

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE
TELECOMUNICAÇÕES

Pedro Henrique Alves Everling

**METAMATERIAIS APLICADOS AO AUMENTO DE GANHO EM
ANTENA VIVALDI**

Santa Maria, RS
2024

Pedro Henrique Alves Everling

METAMATERIAIS APLICADOS AO AUMENTO DE GANHO EM ANTENA VIVALDI

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de Concentração em Área de concentração em Telecomunicações, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**. Defesa realizada por videoconferência.

Orientadora: Prof.^a Candice Müller

Santa Maria, RS
2024

Pedro Henrique Alves Everling

METAMATERIAIS APLICADOS AO AUMENTO DE GANHO EM ANTENA VIVALDI

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, Área de Concentração em Área de concentração em Telecomunicações, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**.

Aprovado em 1 de julho de 2024:

Candice Müller, Dra. (UFSM)
(Presidenta/Orientadora)

Natanael Rodrigues Gomes, Dr. (UFSM)

Fernando César Comparsi de Castro, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2024

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha querida mãe Susi Mara, que sempre me apoiou e me incentivou a seguir os meus sonhos, ao meu pai Marcos Antônio, que me ensinou valores e princípios que me fizeram crescer como pessoa, à minha amada avó Terezinha da Silva (in memoria), que me acolheu e me amou como um filho, e ao meu amado avô Oli Ernani (in memoria), que me transmitiu sabedoria e coragem. Dedico também ao meu irmão Gustavo Everling, que é um exemplo de irmão e amigo, e a todos os meus familiares, tios, primos e primas, que sempre estiveram presentes na minha vida. A todos vocês, o meu muito obrigada!

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar a minha profunda gratidão a todos que me apoiaram e incentivaram na minha trajetória acadêmica. Em especial, quero agradecer à minha família, que sempre esteve ao meu lado, me dando força e motivação para superar os desafios e buscar os meus sonhos. Vocês são a minha inspiração e o meu orgulho.

Também quero agradecer aos meus amigos de graduação Luis Camponogara, Elter Souza e Emanuel Maziero, que foram mais do que colegas, foram parceiros e irmãos de aprendizado e que levarei para o resto da minha vida. Com vocês, eu compartilhei momentos inesquecíveis, troquei experiências, conhecimentos e risadas. Vocês foram fundamentais para o meu crescimento pessoal e profissional.

Quero agradecer à professora Candice Müller, que foi uma orientadora excepcional, uma mestra dedicada e uma fonte de sabedoria. Agradeço pelos ensinamentos, pelas oportunidades, pelos conselhos e pelas broncas que me fizeram evoluir como estudante e como pesquisador. Agradeço por despertar em mim a paixão pela ciência e pela pesquisa.

Não posso deixar de agradecer também aos meus colegas de GPScom, que me acolheram e me integraram ao grupo de pesquisa. Durante esses dois anos, eu vivi momentos de extrema felicidade e aprendizado com vocês. Vocês me ensinaram muito sobre a área de comunicação.

*Até a pé nós iremos
Para o que der e vier
Mas o certo é que nós estaremos
Com o Grêmio onde o Grêmio estiver*

(Lupicínio Rodrigues)

RESUMO

METAMATERIAIS APLICADOS AO AUMENTO DE GANHO EM ANTENA VIVALDI

AUTOR: Pedro Henrique Alves Everling
Orientadora: Candice Müller

Este Trabalho de Conclusão de Curso explora a aplicação de três configurações de metamateriais em uma antena Vivaldi, com a intenção de aumentar o ganho sem modificar a estrutura da antena. A antena Vivaldi em questão apresenta ranhuras em formato de palmeiras para otimizar a largura de banda. A largura de banda almejada é de 2,2 GHz, operando na faixa de frequência de 4,9 GHz a 7,1 GHz, que é a faixa utilizada pelo WiFi 6. Os resultados de simulação mostram valores para os coeficientes de reflexão inferiores a -15 dB na largura de banda de 2,15 GHz ou 35,84% de banda fracionária e um ganho de 7,64 dBi. Três diferentes estruturas de metamateriais foram empregadas para aumentar o ganho e comparar as estruturas. No estudo das células unitárias, foram analisados os parâmetros de deslocamento de fase na onda de tensão incidente e o principal parâmetro de atraso de fase do metamaterial em relação ao um ângulo de incidência, para que possa converter uma onda cilíndrica gerada pela fonte em uma onda uniforme em uma onda uniforme na saída. As três estruturas de metamateriais, obtiveram um aumento de ganho para a primeira de 10,8 dBi, na segunda de 9,46 dBi e a terceira de 9,36 dBi na frequência de 6 GHz. Já a largura de banda das três estrutura foram de 1,93 GHz para a primeira, de 1,51 GHz para a segunda e 1,87 GHz para a terceira. Portanto os resultados indicam que todas as estruturas permitem um aumento no ganho da antena Vivaldi, mantendo a antena com uma banda ultra larga.

