainda assim, com várias componentes de frequência significativas.

Figura 42 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de d .



Fonte: Própria autora.

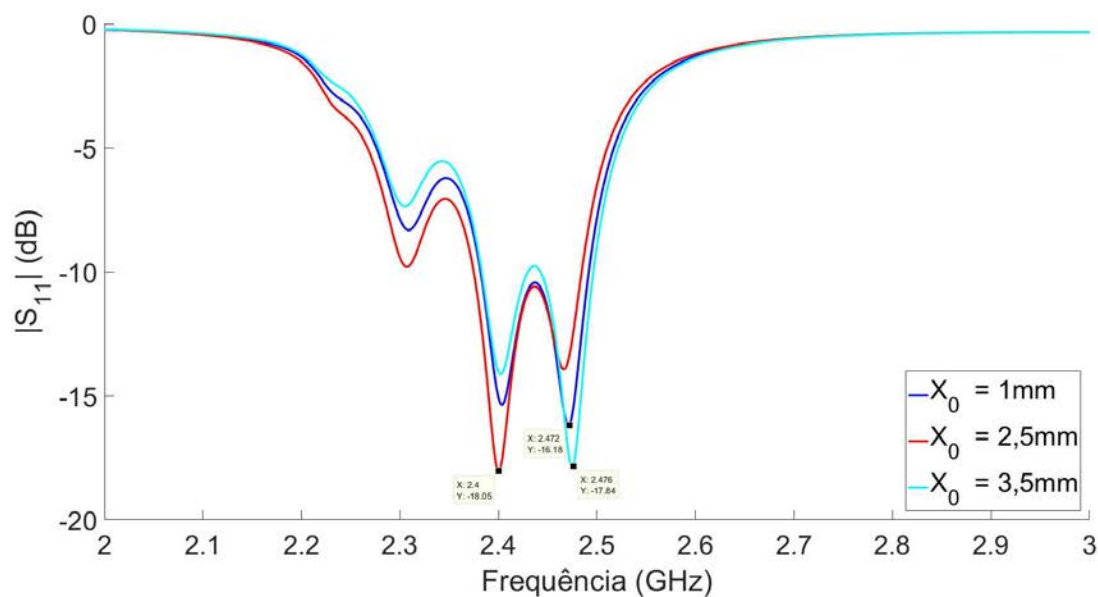
Tabela 13 – Resultados da variação de d em primeira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

Distância	$d=15\text{mm}$	$d=18\text{mm}$	$d=30\text{mm}$	$d=60\text{ mm}$	$d=122,5\text{mm}$
$ S_{11} $	-20,14dB	-20,63dB	-11,04dB	-14,63dB	-19,26dB
Frequência	2,442GHz	2,444GHz	2,56GHz	2,374GHz	2,436GHz

Fonte: Própria autora.

Com as conclusões dos resultados anteriores, se fez necessário também mexer nas estruturas de X_0 . As variações e seus resultados então na Tabela 14, e são ilustrados na Figura 43. Pela imagem, o melhor resultado foi de $X_0=3,5\text{mm}$ $|S_{11}|=-17,84\text{dB}$ centralizado em 2,476GHz.

Figura 43 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de X_0 .



Fonte: Própria autora.

Tabela 14 – Resultados da variação de X_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

X_0	$X_0=1\text{mm}$	$X_0=2,5\text{mm}$	$X_0=3,5\text{mm}$
$ S_{11} $	-16,18dB	-18,05dB	-17,84dB
Frequência	2,472GHz	2,4GHz	2,476GHz

Fonte: Própria autora.

A próxima parametrização foi com W_0 , ilustrado na Figura 44 e descrito na Tabela 15. A conclusão das simulações no leva a escolher o valor de $W_0=3,5\text{mm}$ pelo melhor resultado de $|S_{11}|=-31,31\text{dB}$, além das componentes de frequência indesejadas, menos significativas.

Figura 44 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações de W_0 .

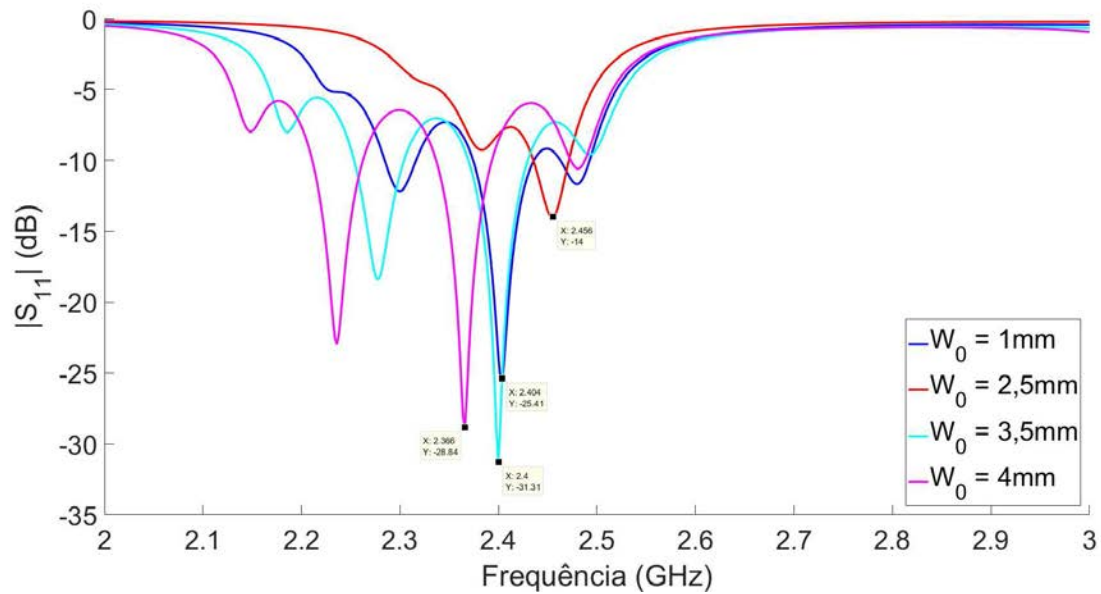


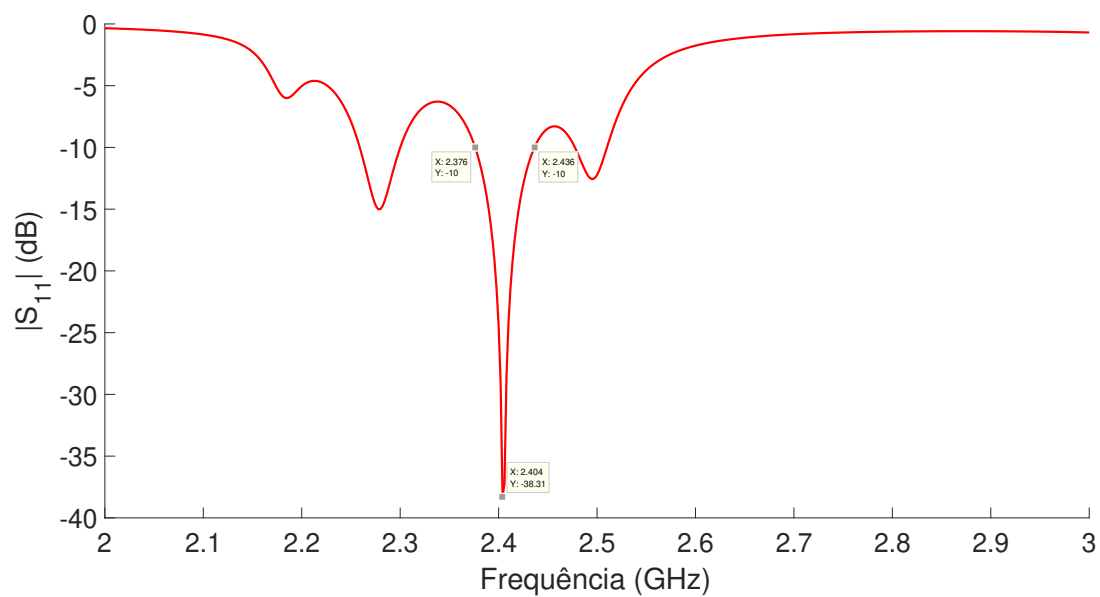
Tabela 15 – Resultados da variação de W_0 em primeira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

W_0	$W_0=1\text{mm}$	$W_0=2,5\text{mm}$	$W_0=3,5\text{mm}$	$W_0=4\text{mm}$
$ S_{11} $	-25,41dB	-14dB	-31,31dB	-28,84dB
Frequência	2,404GHz	2,456GHz	2,4GHz	2,366GHz

Fonte: Própria autora.

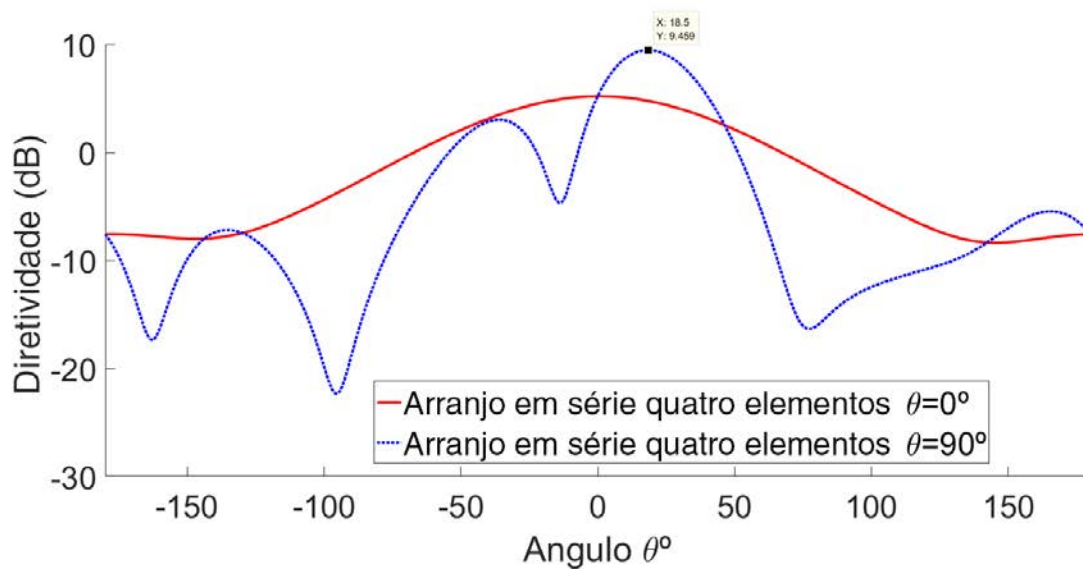
Com as otimizações desta etapa, descritas pela Tabela 16, obteve-se os $|S_{11}| = -31,31\text{dB}$ na frequência centralizada de 2,404GHz com banda de 2,376GHz até 2,446GHz, mostrada na Figura 45. A diretividade, ilustrada na Figura 46 mostra que apesar do valor de 9,459dBi, ainda há um deslocamento de $18,5^\circ$, mostrando que houve pouca sensibilidade comparado com o resultado projetado.

Figura 45 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.



Fonte: Própria autora.

Figura 46 – Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da primeira etapa de parametrizações.



Fonte: Própria autora.

Tabela 16 – Dimensões da primeira etapa de simulação do arranjo em série de quatro elementos.

Parâmetros	Parametrizado (mm)
Largura patch (W)	37,26
Comprimento patch (L)	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	3,50
Comprimento linha de alimentação (L_0)	4,80
Largura estrutura de casamento (X_0)	3,50
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	2,00
Largura plano terra/substrato (W_g)	46,86
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	182,64
Distancia entre os elementos (d)	18,00

Fonte: Própria autora.

Com os parâmetros convencionais otimizados, se iniciou uma segunda etapa de simulações, onde o objetivo importante, além da centralização da frequência, seria entender a sensibilidade do deslocamento da diretividade para $\theta = 0$. A variação de d é apresentada na Figura 47 e Tabela 17, onde o melhor resultado é de $d=15\text{mm}$ com $|S_{11}|=-38,31\text{dB}$ e frequência de 2,404GHz. A componente $d=45\text{mm}$ tinha melhores resultados, mas também apresentava componentes de frequência secundárias significativas.

Figura 47 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d .