Palavras-chave: Antena Vivaldi. WiFi 6. Largura de banda. Ganho. Coeficientes de reflexão. Metamaterial. Estruturas aplicadas. Atraso de fase. Banda ultra larga.

ABSTRACT

METAMATERIALS APPLIED TO INCREASING GAIN IN VIVALDI ANTENNA

AUTHOR: Pedro Henrique Alves Everling
ADVISOR: Candice Müller

This undergraduate thesis explores the application of three configurations of metamaterials in a Vivaldi antenna, with the intention of increasing the gain without modifying the antenna structure. The Vivaldi antenna in question features palm-shaped slots to optimize the bandwidth. The targeted bandwidth is 2.2 GHz, operating in the frequency range of 4.9 GHz to 7.1 GHz, which is the range used by WiFi 6. Simulation results show reflection coefficient values below -15 dB at 2.15 GHz bandwidth or 35.84% fractional bandwidth and a gain of 7.64 dBi. Three different metamaterial structures were employed to increase the gain and compare the structures. In the study of unit cells, parameters of phase shift in the incident voltage wave and the main parameter of phase delay of the metamaterial in relation to an angle of incidence were analyzed, so that it can convert a cylindrical wave generated by the source into a uniform wave at the output. The three metamaterial structures achieved a gain increase of 10.8 dBi for the first, 9.46 dBi for the second, and 9.36 dBi for the third at a frequency of 6 GHz. The bandwidths of the three structures were 1.93 GHz for the first, 1.51 GHz for the second, and 1.87 GHz for the third. Therefore, the results indicate that all structures allow an increase in the gain of the Vivaldi antenna while maintaining the antenna with an ultra-wideband.

Keywords: Vivaldi Antenna. WiFi 6. Bandwidth. Gain. Reflection coefficients. Metamaterial. Applied structures. Phase Delay. Ultra wide band.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – Antena	19
FIGURA 2 – Diagrama de radiação	20
FIGURA 3 – Lóbulos de radiação	21
FIGURA 4 – Ilustração da Largura de banda de uma antena	23
FIGURA 5 – Rede de N portas	24
FIGURA 6 – Ondas estacionarias	26
FIGURA 7 – Ilustração dos tipos de antena	27
FIGURA 8 – Ilustração da antena Vivaldi	28
FIGURA 9 – Quatro meios eletromagnéticos	30
FIGURA 10 – Célula Única de metamaterial	30
FIGURA 11 – Representação da onda cilíndrica e Aplicação do metamaterial na antena	31
FIGURA 12 – Ondas incidindo nos metamateriais	32
FIGURA 13 – Ângulo de incidência	33
FIGURA 14 – Vista Frontal antena Vivaldi	35
FIGURA 15 – Alimentação antena Vivaldi	35
FIGURA 16 – Estruturas Simultâneas nas duas faces	36
FIGURA 17 – Coeficiente de Reflexão na porta S_{11}	37
FIGURA 18 – Ganho da Antena Vivaldi	37
FIGURA 19 – Diagrama de Radiação Polar	38
FIGURA 20 – Conjunto de Metamateriais	39
FIGURA 21 – Primeira estrutura de metamaterial	42
FIGURA 22 – Atraso de fase para a frequência de 4,9 GHz, 6GHz e 7,1 GHz	43
FIGURA 23 – Segunda estrutura de metamaterial	44
FIGURA 24 – Atraso de fase para a frequência de 4,9 GHz, 6GHz e 7,1 GHz	45
FIGURA 25 – Terceira estrutura de metamaterial	46
FIGURA 26 – Atraso de fase para a frequência de 4,9 GHz, 6GHz e 7,1 GHz	48
FIGURA 27 – Ângulo de incidência nas células unitárias	50
FIGURA 28 – Aplicação da primeira estrutura de metamaterial na antena Vivaldi	50
FIGURA 29 – Parâmetro S_{11} com primeira estrutura de metamaterial na Vivaldi ..	51
FIGURA 30 – Diagrama de Radiação Polar com a primeira estrutura de metamaterial	51
FIGURA 31 – Campo Elétrico com 6 GHz	52
FIGURA 32 – Ângulo de incidência nas células de metamaterial	53
FIGURA 33 – Aplicação da segunda estrutura na antena Vivaldi	53
FIGURA 34 – Parâmetro S_{11} com segunda estrutura de metamaterial na Vivaldi .	54

FIGURA 35 – Diagrama de Radiação Polar com a segunda estrutura de metamaterial	54
FIGURA 36 – Campo elétrico em 6 GHz	55
FIGURA 37 – Ângulo de incidência e ϕ_{T_n}	56
FIGURA 38 – Aplicação da terceira estrutura na antena Vivaldi	56
FIGURA 39 – Parâmetro S_{11} com terceira estrutura de metamaterial na Vivaldi ..	57
FIGURA 40 – Diagrama de Radiação Polar com a terceira estrutura de metamaterial	57
FIGURA 41 – Campo elétrico em 6 GHz	58
FIGURA 42 – Comparação entre Ganhos obtidos	60

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – Parâmetros Primeira estrutura metamaterial.....	42
TABELA 2 – Parâmetros Segunda estrutura metamaterial	44
TABELA 3 – Parâmetros Terceira estrutura metamaterial	47
TABELA 4 – Comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções utilizando metamaterial em 6 GHz	59
TABELA 5 – Comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções utilizando metamaterial em 4,9 GHz	59
TABELA 6 – Comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções utilizando metamaterial em 7,1 GHz	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

RF - Radio Frequência
EM - Onda Eletromagnética
LT - Linha de Transmissão
FDTD - *Finite-Difference Time Domain*
SLL - *Side Lobe Level*
D - Diretividade
 BW_f - Largura de Banda fracionária
BW - Largura de Banda
RL - *Return Loss*
VSWR - *Voltage Stationary Wave Ratio*
VHF - *Very High Frequency*
HF - *High Frequency*
UHF - *Ultra High Frequency*
GHz - Gigahertz
PEC - Condutor perfeitamente elétrico
PCB - *Printed Circuit Board*
UWB - *Ultra Wide Banda*
dB - Decibéis
Wi-Fi - *Wireless Fidelity*
IoT - Internet das Coisas
MHz - Megahertz
LFEN - Largura de Feixe de meia potência
LFMP - Largura de Feixe entre zeros
DPS - *Double Positive*
ENG - *Epsilon Negative*
MNG - *Mu Negative*
DNG - *Double Negative*

LISTA DE SÍMBOLOS

μ_0 - permeabilidade no espaço livre

ϵ_0 - permissividade no espaço livre

t - tempo

ω - Frequência angular

β - Constante de propagação

e_r - Eficiência de radiação

λ - Comprimento de onda

Γ - Coeficiente de reflexão

ϵ - Permissividade elétrica

μ - Permeabilidade magnética

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	OBJETIVOS	15
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2	FUNDAMENTOS DE ELETROMAGNETISMO	17
2.1	TEORIA DE ANTENAS.....	18
2.1.1	Parâmetros de Antenas	19
2.1.2	Tipos de Antenas	26
2.1.2.1	Antena Vivaldi	27
3	METAMATERIAIS	29
4	ANTENA VIVALDI	34
4.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	36
4.2	APLICAÇÃO DE METAMATERIAIS EM UMA ANTENA VIVALDI	38
5	ESTUDOS DAS CÉLULAS DE METAMATERIAL	41
5.1	PRIMEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL	41
5.1.1	Resultados de Simulação	43
5.2	SEGUNDA ESTRUTURA DE METAMATERIAL	43
5.2.1	Resultados de Simulação	45
5.3	TERCEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL.....	46
5.3.1	Resultados de Simulação	47
6	APLICAÇÃO DO METAMATERIAL NA ANTENA VIVALDI	49
6.1	PRIMEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL APLICADA NA ANTENA .	49
6.2	SEGUNDA ESTRUTURA DE METAMATERIAL APLICADA NA ANTENA .	52
6.3	TERCEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL APLICADA NA ANTENA .	55
6.4	ANÁLISE COMPARATIVA DAS ESTRUTURAS DE METAMATERIAL APLICADAS.....	58
7	CONCLUSÃO	61
7.1	TRABALHOS FUTUROS.....	61
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63

1 INTRODUÇÃO

O advento da tecnologia da informação tem moldado significativamente o modo como interagimos com o mundo digital, sendo a conectividade sem fio uma pedra angular deste processo. À medida que a demanda por largura de banda e eficiência na transmissão de dados atinge níveis sem precedentes, testemunhamos uma transformação na acessibilidade e na interconexão de dispositivos inteligentes. Para isso, é essencial contar com uma conexão à internet de qualidade, que não apenas representa um direito fundamental, mas também se tornou uma necessidade básica.

Segundo o estudo de DataReportal (2023), cerca de 65% da população mundial possui acesso à internet, e estima-se que em 2024 haverá um aumento de 2% deste número. Trazendo esta realidade para o Brasil, segundo Civil (2022), possuímos cerca de 90% dos lares conectados à rede de internet.

Com o aumento de usuários em todo o mundo, cresce assim a demanda por novas tecnologias. Neste cenário, uma das soluções que foi desenvolvida e está sendo implementada é o WiFi 6, também chamado de WiFi AX ou de 802.11ax WiFi. Este padrão é uma evolução do atual 802.11ac Wifi e oferece melhorias de desempenho e eficiência (TP-LINK, 2022).

O WiFi 6 foi desenvolvido primeiramente para lidar com o avanço de múltiplos usuários, principalmente com o avanço da Internet das Coisas, o IoT. A nova geração do Wi-Fi 6 permite um número maior de dispositivos conectados ao mesmo tempo, sem degradação significativa no desempenho da rede. Outra vantagem do WiFi 6 é que ele utiliza uma frequência central de 6 GHz, o que atualmente é uma vantagem, visto que não possui tantas interferências com as frequências do WiFi 802.11ac, que possui a frequência central de 2,4 GHz e 5 GHz. Assim, a velocidade para um único usuário aumenta drasticamente (EMBARCADOS, 2021).