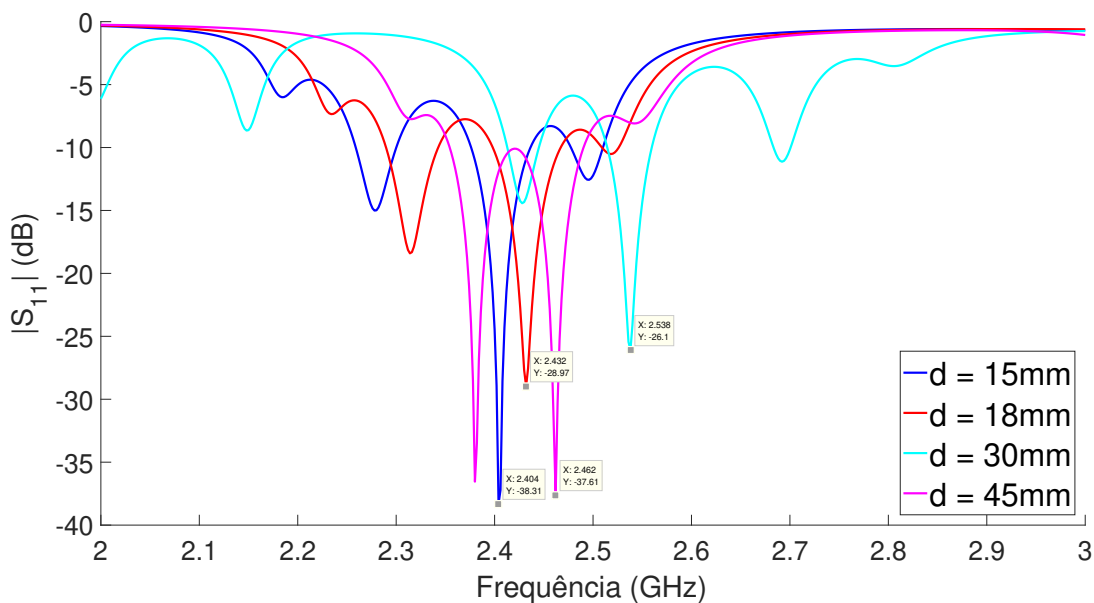


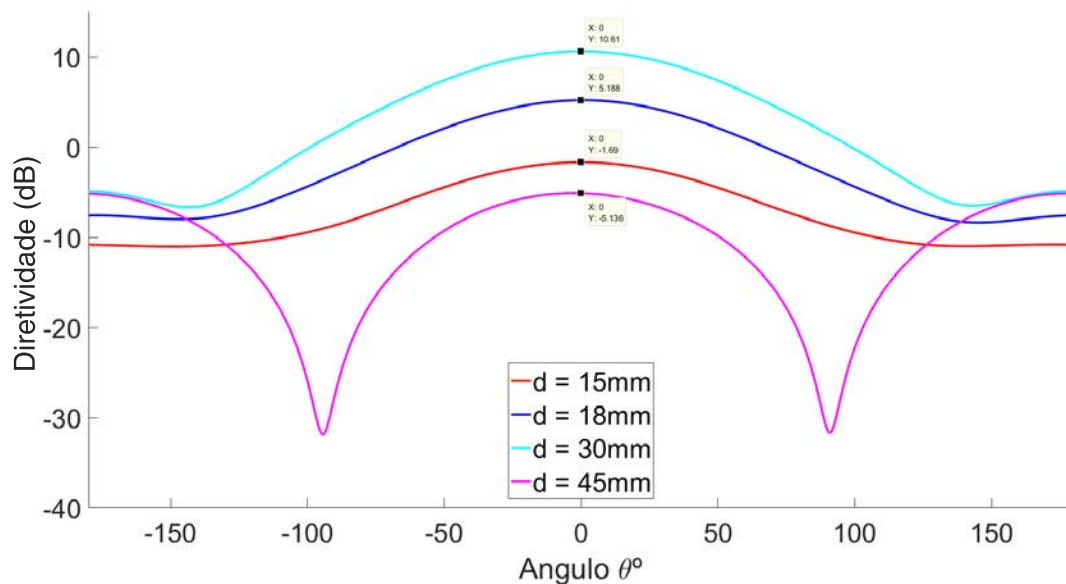
Tabela 17 – Resultados da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

Distância	$d=15\text{mm}$	$d=18\text{mm}$	$d=30\text{mm}$	$d=45\text{mm}$
$ S_{11} $	-38,31dB	-28,97dB	-26,1dB	-37,61dB
Frequência	2,404GHz	2,432GHz	2,538GHz	2,462GHz

Fonte: Própria autora.

Para entender a sensibilidade da diretividade quanto ao tamanho da linha, foi necessário nesta fase, também analisar os valores de diretividade para $\theta = 0^\circ$ e $\theta = 90^\circ$. O resultado é mostrado na Figura 48 e descrito na Tabela 18, onde o valor de $d=30\text{ mm}$ tem diretividade de 10,61dBi.

Figura 48 – Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d em $\theta = 0^\circ$.



Fonte: Própria autora.

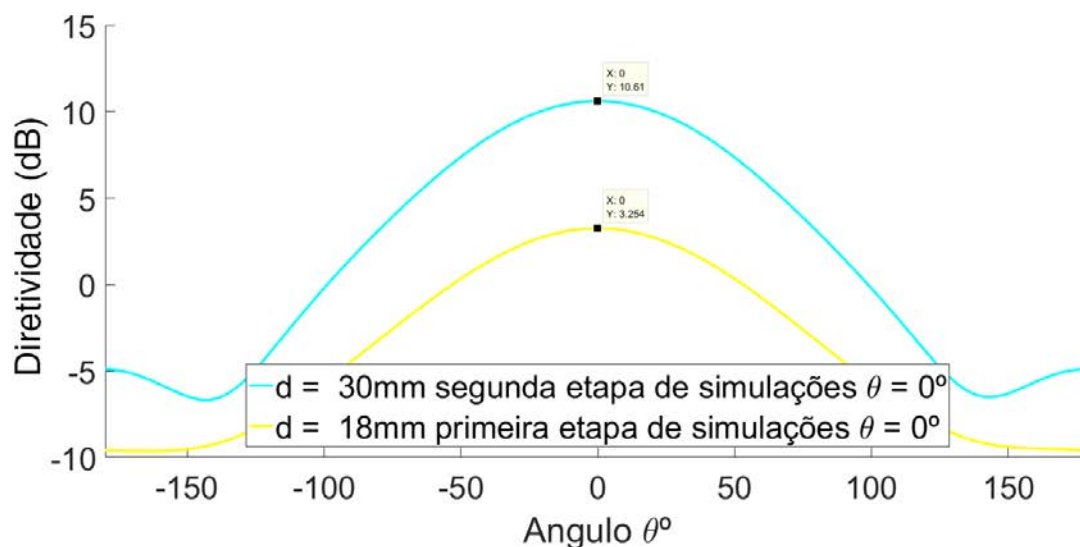
Tabela 18 – Resultados para diretividade em $\theta = 0^\circ$ da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

Distância	$d=15\text{mm}$	$d=18\text{mm}$	$d=30\text{mm}$	$d=45\text{ mm}$
Diretividade	-1,69dBi	-5,188dBi	10,61dBi	-5,136dBi
Deslocamento	0°	0°	0°	0°

Fonte: Própria autora.

Comparando a segunda etapa de $d=30\text{mm}$ com 10,61dBi, e, o valor de $d=18\text{mm}$ com 3,254dBi da primeira etapa para $\theta = 0^\circ$ obtemos a Figura 49.

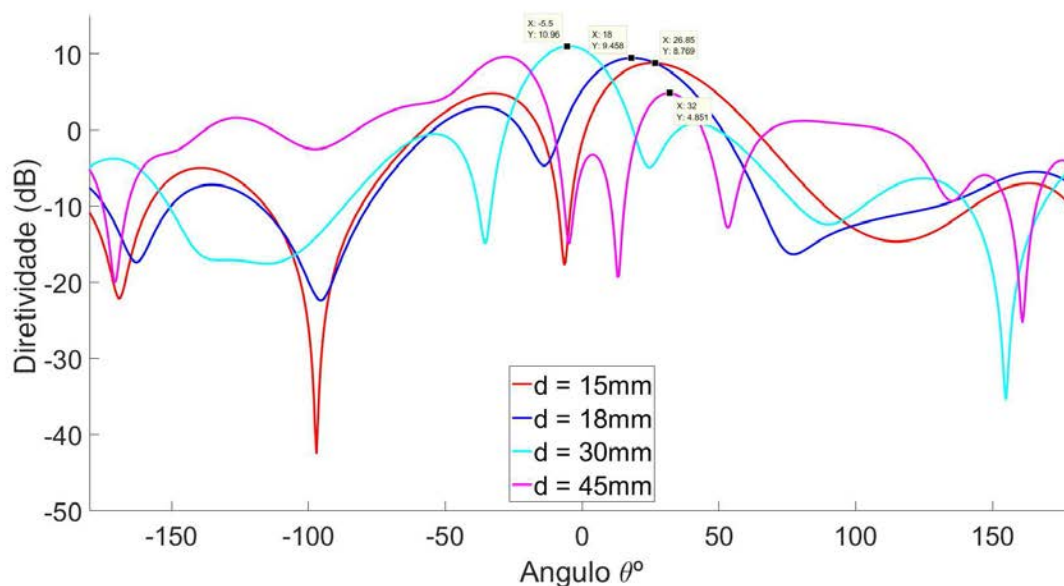
Figura 49 – Comparação da diretividade de arranjo série com quatro elementos, entre melhores resultados da primeira e segunda etapa de d em $\theta = 0^\circ$.



Fonte: Própria autora.

A comparação feita para $\theta = 90^\circ$, onde geralmente havia deslocamento da diretividade, obteve-se a Figura 50 e Tabela 19. Novamente, $d=30\text{ mm}$ se destaca, com 10,96dBi, mas deslocamento de $-5,5^\circ$ no lóbulo principal.

Figura 50 – Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da segunda etapa de parametrizações de d em $\theta = 90^\circ$.



Fonte: Própria autora.

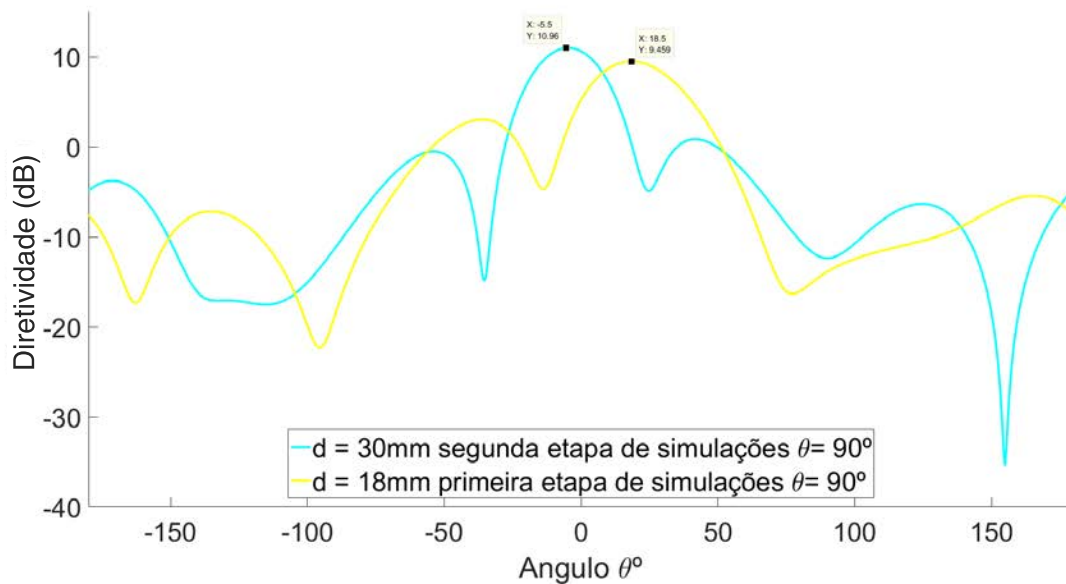
Tabela 19 – Resultados para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

Distância	$d=15\text{mm}$	$d=18\text{mm}$	$d=30\text{mm}$	$d=45\text{mm}$
Diretividade	8,769dBi	9,458dBi	10,96dBi	-4,851dBi
Deslocamento	26,85°	18°	-5,5°	32°

Fonte: Própria autora.

A comparação entre os resultados da primeira e segunda etapa de simulações, na Figura 51, mostra uma grande diferença entre os resultados, onde a segunda etapa possui deslocamento muito menor, além de 10,96dBi para a segunda etapa e 9,459dBi na primeira.

Figura 51 – Comparação da diretividade de arranjo série com quatro elementos, entre melhores resultados da primeira e segunda etapa de d em $\theta = 90^\circ$.



Fonte: Própria autora.

Nesta fase das simulações, houve uma incoerência entre os resultados, como mostra a Tabela 20. Enquanto $d=18\text{ mm}$ apresentava melhor desenvolvimento para o parâmetro $|S_{11}|$, $d=30\text{ mm}$ se desenvolvia melhor para diretividade. Apesar de $d = 30\text{ mm}$ estar na frequência de 2,538GHz, foi a modificação mais sensível ao deslocamento do lóbulo principal, e, portanto, será a vertente de resultado para a próxima etapa de simulações, variando W_0 e X_0 .

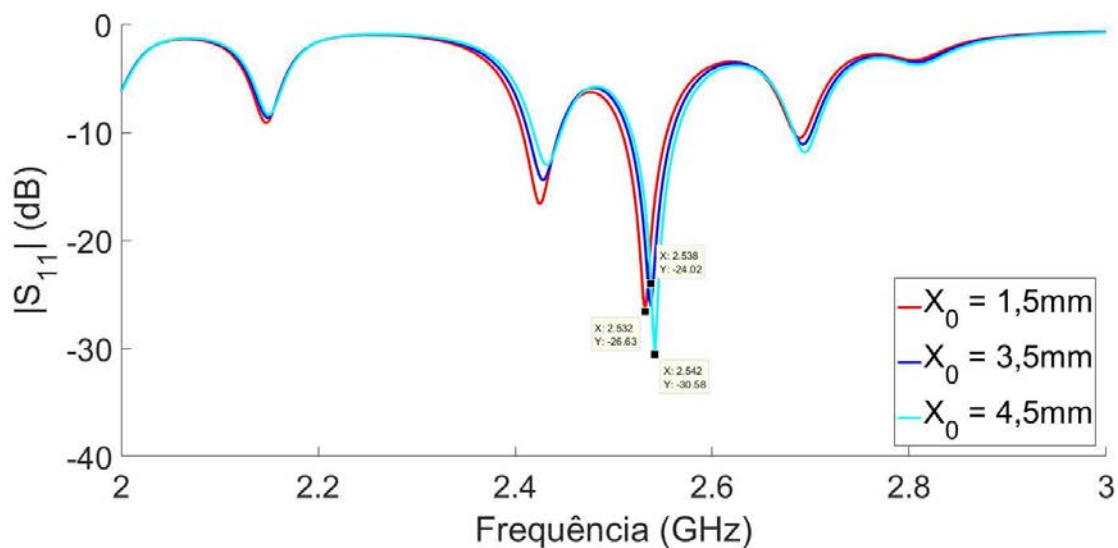
Tabela 20 – Resultados finais para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de d em segunda etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

Distância	$d=15\text{mm}$	$d=18\text{mm}$	$d=30\text{mm}$	$d=45\text{mm}$
Diretividade	8,769dBi	9,458dBi	10,96dBi	-4,851dBi
Deslocamento	$26,85^\circ$	18°	$-5,5^\circ$	32°
$ S_{11} $	-38,31dB	-28,97dB	-26,1dB	-37,61dB
Frequência	2,404GHz	2,432GHz	2,538GHz	2,462GHz

Fonte: Própria autora.