A disponibilidade de uma ampla largura de banda de operação permite atingir altas taxas de dados, segurança e rastreamento, acesso à internet, telefonia móvel e *streaming* de vídeo/música (SOUZA; FARAH, 2009). Neste contexto, novas tecnologias de banda larga vêm sendo desenvolvidas, como o WiFi 6, o que impulsionou o estudo e desenvolvimento de antenas de banda larga e banda ultra-larga (*Ultra Wide-band*).

Segundo (ZAPT.TECH, 2023), as antenas ultra banda larga, também conhecidas como *Ultra Wide Band* (UWB), são dispositivos que operam com largura de banda maior que 25% ou com largura de banda total maior que 1,5 GHz. Normalmente, os equipamentos de UWB possuem entre 1,5 e 4 GHz de banda

Dentro da bibliografia clássica, existem algumas antenas que operam em UWB, tais como as antenas *Vivaldi*, log-periódicas, log-espiral e cornetas. As antenas

Vivaldi são amplamente utilizadas pela sua facilidade de fabricação, baixo custo de produção e pela sua característica de diretividade, o que possibilita ganho maior no lóbulo principal e minimização dos lóbulos secundários, diminuindo a interferência entre usuários (BALANIS, 2008).

Em (NATARAJAN et al., 2015) é possível observar a construção de uma antena Vivaldi Antipodal compacta de dimensões de 42 x 36 milímetros. A antena projetada atua na faixa de frequência de 2 GHz a 18 GHz e possui ganho de 4 dBi a 8 dBi, sendo assim uma antena projetada para ultra banda larga.

Outro tipo de antena em formato de Vivaldi para ultra banda larga é discutido em (HOOD; KARACOLAK; TOPSAKAL, 2008) que também retrata uma Vivaldi antipodal, operando em uma faixa de frequência de 2 GHz a 12 GHz. Esta antena apresenta ganho de 0 dBi a 6 dBi, resultando em uma implementação de baixo ganho, apesar da ampla largura de banda.

Outro modelo de antena Vivaldi é apresentado em (HERZI; ZAIRI; GHARSALLAH, 2016), que traz uma antena Vivaldi com uma fenda exponencial e ranhuras que fazem melhorar o parâmetro S_{11} , parâmetro de reflexão da antena. Esta antena, opera na faixa de frequência de 2 GHz a 6 GHz, com ganho de 5,58 dBi.

Portanto, antenas Vivaldi possuem um limite de ganho, assim, soluções são propostas em (ISLAM et al., 2020), (ZHOU; CUI, 2011), (BHARATH et al., 2018), (ZHU et al., 2018), (ALHAWARI et al., 2012), (CHEN et al., 2015), (ISLAM et al., 2015) e (LI et al., 2017), onde os autores buscam aumentar o ganho da antena sem mudar sua estrutura, mantendo sua principal característica de operação em banda larga.

1.1 OBJETIVOS

Neste contexto, o objetivo deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) é analisar diferentes estruturas de metamateriais aplicados a uma antena Vivaldi, visando o aumento de ganho da antena, mantendo a característica de operação em banda larga. Para atingir este objetivo são definidos os seguintes objetivos específicos:

- Compreender o funcionamento e requisitos de metamateriais;
- Estudar diferentes estruturas de metamateriais aplicadas ao aumento de ganho em antenas;
- Modelar, simular e otimizar estruturas de metamateriais;
- Aplicar as estruturas de metamateriais a uma antena Vivaldi;
- Realizar análise comparativa dos resultados da antena sem a aplicação de metamaterial e com a aplicação de metamaterial.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

No Capítulo 1, intitulado "Introdução", fornecemos uma visão geral do trabalho. O Capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica dos principais conceitos relacionados à teoria básica de antenas e seus parâmetros fundamentais. O Capítulo 3, apresenta uma pequena revisão de metamateriais para aumento de ganho em antenas. Já no Capítulo 4, introduzimos a antena Vivaldi que foi utilizada como base para o desenvolvimento da estrutura proposta neste trabalho. No Capítulo 5, detalhamos o projeto da estrutura de metamateriais. O Capítulo 6 apresenta os resultados da aplicação das células de metamateriais na antena Vivaldi e seus resultados, com análises dos mesmos. Por fim, o Capítulo 7 traz as considerações finais.

2 FUNDAMENTOS DE ELETROMAGNETISMO

Os fenômenos macroscópicos que ocorrem no eletromagnetismo podem ser descritos pelas Leis de Maxwell, equações publicadas em 1873 (POZAR, 2011). Uma onda eletromagnética é composta por dois campos, um deles se chama campo elétrico e o outro se chama campo magnético.

De forma geral as leis de Maxwell são baseadas em um conjunto de conhecimentos empíricos e teóricos desenvolvidos por Gauss, Ampère e Faraday. As equações de Maxwell em função do tempo são descritas pelas Equações 2.1, 2.2, 2.3 e 2.4. Os campos vetoriais são variantes no tempo e funções reais das coordenadas de x, y, z .

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{M} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.4)$$

Essas variáveis são definidas pelas seguintes formas (POZAR, 2011).