Durante as variações de X_0 , obteve-se os resultados ilustrados na Figura 52 descritos na Tabela 21. Nesta análise, o melhor resultado foi $X_0=3,5\text{mm}$ com $|S_{11}| = -30,58\text{dB}$. Porém, é necessário analisar como este parâmetro se comporta também, com relação a diretividade.

Figura 52 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0 .



Fonte: Própria autora.

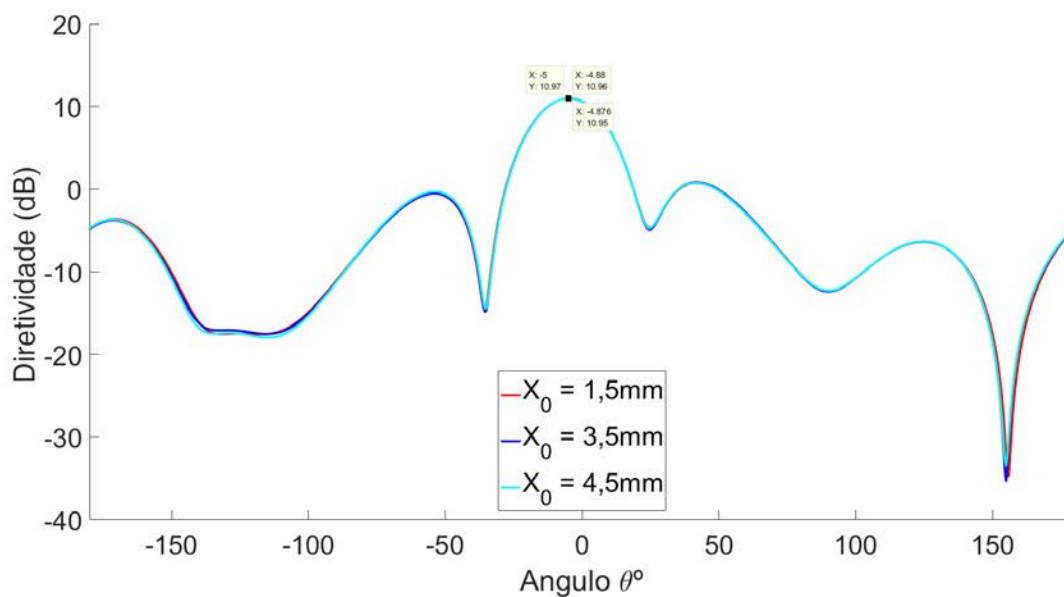
Tabela 21 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0 .

X_0	$X_0=1,5\text{mm}$	$X_0=3,5\text{mm}$	$X_0=4,5\text{mm}$
$ S_{11} $	-26,63dB	-30,58dB	-25,85dB
Frequência	2,532GHz	2,539GHz	2,542GHz

Fonte: Própria autora.

Os resultados da diretividade para $\theta = 0^\circ$ são apresentados na Figura 53 e na Tabela 22. Entre os três parâmetros a diferença foi muito pequena, porém $X_0=3,5\text{mm}$ com diretividade de 10,98dBi destacou-se.

Figura 53 – Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0 em $\theta = 0^\circ$.



Fonte: Própria autora.

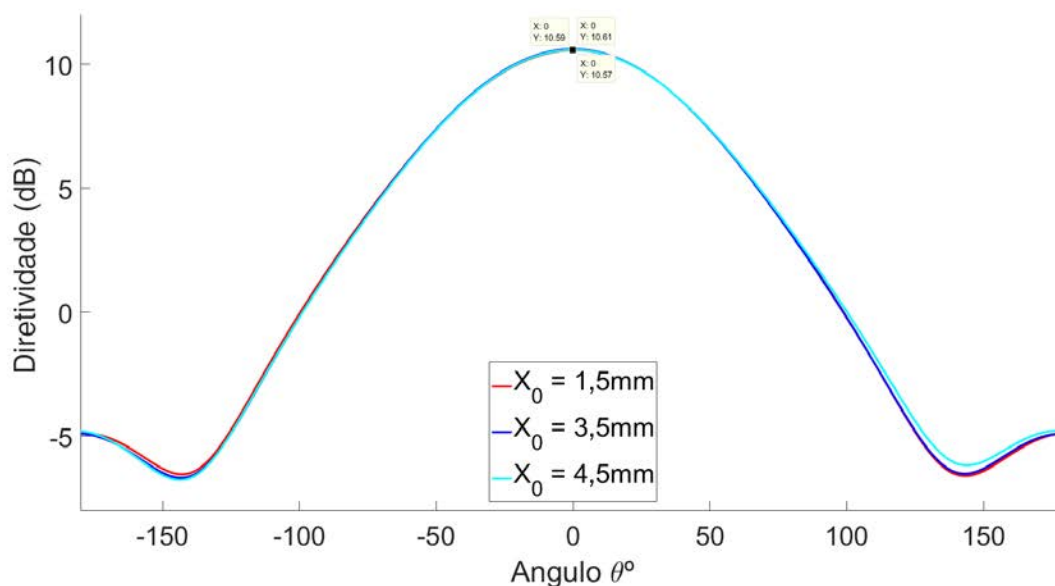
Tabela 22 – Resultados para diretividade em $\theta = 0^\circ$ da variação de X_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

X_0	$X_0=1,5\text{mm}$	$X_0=3,5\text{mm}$	$X_0=4,5\text{mm}$
Diretividade	10,95dBi	10,96dBi	10,98dBi
Deslocamento	-4,876°	-5°	-4,88°

Fonte: Própria autora.

Analisando desta vez $\theta = 90^\circ$, temos as descrições dos valores variados de X_0 na Tabela 23 e na Figura 54. Novamente nesse caso $X_0=3,5\text{mm}$ apresentou melhor resultado, sem deslocamento do lóbulo central, e com 10,61dBi.

Figura 54 – Diretividade de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de X_0 em $\theta = 90^\circ$.



Fonte: Própria autora.

Tabela 23 – Resultados para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de X_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

X_0	$X_0=1,5\text{mm}$	$X_0=3,5\text{mm}$	$X_0=4,5\text{mm}$
Diretividade	6,774dBi	10,61dBi	10,59dBi
Deslocamento	0°	0°	0°

Fonte: Própria autora.

Portanto, as parametrizações de W_0 seguem com $X_0=3,5\text{mm}$, e tem como objetivo manter o deslocamento do lóbulo principal em 0° e trazer a frequência central para 2,45GHz. As simulações são mostradas na Figura 55 e Tabela 24. Apesar do valor de $W_0=4,5\text{mm}$ ser o mais significativo, haviam muitas componentes de frequência secundárias expressivas, e assim, a escolha teve que ser definida com os valores de diretividade.

Figura 55 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações de W_0 .

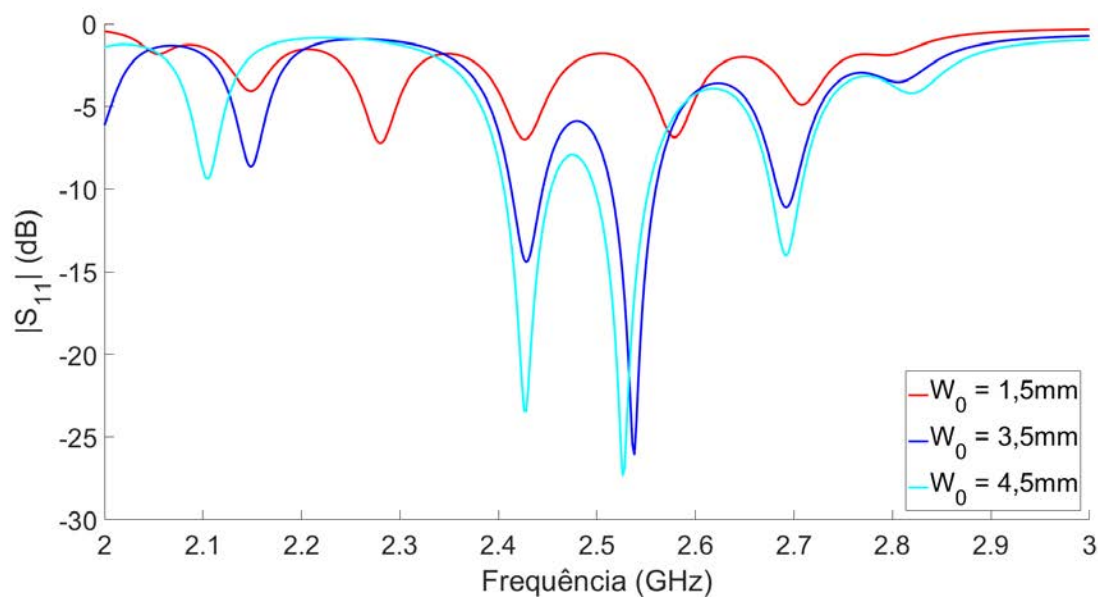


Tabela 24 – Resultados da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

X_0	$X_0=1,5\text{mm}$	$X_0=3,5\text{mm}$	$X_0=4,5\text{mm}$
$ S_{11} $	-6,774dB	-26,10dB	-27,33dB
Frequência	2,582GHz	2,538GHz	2,526GHz

Fonte: Própria autora.

As primeiras simulações de W_0 quanto a diretividade foram para $\theta = 0^\circ$, descritas na Tabela 25 e Figura 56. O resultado mais expressivo foi para $W_0=1,5\text{mm}$ com diretividade de 11,05dBi sem deslocamento do lóbulo principal. $W_0=3,5\text{mm}$ e $W_0=4,5\text{mm}$, não ficaram muito distantes do melhor resultado, com diretividade de 10,61dBi sem deslocamento do lóbulo.

Figura 56 – Resultados para diretividade em $\theta = 0^\circ$ da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

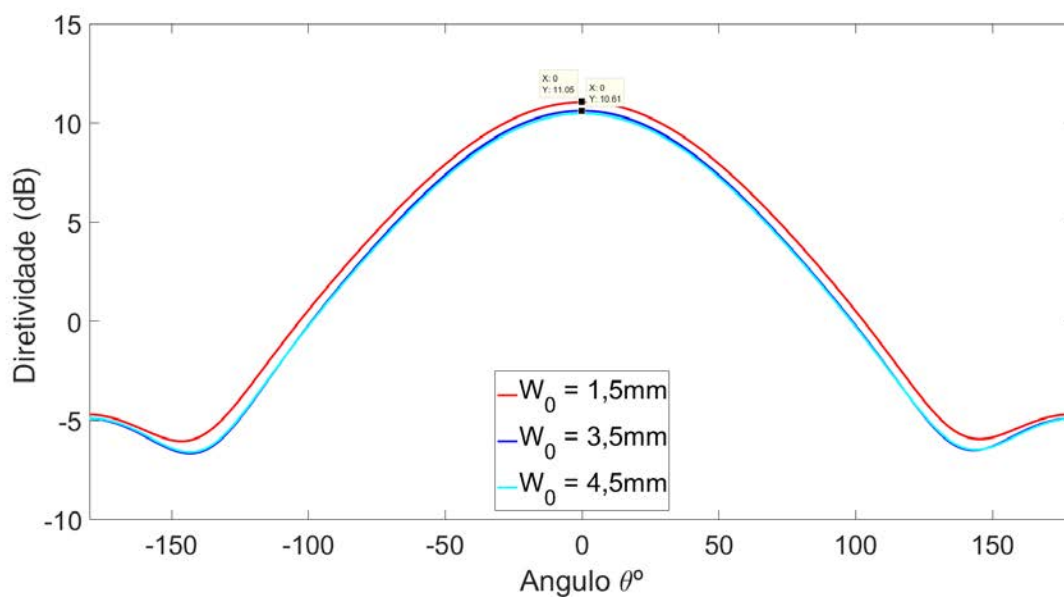


Tabela 25 – Resultados da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

X_0	$X_0=1,5\text{mm}$	$X_0=3,5\text{mm}$	$X_0=4,5\text{mm}$
Diretividade	11,05dBi	10,61dBi	10,61dBi
Deslocamento	0°	0°	0°

Fonte: Própria autora.

O último parâmetro desta etapa foi a mesma análise para $\theta = 90^\circ$, com resultados segundo Tabela 26 e Figura 57. O único valor que não teve deslocamento do lóbulo foi $W_0=3,5\text{mm}$ com diretividade de 11,05dBi .

Figura 57 – Resultados para diretividade em $\theta = 90^\circ$ da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

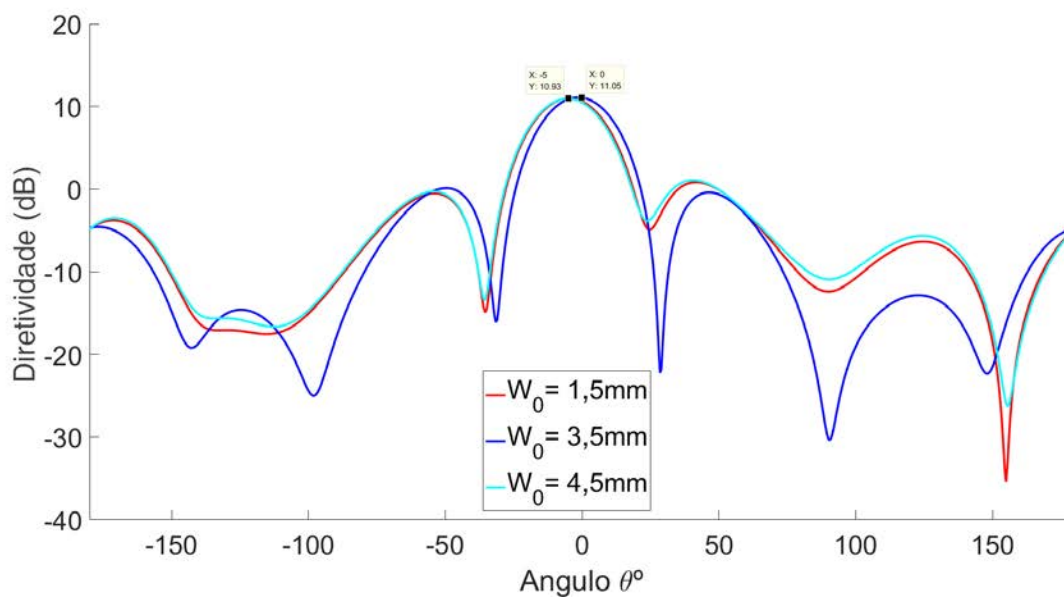


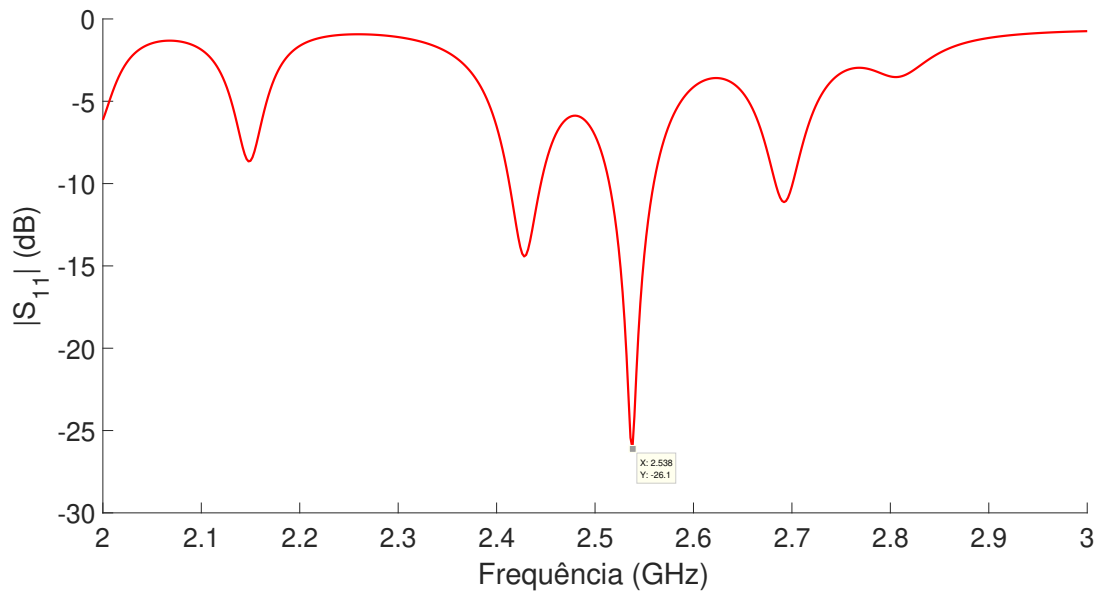
Tabela 26 – Resultados da variação de W_0 em terceira etapa de simulações de arranjo série de quatro elementos.

W_0	$W_0=1,5\text{mm}$	$W_0=3,5\text{mm}$	$W_0=4,5\text{mm}$
Diretividade	10,93dBi	11,05dBi	10,93dBi
Deslocamento	-5°	0°	-5°

Fonte: Própria autora.

Deste modo, definiu-se os parâmetros de acordo com a Tabela 27. Mas, infelizmente o parâmetro $|S_{11}|$ encontrava-se deslocado da frequência desejada em 2,53GHz, conforme a Figura 58.

Figura 58 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, depois da terceira etapa de parametrizações.



Fonte: Própria autora.

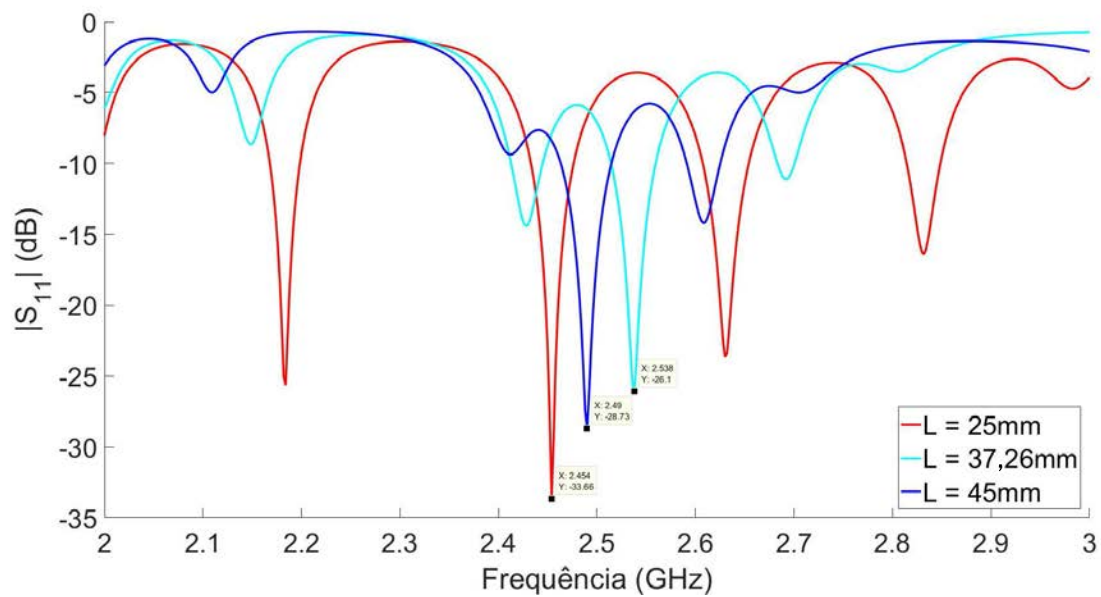
Tabela 27 – Dimensões da terceira etapa de simulação do arranjo em série de quatro elementos.

Parâmetros	Parametrizado (mm)
Largura patch (W)	37,26
Comprimento patch (L)	29,07
Largura linha de alimentação (W_0)	3,50
Comprimento linha de alimentação (L_0)	4,80
Largura estrutura de casamento (X_0)	3,50
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	2,00
Largura plano terra/substrato (W_g)	46,86
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	216,48
Distancia entre os elementos (d)	30,00

Fonte: Própria autora.

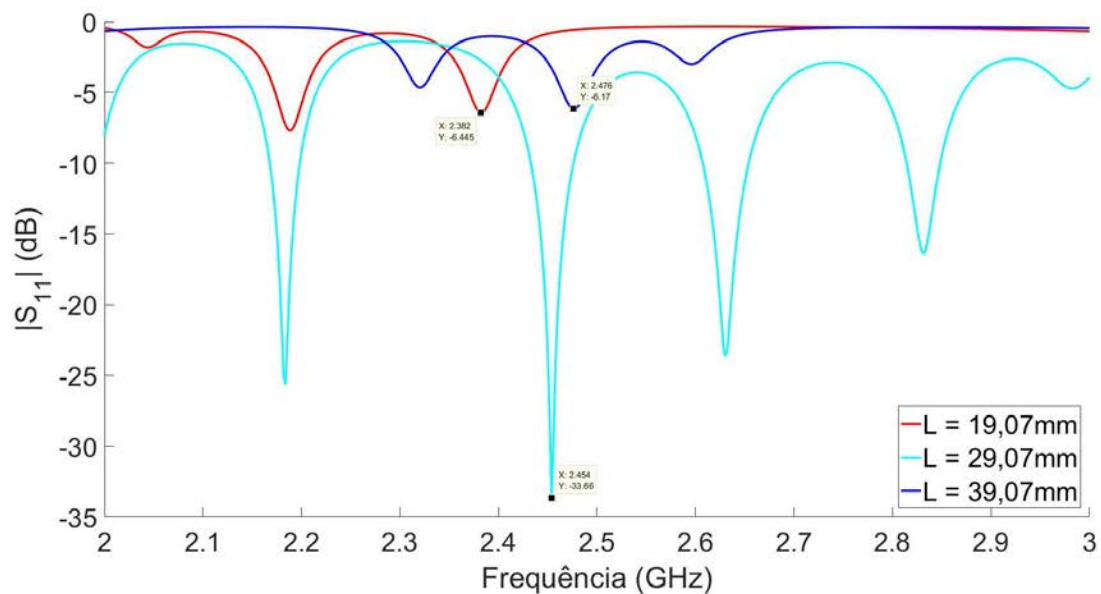
Assim, a última alternativa foi tentar otimizar também os valores dos *patches* retangulares das antenas. O primeiro parâmetro do *patch* a ser analisado, foi W que representa o eixo x do *patch*. As parametrizações foram em torno dos valores $W = 25\text{mm}$, $W = 37,26\text{mm}$ e $W = 45\text{mm}$. O resultado para $|S_{11}|$ foi desenvolvido de acordo com a Figura 59, e mostra $W = 25\text{mm}$ com $|S_{11}| = -33,66\text{dB}$ e frequência centralizada em 2,454GHz.

Figura 59 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, com parametrização de W .



O segundo parâmetro do *patch* a ser analisado, foi L que representa o eixo Y do *patch*. As parametrizações foram em torno dos valores $W = 19,07\text{mm}$, $W = 29,07\text{mm}$ e $W = 39,07\text{mm}$. O resultado para $|S_{11}|$ foi desenvolvido de acordo com a Figura 60, e mostra $W = 29,07\text{mm}$ com $|S_{11}| = -33,66\text{dB}$ e frequência centralizada em $2,454\text{GHz}$.

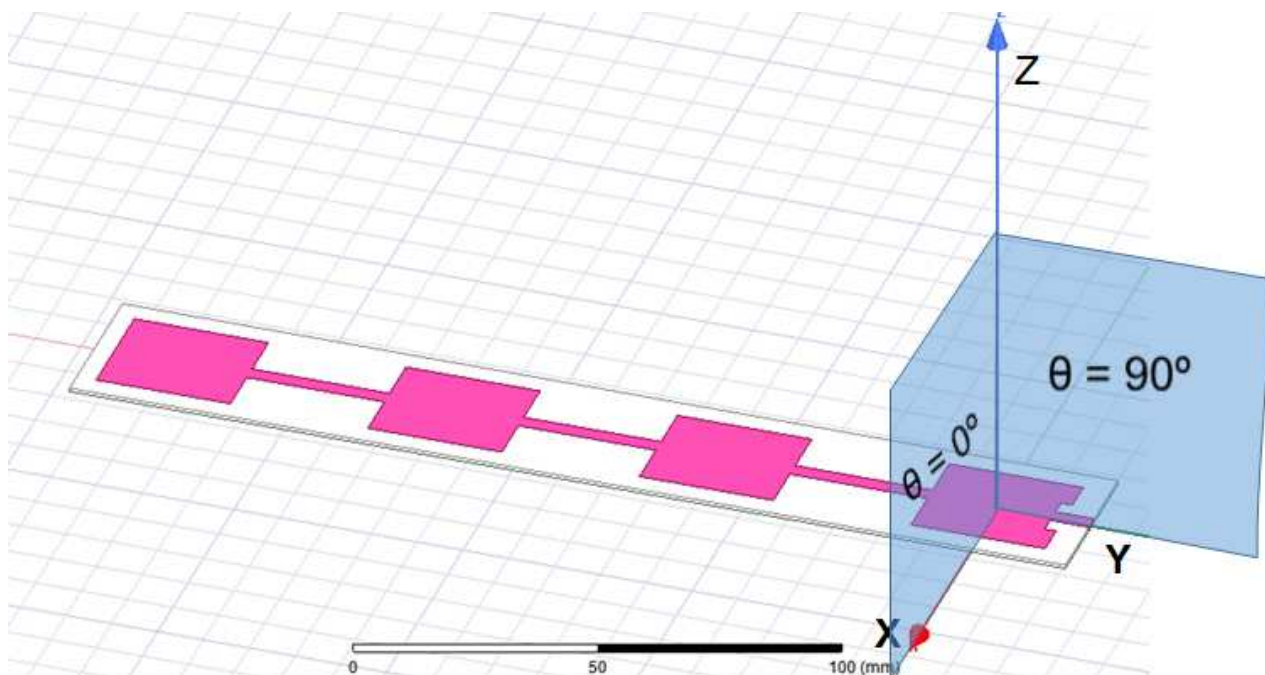
Figura 60 – $|S_{11}|$ de arranjo série com quatro elementos, com parametrização de L .



No projeto final de arranjo em série com quatro elementos, ilustrado na figura Figura 61, o ultimo ajuste foi de $W = 29,07\text{mm}$ com $|S_{11}| = -51,35\text{dB}$ centralizado em $2,45\text{GHz}$, conforme Figura 62. Com essas medidas, houve a simetria do lóbulo principal quanto a dire-

tividade de 10,52dBi, segundo a Figura 63. A Tabela 28 mostra as novas dimensões de otimização.

Figura 61 – Arranjo em série de antena *patch* com quatro elementos.



Fonte: Própria autora.

Tabela 28 – Dimensões finais da antena *patch* de quatro elemento.

Parâmetros	Parametrizado (mm)
Largura patch (W)	25,00
Comprimento patch (L)	29,30
Largura linha de alimentação (W_0)	3,50
Comprimento linha de alimentação (L_0)	6,00
Largura estrutura de casamento (X_0)	3,50
Comprimento estrutura de casamento (Y_0)	2,50
Largura plano terra/substrato (W_g)	34,60
Comprimento plano terra/substrato (L_g)	217,40
Distancia entre os elementos (d)	30,00

Fonte: Própria autora.

Figura 62 – Parâmetro $|S_{11}|$ arranjo de quatro elementos.