- \vec{E} é o campo elétrico, em Volts por metro (V/m);
- \vec{H} é o campo magnético, em Ampère por metro (A/m);
- \vec{D} é a densidade do fluxo elétrico, em coulombs por metro quadrado ($Coul/m^2$);
- \vec{B} é a densidade do fluxo magnético, em webers por metro quadrado (Wb/m^2);
- \vec{M} é a densidade da corrente magnética, em volts por metro quadrado (V/m^2);
- \vec{J} é a densidade da corrente elétrica, em amperes por metro quadrado (A/m^2);
- ρ é a densidade de carga elétrica, em coulombs por metro cubico ($Coul/m^3$)

No espaço livre, o campo magnético \vec{H} está relacionado com o densidade de fluxo magnético \vec{B} conforme a Equação 2.5, enquanto que o campo elétrico \vec{E} está relacionado com a densidade de fluxo elétrico \vec{D} conforme a Equação 2.6.

$$\vec{B} = \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (2.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \cdot \vec{E} \quad (2.6)$$

sendo $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ a permeabilidade no espaço livre com a unidade de *Henry/m* e $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ a permissividade no espaço livre, com a unidade de *Farad/m*.

A solução simultânea das equações de Maxwell para o campo elétrico e magnético define o comportamento de qualquer onda eletromagnética no espaço e no tempo, possibilitando o método equações de diferenças parciais no domínio tempo (FDTD), utilizado para analisar os principais parâmetros eletromagnéticos de um elemento irradiante qualquer, avaliar a evolução do estado do sistema em todos os pontos, ao longo do tempo.

O campo elétrico instantâneo de uma onda plana uniforme propagando-se na direção z e no sentido negativo é expresso por meio da Equação 2.7 (POZAR, 2011).

$$E(z, t) = E_x(z, t)\hat{x} + E_y(z, t)\hat{y} \quad (2.7)$$

As componentes instantâneas nas coordenadas x e y da Equação 2.7 podem ser expressas de acordo com as Equações 2.8 e 2.9.

$$E(z, t)\hat{x} = E_x \cos(\omega t + \beta z + \phi_x) \quad (2.8)$$

$$E(z, t)\hat{y} = E_y \cos(\omega t + \beta z + \phi_y) \quad (2.9)$$

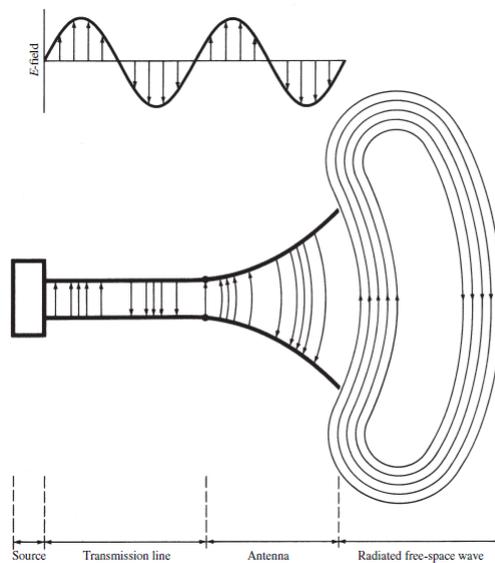
onde E_x e E_y são as amplitudes dos campos em x e y , respectivamente; ϕ_x e ϕ_y são os ângulos de fase associados as respectivas componentes de x e y , ω é a frequência angular e β é a constante de propagação.

Assim, um dispositivo que tem a capacidade de funcionar com base nas equações de Maxwell são antenas. Em uma antena, uma corrente elétrica oscilante é aplicada. Esta corrente cria um campo elétrico, que por sua vez gera um campo magnético.

2.1 TEORIA DE ANTENAS

Segundo (IEEE, 1983) se define antena como um meio de irradiar ou receber ondas de rádios. Já (BALANIS, 2008) define antenas como uma transição entre o espaço livre e um dispositivo guia de onda como ilustra na Figura 1.

Figura 1 – Antena



Fonte: Reprodução de (BALANIS, 2008)

Da Figura 1 temos uma antena como estrutura intermediária entre o espaço livre e um dispositivo de guiamento. O dispositivo de guiamento pode ser uma linha de transmissão, um cabo coaxial ou um guia de onda, sendo usado para transportar a energia eletromagnética da fonte de transmissão à antena ou da antena ao receptor (BALANIS, 2008).