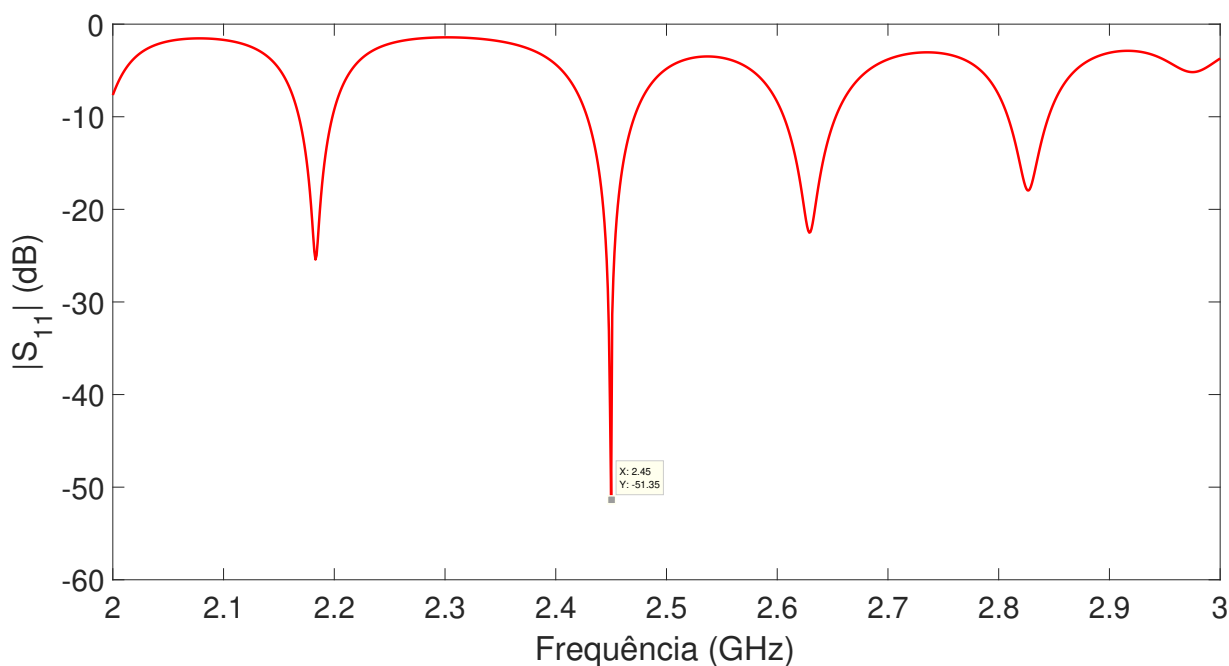
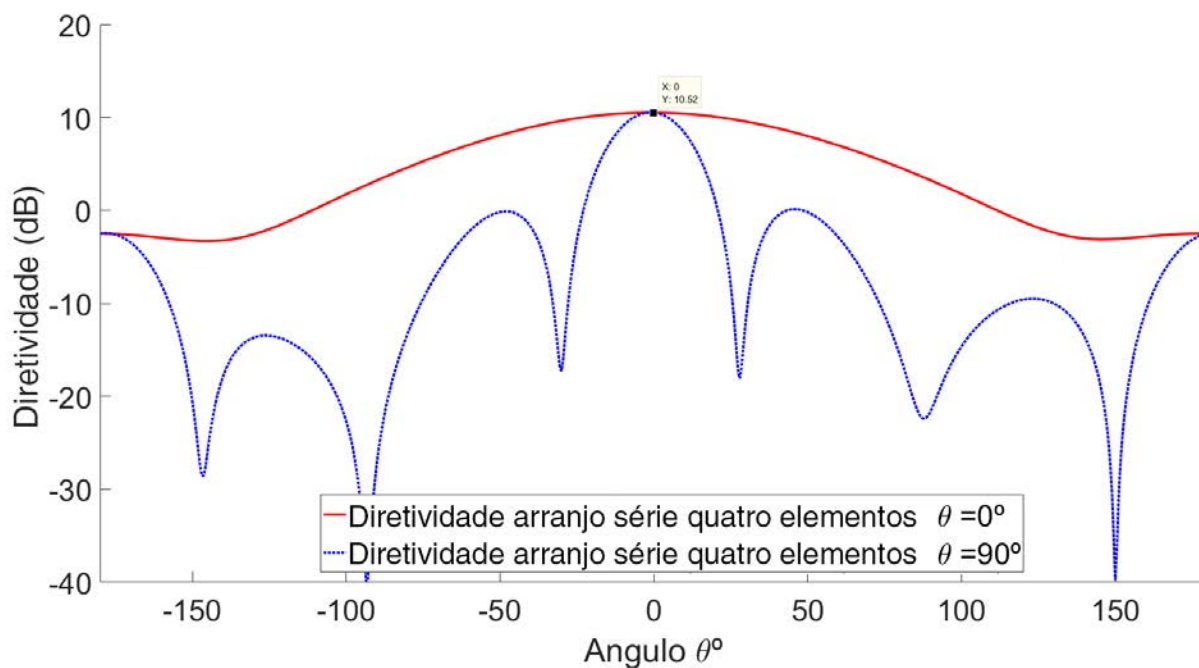


Figura 63 – Diretividade nos planos $\theta=0^\circ$ e $\theta=90^\circ$ para arranjo em série com quatro elementos.

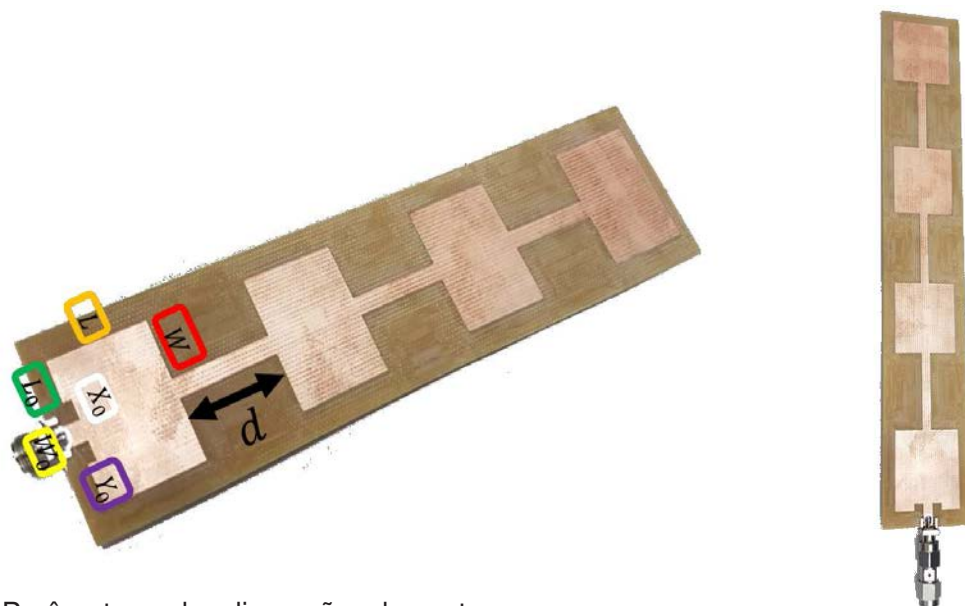


A maior dificuldade para a otimização do arranjo em série se dá pela diferença de fase causada pelos comprimentos das linhas de junção de cada elemento do arranjo. Mesmo com o casamento de impedância calculado e otimizado para um e dois elementos, houve diferença de fase entre os elementos, e consequentemente o deslocamento da frequência

de operação e lóbulo principal na diretividade. A correção do descasamento de fase foi possível através de novas parametrizações tanto na estrutura de casamento, quanto nas dimensões da linha que conectava os *patches*.

3.3.3 Construção de arranjo em série com quatro elementos

A antena de quatro elementos foi construída e medida (Figura 64) para que a efetividade do projeto de simulação fosse comprovada. As dimensões finais de projeto de simulação, descritas na Tabela 28, foram utilizadas para as medidas de construção, conforme ilustra a 64a. O material FR4 citado como parâmetro inicial de projeto das antenas com espessura de $h=0.8\text{mm}$ também foi utilizado. O modelo construído é ilustrado na 64b.



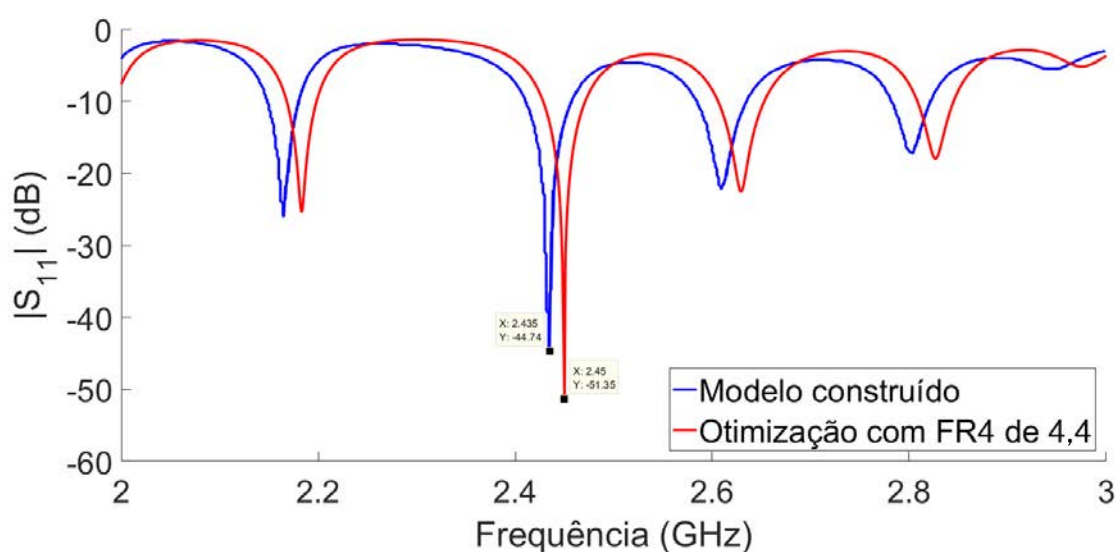
(a) Parâmetros de dimensão da antena construída.

(b) Antena construída a partir de projeto de arranjo em série com quatro elementos.

Figura 64 – Antena de microstrip *patch* em série de quatro elementos construída.
Fonte: Própria autora.

O primeiro parâmetro utilizado na comparação foi o coeficiente de reflexão $|S_{11}|$, conforme mostra a Figura 65. No gráfico é possível reparar a semelhança entre os resultados, porém a frequência da antena construída não estava centralizada em 2,45GHz, de acordo com o projeto. Porém sua faixa de frequência inclui o valor desejado e seu resultado é de $|S_{11}|=-44.74\text{dB}$ centralizado em 2.435GHz.

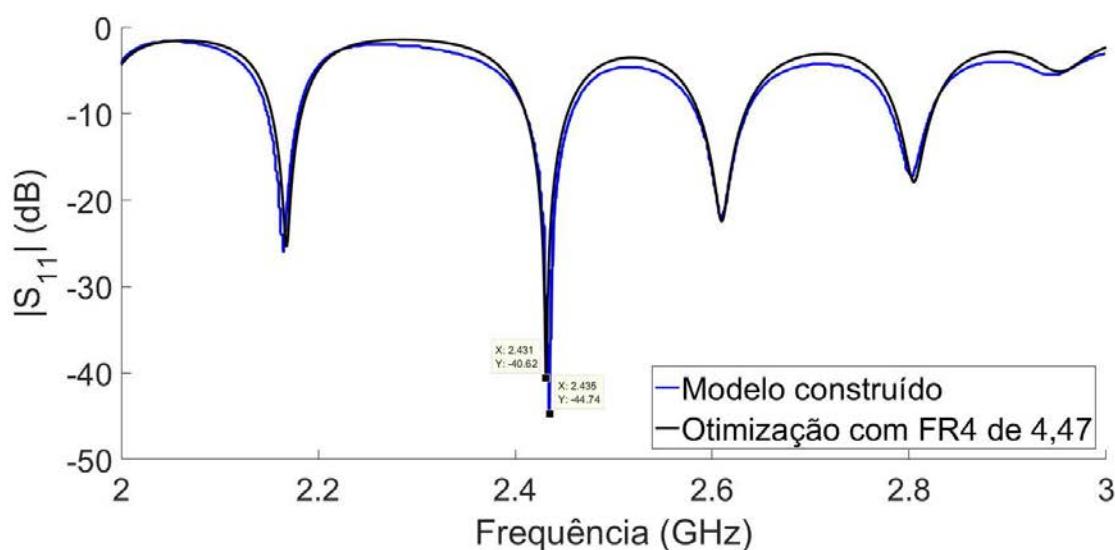
Figura 65 – Comparação entre modelo simulado e construído



Fonte: Própria autora.

Neste ponto da comparação, os estudos foram direcionados para encontrar o possível erro de projeto. Primeiramente foram medidas todas as dimensões da antena construída com um paquímetro, a fim de observar se algum parâmetro não foi impresso de forma errada. A segunda hipótese foi baseado no refinamento da malha adaptativa do simulador. As duas alternativas não apresentaram erros, pois na primeira, a antena media exatamente os valores de simulação e na segunda o refinamento das malhas tinham alto grau de confiabilidade, dado que todos os valores convergiam. Assim, observado que o único parâmetro que não se tinha controle no projeto era o valor exato da constante dielétrica. A literatura fornece diversos estudos dedicados a medir e encontrar a variação do valor da constante dielétrica do FR4, onde pode-se encontrar valores de 4.2 a 4.8 (AGUILAR et al., 1998) (DJORDJEVIC et al., 2001), em média. Portanto, novamente o simulador HFSS foi utilizado, desta vez, variando o valor da constante dielétrica do material. A Figura 66 ilustra o valor de 4.47 para a constante dielétrica, que chega a 2.431GHz, valor que mais se aproximou de 2.435GHz da antena construída.

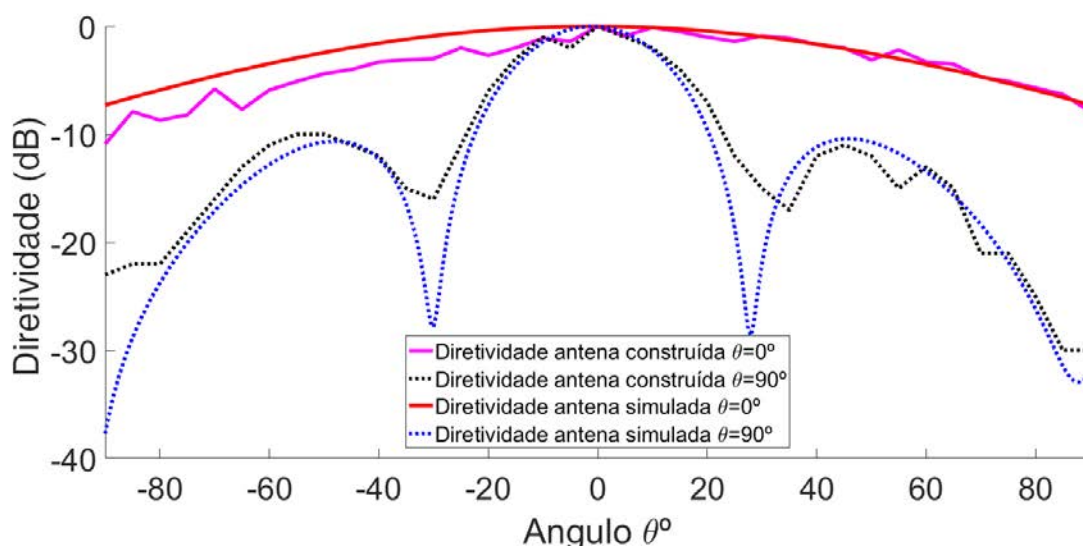
Figura 66 – Comparação entre modelo simulado com variação de FR4 e construído.



Fonte: Própria autora.

O segundo parâmetro de comparação foi a diretividade. A Figura 67 mostra que ambas apresentam o mesmo padrão, apesar da menor quantidade de pontos ilustrados para a antenna construída. Vale ressaltar que o plano $\theta=90^\circ$, onde os elementos em série são acrescentados no eixo y, possui lóbulo mais diretivo.

Figura 67 – Comparação entre diretividade do modelo simulado e construído.



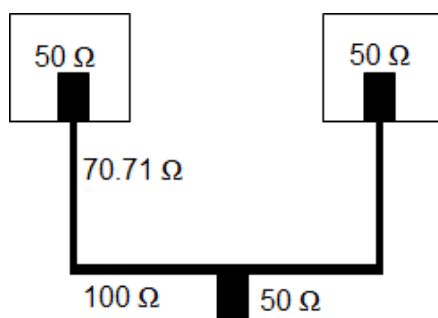
Fonte: Própria autora.

3.3.4 Arranjo em paralelo

No projeto de arranjo com alimentação paralela, o objetivo foi conectar dois *arranjos* em série com quatro elementos que foram desenvolvido para uma impedância de entrada de 50Ω . Desta maneira, a fim de minimizar a degradação da linha, foi necessário o uso de linhas de alimentação com impedância característica alta, ou seja, o casamento de uma

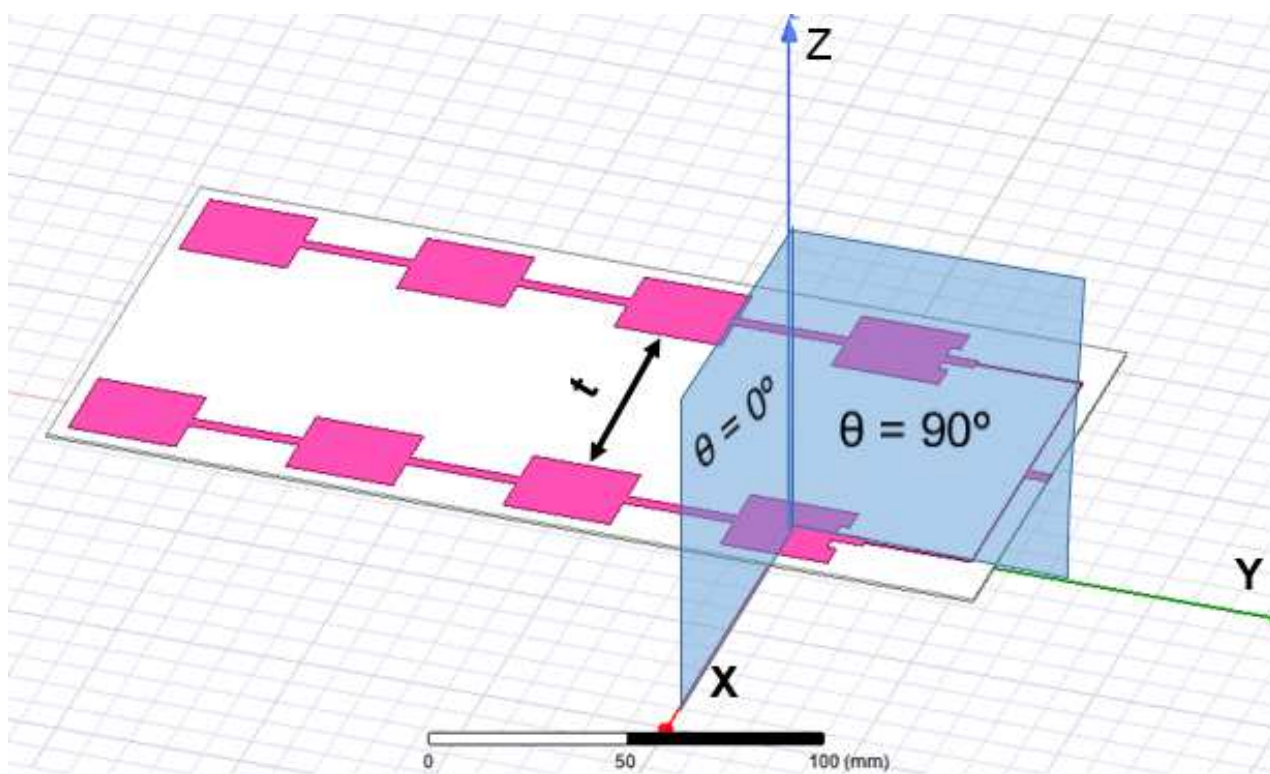
linha de $100\ \Omega$ com a já existente de $50\ \Omega$, por meio de uma linha de $70,71\ \Omega$, conforme a Figura 68. As mesmas medidas desenvolvidas para o arranjo em série foram mantidas, e a configuração final com oito elementos é ilustrada na Figura 69. O único parâmetro que foi parametrizado foi a separação entre os elementos na horizontal, chamado de t . Os resultados encontrados dos parâmetros $|S_{11}|$ de $-59,58\text{dB}$ e diretividade de $14,26\text{dBi}$ são ilustrados nas Figura 70 e Figura 71, respectivamente.

Figura 68 – Casamento entre linhas de arranjo corporativo.



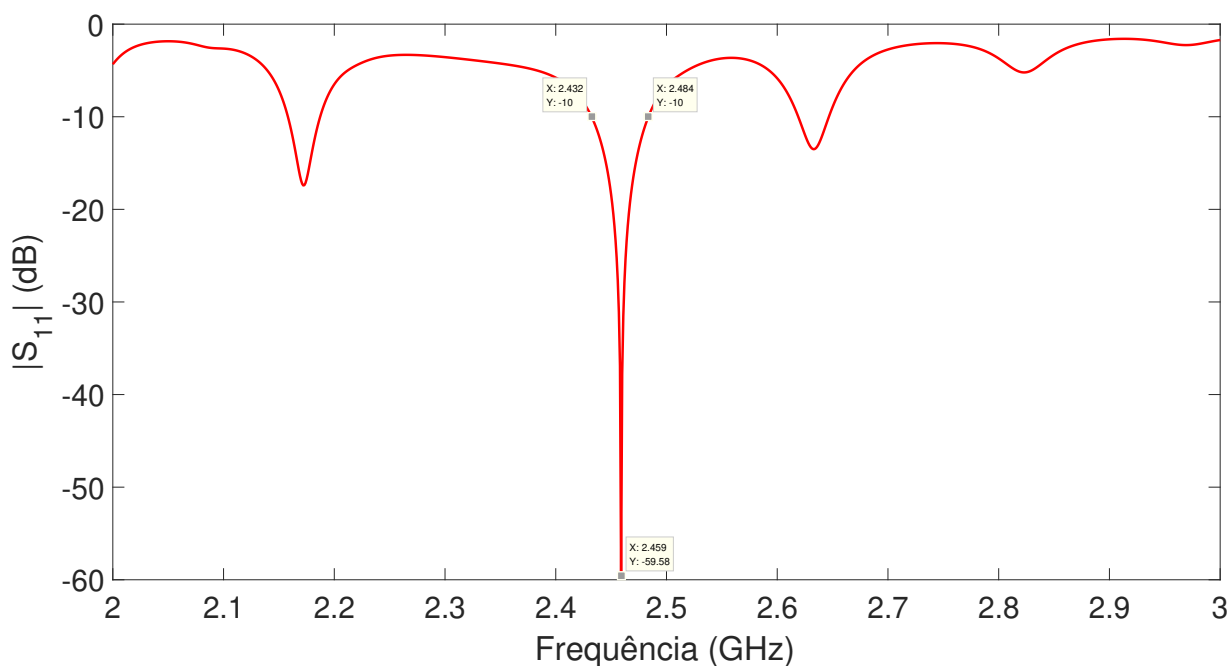
Fonte: Própria autora.

Figura 69 – Arranjo corporativo com oito elementos.



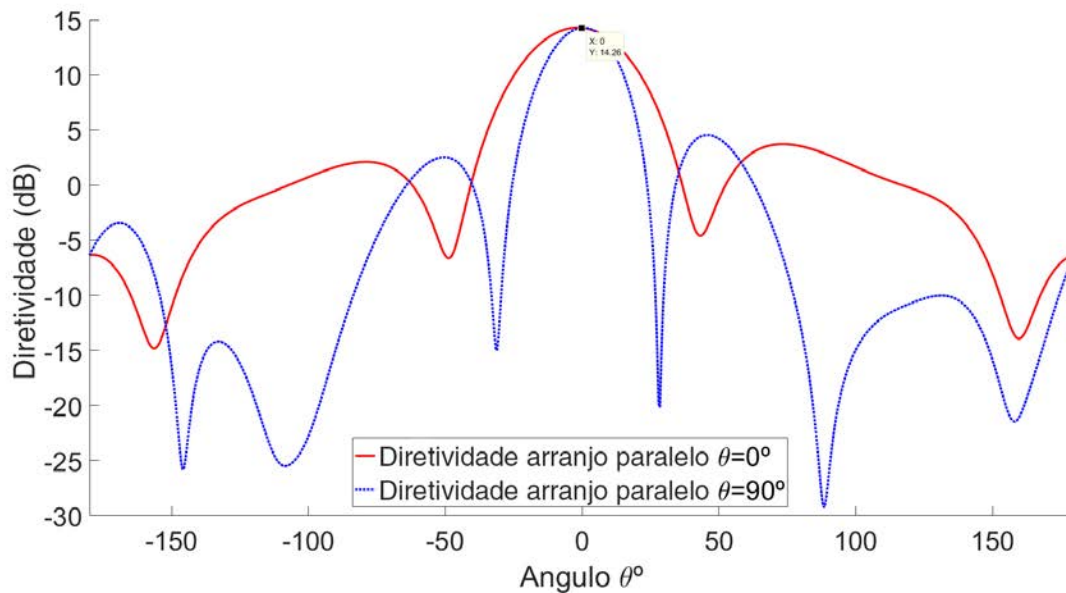
Fonte: Própria autora.

Figura 70 – Parâmetro $|S_{11}|$ para arranjo paralelo de 8 elementos.



Fonte: Própria autora.

Figura 71 – Diretividade para arranjo paralelo de 8 elementos.

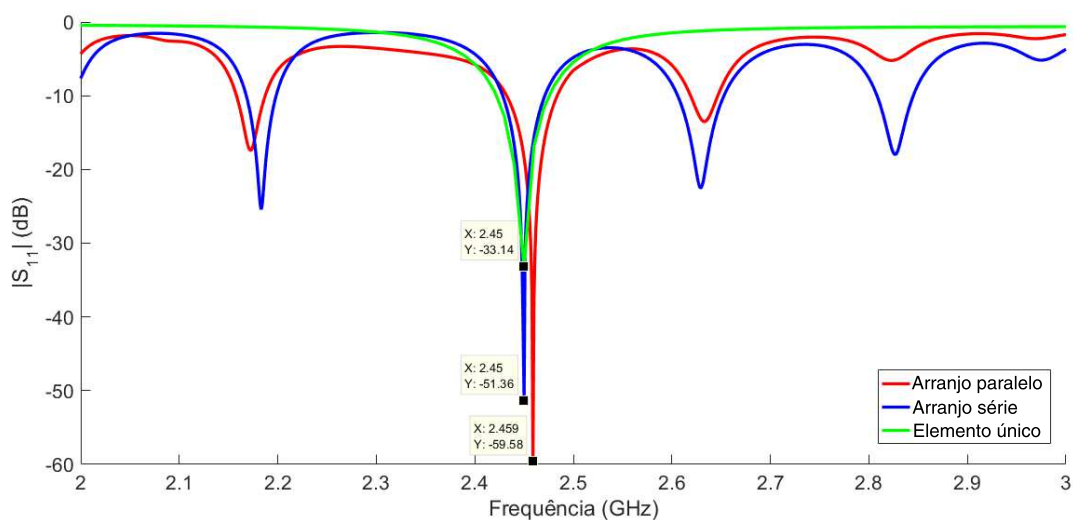


Fonte: Própria autora.

3.4 COMPARAÇÃO

A fim de comparar os resultados obtidos, a Figura 72 ilustra o parâmetro $|S_{11}|$ das três antenas estudadas, que representam o coeficiente de reflexão das antenas. Nos três casos em estudo o resultado obtido é melhor que o mínimo estipulado para projetos similares ($|S_{11}| < -10\text{dB}$).