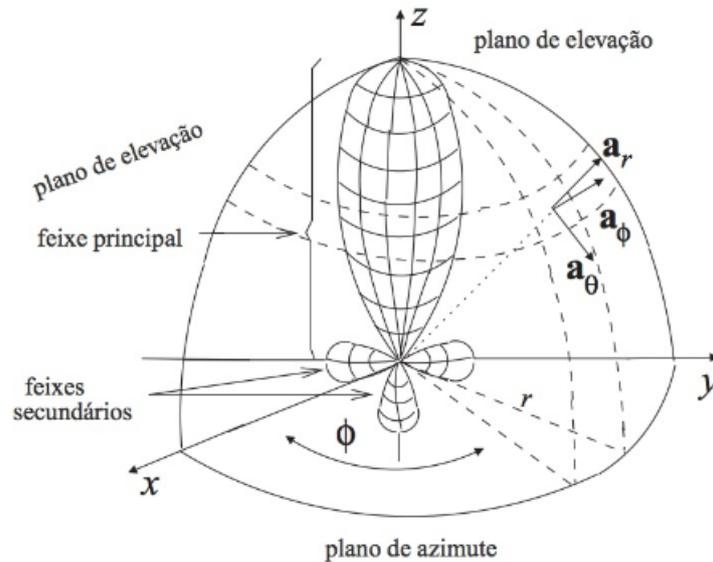
2.1.1 Parâmetros de Antenas

O desempenho de uma antena é definido por parâmetros estabelecidos por normas da IEEE (IEEE, 1983), tais como o diagrama de radiação, a diretividade, o ganho, a polarização e a largura de banda.

Segundo (STUTZMAN; THIELE, 2016) o diagrama de radiação é uma representação gráfica das propriedades de radiação (campo distante) de uma antena. Já segundo (ALENCAR; QUEIROZ, 2010) o conceito de diagrama de radiação é uma representação gráfica de suas propriedades de radiação em função das coordenadas.

Conforme ilustra a Figura 2, o diagrama de irradiação possui dois planos de direção, o primeiro plano localizado nas coordenadas (x, z) e (y, z) , que se chama de plano de elevação, e é representado pelo ângulo θ . Já o segundo plano está localizado nas coordenadas (x, y) , se chama plano de *azimute* e é representado pelo ângulo ϕ .

Figura 2 – Diagrama de radiação



Fonte: Reprodução de (ALENCAR; QUEIROZ, 2010)

Além disso é possível verificar que o diagrama de irradiação possui um lóbulo principal, correspondente ao lóbulo com a maior potência irradiada pela antena, e os lóbulos secundários, ou do inglês *Side Lobe Level (SLL)*. O SLL, em dB, é definido conforme a Equação 2.10.

$$SLL_{dB} = 20 \log\left(\frac{|F(SLL)|}{|F(max)|}\right) \quad (2.10)$$

onde $|F(max)|$ é o valor máximo da magnitude do diagrama e $|F(SLL)|$ é o valor máximo da magnitude do lóbulo lateral. Para um diagrama normalizado, $|F(max)| = 1$.

Segundo (BALANIS, 2008), padrões de diagrama de irradiação e potência são normalizados em relação ao seu valor máximo, produzindo campo normalizado. Além disso, o padrão de potência geralmente é plotado em uma escala logarítmica ou mais comumente em decibéis (dB).

Além dos lóbulos principal e secundários, o diagrama de irradiação fornece informação sobre a largura de feixe de meia potência (LFMP), ou do inglês *Half Power Beamwidth*, e a largura de feixe entre zeros (LFEN), ou do inglês *First Null Beamwidth*.

A largura de feixe de meia potência fornece a abertura angular do feixe principal entre os pontos nos quais o valor máximo atingido pelo diagrama de radiação sofre uma atenuação de 3 dB (pontos de meia potência). Para obter a LFMP, a separação angular dos pontos onde o feixe principal do padrão de potência é igual a metade do valor máximo é dado pela Equação 2.11 (STUTZMAN; THIELE, 2016).

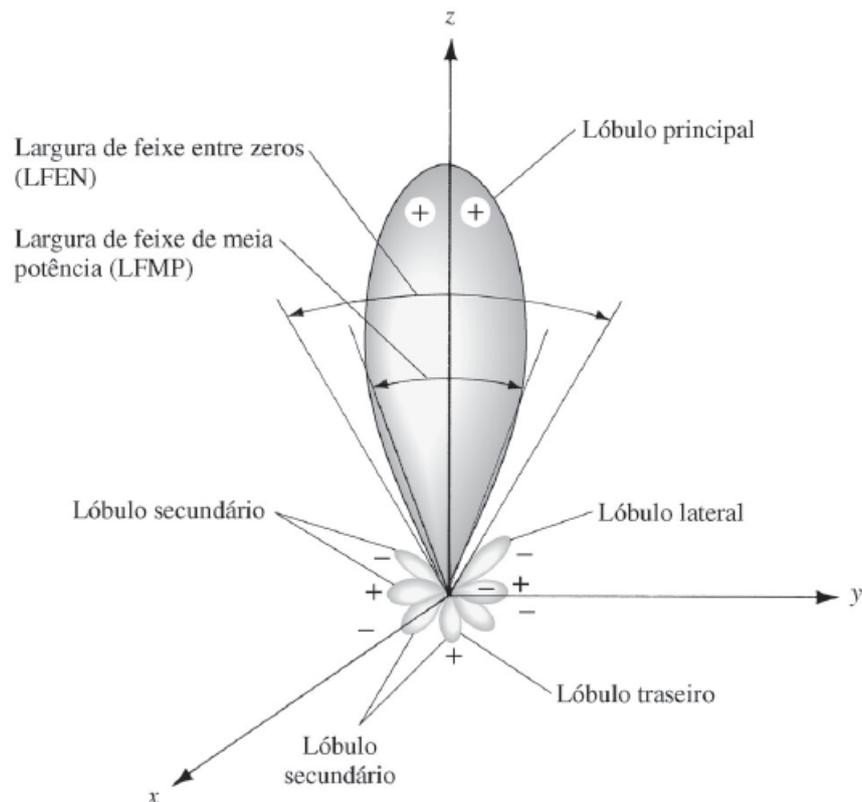
$$LFMP = |\theta_{LFMP_{esquerda}} - \theta_{LFMP_{direita}}| \quad (2.11)$$