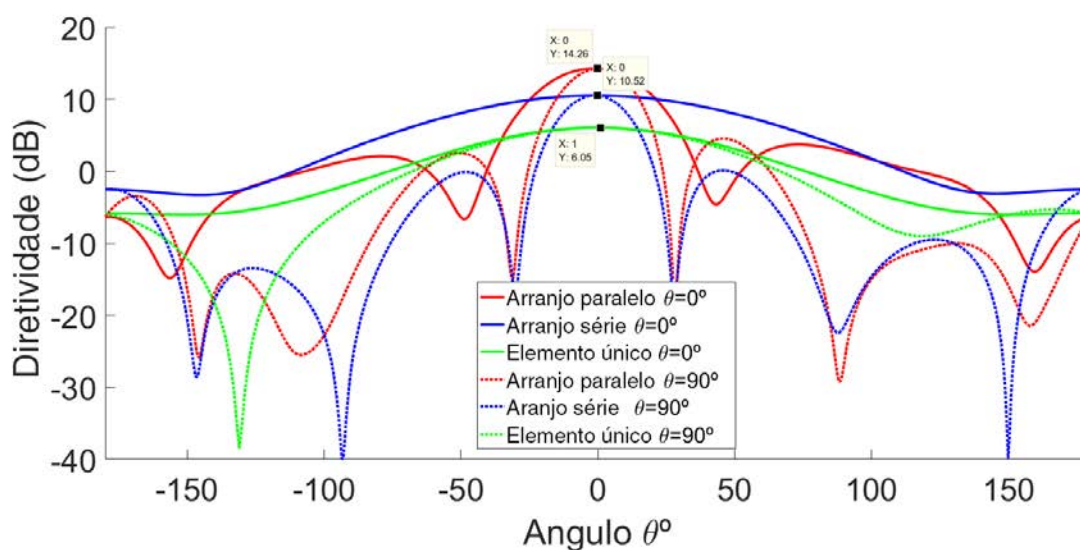
Figura 72 – Comparação de coeficientes de reflexão($|S_{11}|$), dos projetos desenvolvidos.



Fonte: Própria autora.

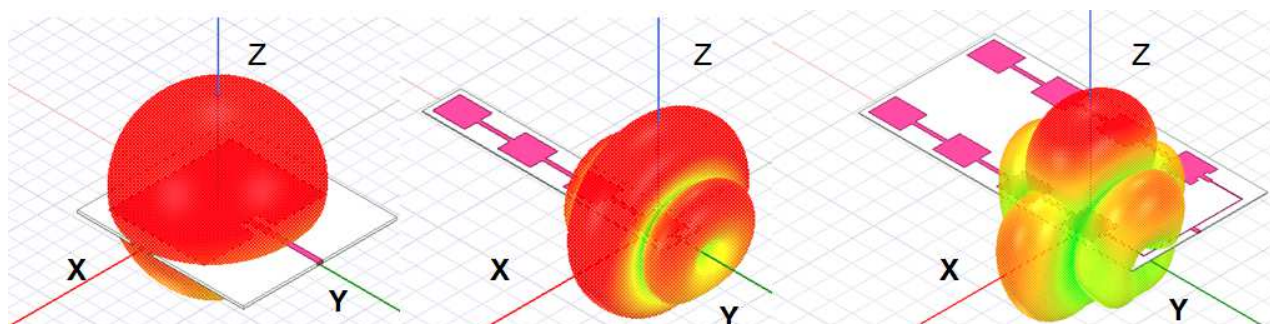
Na comparação quanto a diretividade ilustrada na Figura 73, nota-se que a antena com único elemento produz um diagrama de radiação pouco diretivo, com diretividade máxima de 6,05dBi. O projeto de um arranjo com 4 elementos em série, apresenta o diagrama mais diretivo no plano $\theta=0^\circ$, pois os elementos foram acrescentados apenas no eixo x, e com valor de diretividade máxima de 10,52dBi. Por fim, a combinação em paralelo de com dois conjuntos de 4 elementos, totalizando 8 elementos. Nesta configuração em paralelo, o arranjo foi ainda mais diretivo, tanto no plano $\theta=0^\circ$ como no plano $\theta=90^\circ$, pois em ambos os eixos foram acrescentados elementos, obtendo diretividade máxima de 14,26dBi. Cabe ressaltar que a configuração com 8 elementos foi a que obteve maior diretividade e menor $|S_{11}|$. O diagrama de radiação quanto a diretividade 3D, para cara um dos projetos comparados é ilustrado na Figura 74.

Figura 73 – Comparação de diretividades dos projetos desenvolvidos.



Fonte: Própria autora.

Figura 74 – Diagramas 3D quanto a diretividade.

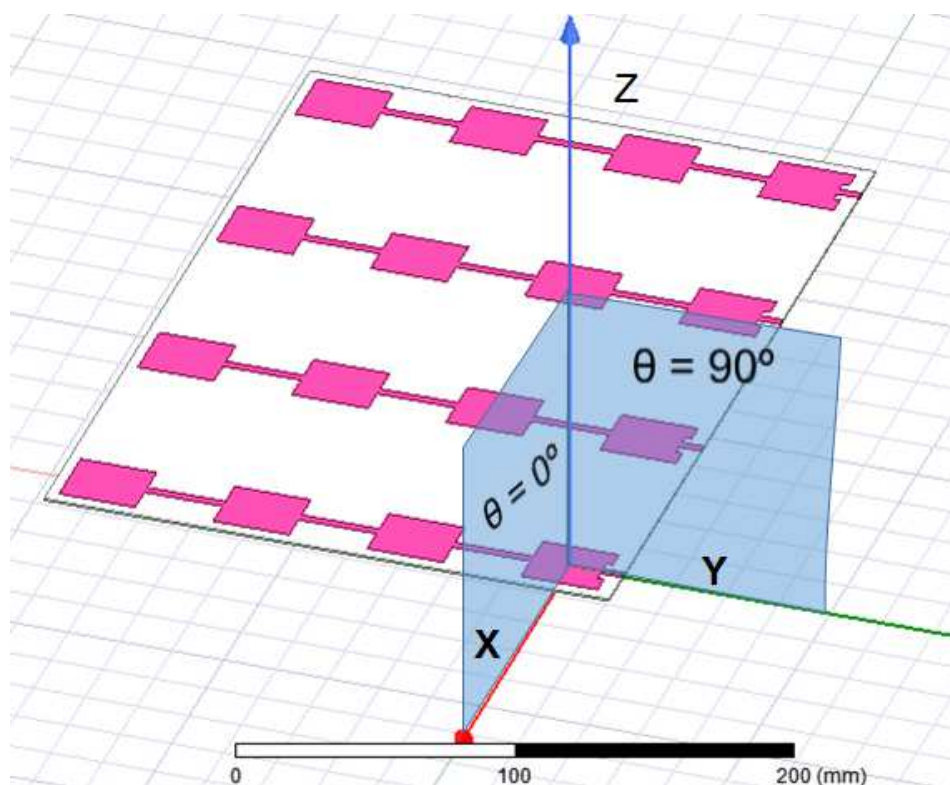


Fonte: Própria autora.

3.5 BEAM STEERING

A técnica de *Beam Steering* consiste em mudar a direção do padrão de radiação da antena, ou seja, alterar a direção do feixe da antena. A principal motivação para a aplicação dessa técnica é direcionar o lóbulo principal para onde queremos receber ou transmitir o sinal. Portanto, para que a técnica seja desenvolvida, é necessário alimentar a fase dos *arranjos* desejados com variação de fase de maneira progressiva (SINGH et al., 2017).

Neste trabalho, a técnica foi desenvolvida a partir do arranjo em série de quatro elementos já descrito, replicado quatro vezes, conforme a Figura 75. A Tabela 29 apresenta como a alimentação progressiva da fase foi aplicada em cada arranjo, onde cinco configurações foram apresentadas, $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = -30^\circ$, $\alpha = 0^\circ$ quando não há diferença de fase entre os *arranjos*, $\alpha = 60^\circ$ e $\alpha = -60^\circ$. A Tabela 29 também mostra, que as cinco configurações foram desenvolvidas tanto para o eixo xy de projeção, que representa $\theta=0^\circ$, quanto para o plano yz, que representa $\theta=90^\circ$.

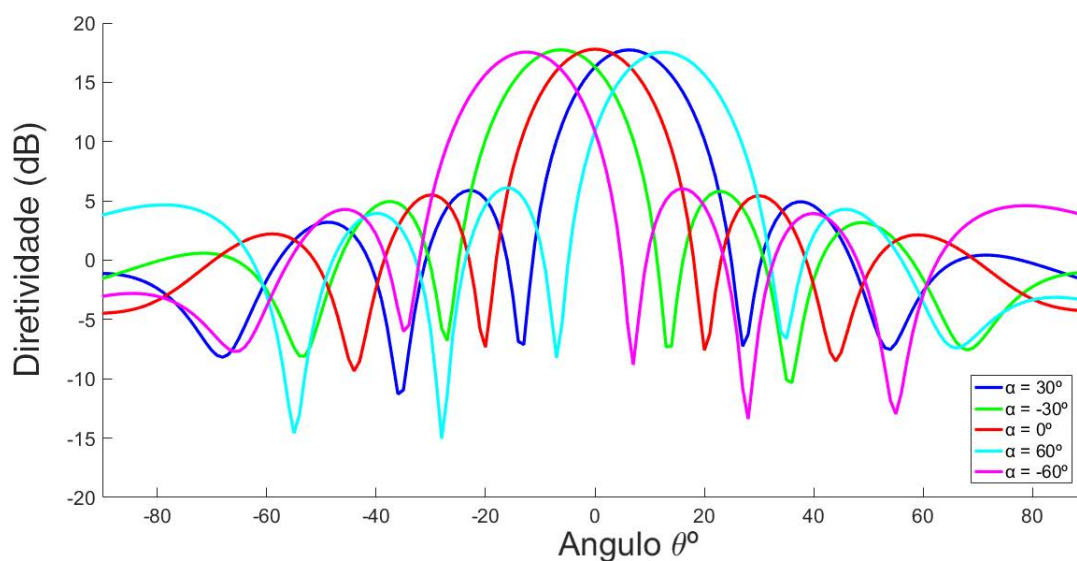
Figura 75 – Estrutura desenvolvida para *Beam Steering*.

Fonte: Própria autora.

Tabela 29 – Configurações de fases progressivas aplicadas para *Beam Steering*.

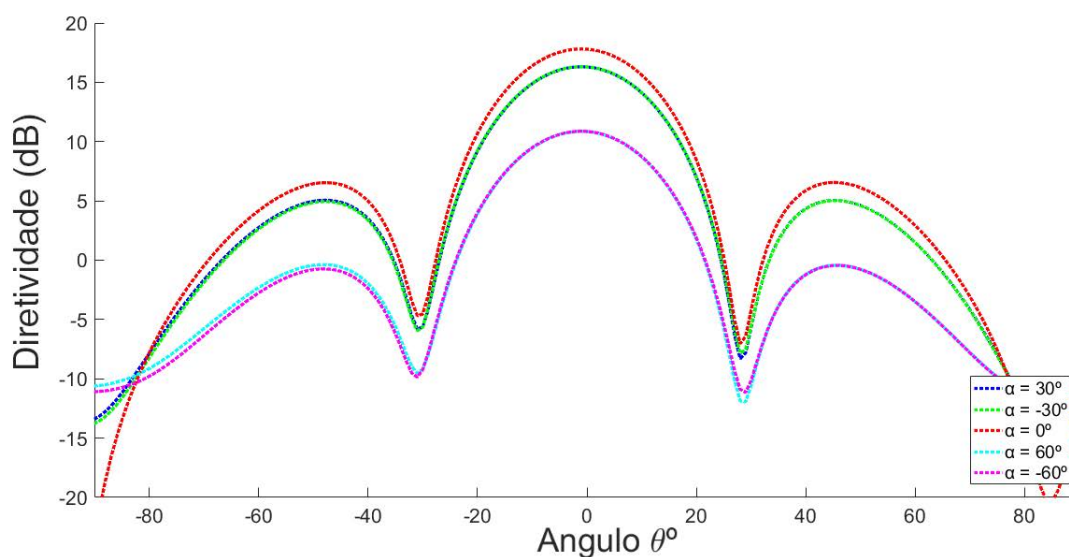
arranjo 1	arranjo 2	arranjo 3	arranjo 4	Diretividade $\theta = 0^\circ$ (dBi)	θ°	Diretividade $\theta = 90^\circ$ (dBi)
0	30	60	90	17,71	7	16,3
0	-30	-60	-90	17,72	-7	16,3
0	0	0	0	17,79	0	17,79
0	60	120	180	17,47	14	10,86
0	-60	-120	-180	17,48	-14	10,86

A diretividade tem seus maiores valores em $\theta=0^\circ$, pois há mais elementos nesse sentido, em especial quando $\alpha = 0^\circ$ apresentando 17,79dBi de diretividade, seguido da configuração de $\alpha = -30^\circ$ e $\alpha = 30^\circ$ com diretividade de 17,72 e 17,71 dBi, com deslocamento de 7° e -7° respectivamente, e $\alpha = -60^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$ com diretividade de 17,48 e 17,47dBi com deslocamento de 14° e -14° , mostrando que não há diferenças consideráveis no resultado ao aplicar a técnica de deslocamento do lóbulo. O diagrama para cada uma das configurações é ilustrado na Figura 76.

Figura 76 – *Beam Steering* aplicado ao plano xz.

Fonte: Própria autora.

Quando a diretividade é analisada com $\theta=90^\circ$, aparente não ocorre o deslocamento em nenhuma das configurações conforme mostra a Figura 77. Na configuração onde $\alpha = 0^\circ$ ainda temos 17,79dBi, porém em $\alpha = -30^\circ$ e $\alpha = 30^\circ$ a diretividade decai para 16,3dBi e para $\alpha = -60^\circ$ e $\alpha = 60^\circ$ para 10,86dBi. Isso se justifica, pois como os cortes são nos planos $\theta=0^\circ$ e $\theta=90^\circ$ não representam os pontos de máxima radiação devido aos deslocamentos em torno do plano $\theta=90^\circ$. Seria necessário nesse sentido, representações de outros planos, que incluíssem o ponto de máxima diretividade.

Figura 77 – *Beam Steering* aplicado ao plano yz.