onde $\theta_{LFMP_{esquerda}}$ e $\theta_{LFMP_{direita}}$ são pontos à "esquerda" e "direita" do feixe principal máximo para o qual o padrão de potência normalizado atinge metade do valor máximo, ou seja, -3 dB.

A LFEN fornece a largura do feixe principal radiado pela antena, entre os pontos do diagrama de radiação nos quais ocorrem o primeiro nulo com relação ao lóbulo principal (ALENCAR; QUEIROZ, 2010).

A Figura 3 ilustra a LFEN e a LFMP em um diagrama de radiação tridimensional.

Figura 3 – Lóbulos de radiação



Fonte: Reprodução de (BALANIS, 2008)

A descrição do quanto a energia é concentrada pela antena numa dada direção é definida como a diretividade da antena. A diretividade da antena é definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção da antena e a intensidade de radiação média (IEEE, 1983). A intensidade de radiação média é igual à potência total radiada pela antena dividida por 4π . (BALANIS, 2008) descreve-se essa definição através da Equação 2.12.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4 \cdot \pi \cdot U}{P_{rad}} \quad (2.12)$$

onde D é diretividade, U é a intensidade de radiação em $W/unidade\ angular$ e P_{rad} é a potência radiada total em W.

Se a direção não for especificada fica implícita a direção de máxima intensidade de radiação, e a (máxima) diretividade é expressa na equação 2.13.

$$D_{max} = \frac{4 \cdot \pi \cdot U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.13)$$

onde, D_{max} e a diretividade máxima (adimensional), respectivamente, U_{max} a intensidade de radiação e máxima intensidade de radiação (W/unidade angular).

U e P_{rad} são definidos pelas Equações 2.14 e 2.15 (BALANIS, 2008).

$$U = r^2 \cdot W_{rad} \quad (2.14)$$

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \sin \theta d\theta d\phi \quad (2.15)$$

onde, W_{rad} é a densidade de potência radial.

Outra medida interessante quando analisamos o desempenho da antena é o ganho, que esta diretamente relacionado com a diretividade. A medida de ganho leva em consideração a eficiência de diretividade da antena. Assim o ganho é definido pela Equação 2.16 (BALANIS, 2008).

$$G(\theta, \phi) = e_r \cdot D(\theta, \phi) \quad (2.16)$$

onde e_r é a eficiência da radiação da antena, e pode ser definida como:

$$e_r = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (2.17)$$

no qual, P_{in} representa a potência total de entrada e P_{rad} é a potência total radiada.

A principal função de uma antena transmissora é converter uma onda guiada em uma onda não guiada, ou seja, irradiada, e vice-versa para uma antena receptora. Os terminais de entrada da antena formam o ponto de interface, que é caracterizado pelo parâmetro de impedância (STUTZMAN; THIELE, 2016). A impedância da antena Z_A , 2.18, possuiu uma parte real R_A , associada à potência irradiada no espaço e à perda de potência ôhmica na antena, e uma parte imaginária X_A (reatância), responsável pela parcela de potência armazenada no campo próximo da antena.

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.18)$$

Um desafio no projeto de antenas banda larga é garantir desempenho satisfatório ao longo de toda a banda. Tal desafio está ligado a um conceito importante para a análise de antenas: a largura de banda. A largura de banda é definida como o a faixa de frequência em torno da frequência central, na qual a antena apresenta perda de retorno acima do valor especificado no projeto (HOLANDA, 2016). A perda de retorno,

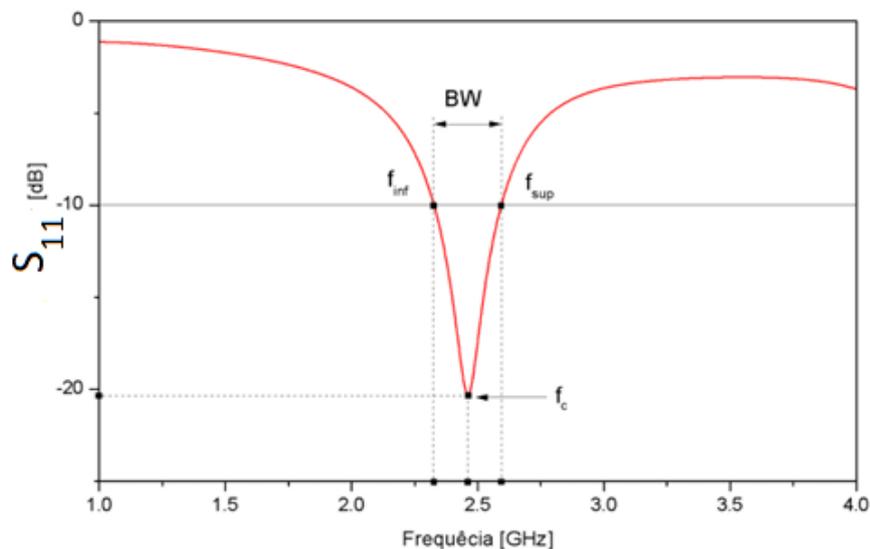
é calculada através da Equação 2.23. Quanto maior a largura de banda da antena, maior irá ser a capacidade da antena receber ou transmitir em diversas frequências.