Fonte: Própria autora.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho teve como proposta principal o estudo do comportamento de antenas *patch* para chegar a um modelo final, que obtivesse bom desempenho quanto a diretividade e parâmetro $|S_{11}|$. Os estudos e simulações foram feitos para antenas com elemento único, e para arranjos em série e paralelo. Inicialmente, foi necessário estabelecer parâmetros que são, frequência de operação de 2,45GHz, espessura de $h=8\text{mm}$, o material FR4 com constante dielétrica de 4,4 e impedância de entrada da antena de 50Ω . A geometria da antena foi determinada de *patch* retangular, pela simplicidade de projeção e a facilidade de otimização. Também foi determinada a alimentação por linha de alimentação, que possibilitava o estudo do controle do casamento entre a linha e o elemento radiador, a partir das reentrâncias. O método de análise foi o de distribuição de corrente magnética, que por ser aproximado, possui formulação fechada para estabelecer os cálculos das antenas. Após os estudos prévios foi desenvolvido uma programação com as formulas do método para calcular a antena de acordo com as premissas estabelecidas.

A primeira antena projetada foi a de elemento único. Como a formulação do método é aproximada, ao simular a antena no software HFSS, com as dimensões originais, tivemos $|S_{11}|=-20\text{dB}$ e diretividade de 5,2dBi, porém deslocado para a frequência de 2,44GHz e banda de 2,412GHz a 2,46GHz. Assim, os parâmetros da linha de alimentação e do casamento com o *patch*, foram levemente ajustadas para centralizar na frequência de operação desejada. As estruturas parametrizadas tiveram pouca diferença nas dimensões originalmente projetadas, pois apresentavam grande sensibilidade às variações das mesmas. Nesta etapa também foi estudada a influência do tamanho do substrato e da escolha do seu material. Quanto ao material, foram variadas suas dimensões e estabelecidas um padrão para todas as outras simulações. Quanto ao material, foi concluído que, quanto menor a tangente de perdas, mais o ganho e a diretividade se aproximam, visto que a variável que relacionam as duas grandezas é a eficiência da radiação da antena. A antena final com único elemento apresentou $|S_{11}|=-33,14\text{dB}$ e diretividade de 6,051dBi.

Nos estudos de arranjo, foi primeiramente projetado um arranjo em série com dois elementos. A principal dificuldade foi ajustar a linha de junção entre os elementos, que necessitou de duas etapas de simulações para chegar a uma distância de 18mm e $|S_{11}|=-20,75\text{dB}$ e diretividade de 7,071dBi. A sensibilidade da parametrização teve maior resposta com os parâmetros X_0 e W_0

O segundo projeto foi um arranjo com quatro elementos em série. Os ajustes de casamento entre as linhas e os *patches* adicionados passaram por mais três etapas de simulação, onde a largura da estrutura de casamento X_0 e largura da linha de alimentação W_0 não foram suficientes para ajustar para que o lóbulo principal de radiação e a frequência de ressonância. A sensibilidade para centralizar o lóbulo e a frequência, só foram alcançados com a parametrização das medidas de largura e comprimento do *patch*. Alcançou-se

$|S_{11}|=-51,35\text{dB}$ e diretividade de $10,52\text{dBi}$. Neste caso, a sensibilidade da parametrização teve maior resposta com os parâmetros L e W .

Com o projeto de arranjos em série de quatro elementos finalizado, após muitas simulações com refinamento adequado para se aproximar com o real, a antena foi construída. A semelhança entre os resultados práticos e teóricos é evidente, apesar da frequência central da antena construída estar deslocada para $2,435\text{GHz}$. Este deslocamento é justificado por meio de simulações, pela influência da constante dielétrica do material, que não apresentava o valor exato de $4,4$. As simulações nos levam a concluir que este valor se aproximava de $4,47$. Portanto é necessário na fase de projeção, se certificar do valor da constante dielétrica do material, com as especificações do fabricante, ou através de testes, sendo a segunda alternativa mais complexa. Quanto a diretividade, a antena apresentou resultados de acordo com as simulações, inclusive com o plano $\theta=90^\circ$ mais diretivo.

Outro arranjo projetado foi o de alimentação em paralelo, sendo necessário a construção de uma árvore divisória de potência para casar os elementos de linha. A principal parametrização neste caso, foi feita pela distância horizontal entre os elementos, visto que a projeção da linha foi devidamente calculada. Os resultados obtidos foram $|S_{11}|=-59,58\text{dB}$ e diretividade de $14,26\text{dBi}$. Assim, a sensibilidade da parametrização teve maior resposta com a separação dos elementos.

A comparação entre esses três projetos sintetizou na projeção dos diagramas de radiação. Nestes, concluiu-se que, para um elemento o diagrama é pouco diretivo. Nos arranjos em série, temos acréscimos de elementos no eixo x que por consequência, torna o diagrama mais diretivo no plano $\theta = 0^\circ$. Já nos arranjos em paralelo, como há elementos tanto no eixo x como no y apresenta diretividade nos planos no plano $\theta = 0^\circ$ e no plano $\theta = 90^\circ$.

Na técnica de *beam steering*, foram alimentadas as antenas do arranjo com fases progressivas de 30° em 30° , e obteve melhores resultados no plano $\theta = 0^\circ$ devido ao número maior de elementos neste eixo, com diretividade de $17,71\text{dBi}$.

REFERÊNCIAS

- AGUILAR, J. R. et al. The microwave and rf characteristics of fr4 substrates. In: **IEE Colloquium on Low Cost Antenna Technology (Ref. No. 1998/206)**. [S.l.: s.n.], 1998. p. 2/1–2/6.
- ALAM, M. M. R. S. M. M.; GONI, M. O. Design and performance analysis of microstrip array antenna. p. 1837–1842, 08 2009.
- ALEXANDER, C.; SADIKU, M.; NASCIMENTO, J. D. **Fundamentos De Circuitos Elétricos**. MCGRAW HILL - ARTMED. ISBN 9788580551723. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=AsLbmGEACAAJ>>.
- ASHYAP, A. et al. A comparison between rectangular and c-shapep patch antenna for bandwidth improvement at 5.2 ghz for wlan applications. v. 11, p. 3923–3928, 01 2016.
- BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design**. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 0471714623.
- BHARTIA, P. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. [S.l.]: Artech House, 2001.
- BORAH, B. N. et al. **A Comparative Study of Compact Finite Volume Methods for the 2-D Difussion Equation with Finite Difference ADI and SOR**. 1992. 76-78 p.
- BORGESE, G. et al. Compact wireless gps/inertial system. In: **2011 4th Annual Caneus Fly by Wireless Workshop**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4.
- BOSKOVIC, N. et al. Highly directive patch antenna array for fmcw radar at ku band. v. 21, p. 14–18, 01 2015.
- DALLI, L. Z. A.; BRI, S. Comparison of circular sector and rectangular patch antenna arrays in c-band. v. 4, p. 457–467, 11 2012.
- DJORDJEVIC, A. R. et al. Wideband frequency-domain characterization of fr-4 and time-domain causality. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, v. 43, n. 4, p. 662–667, Nov 2001. ISSN 0018-9375.
- ERRIFI A. BAGHDAD, A. B. H.; SAHEL, A. Design and analysis of directive microstrip patch array antennas with series, corporate and series-corporate feed network. v. 3, p. 416–423, 12 2015.
- GANESH, M.; SUBHASHINI, K. R.; JAGAN, B. **A method of moments based algorithm to synthesize antenna arrays**. 2017. 1091-1095 p.
- B. Georges e G. Henri. **Flat Aerial for Ultra High Frequencies**. 1952. CA627967A. Disponível em: <<https://patents.google.com/patent/CA627967A/nl>>.
- GULBAHAR, B.; SENCAN, S. Wireless internet service providing for 5g with hybrid tv broadcast and visible light communications. In: **2017 Wireless Days**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 66–69.
- HALLIL, H. et al. Feasibility of wireless gas detection with an fmcw radar interrogation of passive rf gas sensor. In: **2010 IEEE Sensors**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 759–762. ISSN 1930-0395.

- HU, Y. et al. **A design approach for inset-fed rectangular microstrip antennas**. 2006. 1491-1494 p.
- JAMALI, B.; COOK, T. **Comparative study of microstrip patch antenna feed network**. 2013. 179-183 p.
- KHAN, D. D. R. Design of series feed microstrip antenna array for low side lobe level. v. 6, p. 45–47, 07 2015.
- KHRAISAT, Y. S. H. Design of 4 elements rectangular microstrip patch antenna with high gain for 2.4 ghz applications. v. 6, p. 68–74, 01 2012.
- MISHRA, P. K. et al. **Multiband Microstrip Antenna for 4G Mobile Application**. 2015. 60-63 p.
- PENCHEL, R. A. et al. Omnidirectional dual-reflector antennas for high directivity over wideband in millimeter waves. In: **2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2104–2108.
- D.M. Pozar. **Microwave Engineering**. 2011.
- QIAN, C. G.; CAI, W. Y. The design and implementation of video wireless wifi sensor nodes with the function of air targets detection. In: **2014 International Conference on Wireless Communication and Sensor Network**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 222–225.
- SALMAN M. M. AMEEN, S. O. H. J. W. Effects of the loss tangent, dielectric substrate permittivity and thickness on the perform. v. 10, 03 20106.
- SARKAR, T. K. Computation of the propagation characteristics of te and tm modes in arbitrarily shaped hollow waveguides utilizing the conjugate gradient method. v. 3, n. 2, p. 143–165, 1989.
- SIDHU, J. S. S. S. K. Analysis and design rectangular patch with half rectangular fractal techniques. p. 386–392, 2016.
- SINGH, A. et al. Beam steering in antenna. In: **2017 International Conference on Innovations in Information, Embedded and Communication Systems (ICIIECS)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4.
- SRIVASTAVA, A.; SHARMA, V.; SHARMA, R. Design of series feed microstrip patch antenna array using hfss simulator. **J. on Recent Trends in Engineering and Technology**, v. 8, n. 2, p. 63–65, 2013.
- TUBBAL, F. E.; RAAD, R.; CHIN, K. W. A survey and study of planar antennas for pico-satellites. **IEEE Access**, v. 3, p. 2590–2612, 2015.
- WOLFF, C. **Radar Basics**. 2016. Disponível em: <<http://www.radartutorial.eu/index.en.html>>.

ANEXO A – PROGRAMAÇÃO PARA PROJETAR DESIGN DA ANTENA *PATCH* RETANGULAR

```

1 -   clc
2 -   clear all
3 -   format long
4 -   disp('Design Rectangular Microstrip Antenna');
5 -   disp('=====');
6 -   %PARÂMETROS INICIAIS%
7 -   er=input('enter the dielectric constant:');
8 -   h=input('substrate thickness:');
9 -   f=input('frequency (Ghz):');
10 -  z=input('input impedance:');
11 -  disp('JUST A MINUTE');
12 -  f=f*1e9;
13
14 -  %LARGURA W%
15 -  W=(3e8/(sqrt((er+1)/2)*2*f))*1000; %mm
16 -  if (W/h > 1.0)
17 -      aux1 = (er+1)/2;
18 -      aux2 = (er-1)/2;
19 -      aux3 = 1 + 12*(h/W);
20 -      e_eff = aux1 + aux2/sqrt(aux3);
21 -  end
22 -  %EXTENSÃO DE COMPRIMENTO DELTA L%
23 -  del_l=((e_eff+0.3)*((W/h)+0.264))/((e_eff-0.258)*((W/h)+0.8))*(0.412*h);
24 -  %EFFECTIVE LENGTH%
25 -  l_eff=(3e8/(2*f*sqrt(e_eff)))*1000;
26 -  %COMPRIMENTO L%
27 -  L=l_eff-(2*del_l);
28 -  %
29 -  %CONDUTANCIA G1%
30 -  ka=(3e8/f)*1000;
31 -  k0=(2*pi)/ka;
32 -  X=k0*(W);
33 -  I1=-2+cos(X)+(X*sinint(X))+sin(X)/(X);

```

```

34 - G1=I1/(120*pi*pi);
35 - %CONDUTANCIA MUTUA G12%
36 - a=@(th)((sin((X./2).*cos(th))./cos(th)).^2).*(besselj(0,(k0.*L.*sin(th))))
37 - |.*(sin(th)).^3);
38 - a1=integral(a,0,pi);
39 - g12=a1/(120*pi*pi); %SIEMENS
40 - %
41 - %LINHA DE ALIMENTAÇÃO%
42 - R_in=1/(2*(G1+g12));
43 - y0=(L/pi)*(acosd(sqrt(z/R_in)))/100; %mm
44 - %
45 - %PLANO TERRA%
46 - Lg_min=6*h+L; %PUNIT S. NAKAR BOOK
47 - Wg_min=6*h+W;
48 - %
49 - %LINHA DE ALIMENTAÇÃO%
50 - B=60*pi*pi/(z*sqrt(er));
51 - m1=2*B-1;
52 - m=log(m1);
53 - n1=B-1;
54 - n=log(n1);
55 -
56 - W0=(2*h/pi)*(B-1-m+((er-1)/(2*er))*(n+(0.39*0.61)/er)); %LIANG J. BOOK
57 -
58 - x0=(3e8*4.65e-9)/(sqrt(2*e_eff)*f*10^-9)*10; %JOURNAL BY M A MATIN\
59 - c=3*1e8;
60 - t= sqrt(e_eff);
61 -
62 - lambg=((c/(t*f))/2)*1000;
63 -
64 - disp('RECTANGULAR PATCH:')
65 -     disp(['The Width of the patch W: ',num2str(W), 'mm'])
66 -     disp(['The length of the patch L: ',num2str(L), 'mm'])
67 -
68 -     disp(['The inset feed point y0: ',num2str(y0), 'mm'])
69 -     disp(['The Width of the feed line W0: ',num2str(W0), 'mm'])
70 -     disp(['The gap of the feed line x0: ',num2str(x0), 'mm'])
71 -     disp(['The minumum length of ground plane: ',num2str(Lg_min), 'mm'])
72 -     disp(['The minimum width of ground plane: ',num2str(Wg_min), 'mm'])
73 -     disp(['separation d: ',num2str(lambg), 'mm'])

```