A Figura 4 ilustra um exemplo de uma largura de banda. Neste exemplo, foi especificado o valor máximo de -10 dB para a perda de retorno. A largura de banda é a faixa de frequência entre a frequência inferior (f_{inf}) e a frequência superior (f_{sup}), definida conforme segue:

$$BW = f_{sup} - f_{inf} \quad (2.19)$$

A frequência central (f_c) é a media aritmética a frequência inferior (f_{inf}) e a frequência superior (f_{sup}).

Figura 4 – Ilustração da Largura de banda de uma antena



Fonte: Reprodução de (HOLANDA, 2016)

Com relação a largura de banda, as antenas (e dispositivos) podem ser classificados como banda estreita, banda larga e banda ultra larga, de acordo com a largura de banda fracionária $BW_{\%}$ (HOLANDA, 2016).

$$BW_{\%} = \frac{2 \cdot (f_{sup} - f_{inf})}{f_{sup} + f_{inf}} \times 100\% \quad (2.20)$$

Assim, as antenas são classificadas como (HOLANDA, 2016):

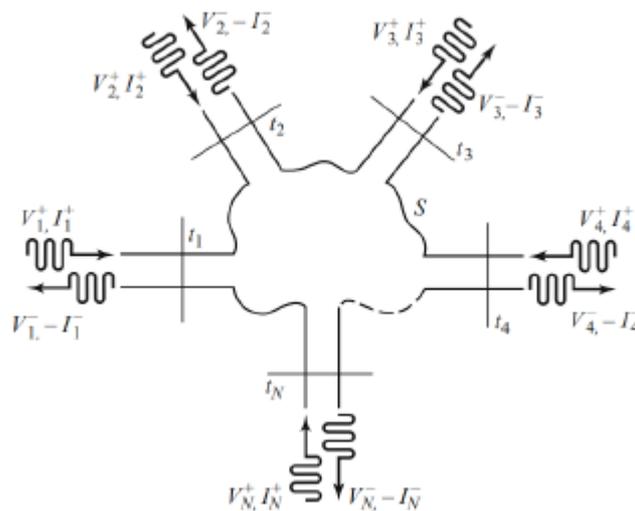
- Banda estreita: $0\% < BW_{\%} < 1\%$
- Banda Larga: $1\% \leq BW_{\%} \leq 20\%$
- Banda Ultra Larga: $BW_{\%} > 20\%$

Para o cálculo de largura de banda se utiliza os parâmetros de espalhamento, ou do inglês *Scatter Parameters*.

Os parâmetros de espalhamentos, são empregados na análise e projeto de dispositivos de microondas. Estes parâmetros relacionam ondas de tensão refletidas, ondas incidentes e ondas transmitidas nas portas (POZAR, 2011).

Considerando a Figura 5 que possui N portas. Onde V_N^+ é a onda de tensão incidente na porta N e V_N^- é a onda de tensão refletida na porta N , a matriz de espalhamento, ou matriz de parâmetros S , é definida pela relação das ondas de tensão refletidas e incidentes.

Figura 5 – Rede de N portas



Fonte: Adaptado de (POZAR, 2011)

De acordo com a Figura 5, V_N^+ é a tensão incidente e V_N^- é a tensão refletida na porta N . Deste modo, a matriz de espalhamento é definida como:

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (2.21)$$

Um elemento específico da matriz pode ser determinado pela seguinte relação:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \Big|_{V_k^+ = 0 \text{ para } k \neq j} \quad (2.22)$$

Sendo assim, para encontrar S_{ij} é necessário alimentar a porta j com uma onda incidente de tensão V_j^+ e medir a onda de tensão refletida V_i^- , com a condição de que a onda incidente de todas as demais portas deve ser zero ($V_k^+ = 0$ para $k \neq j$), o que significa que todas as demais portas devem ser casadas. Assim podemos considerar que:

- S_{ii} é o coeficiente de reflexão olhando da porta i quando todas as portas estão casadas;
- S_{ij} é o coeficiente de transmissão da porta j para a porta i , quando todas as

outras portas estão casadas, representando o ganho de tensão em situação de casamento de impedância.

A avaliação dos parâmetros de espalhamento desempenha um papel crucial no processo de concepção de antenas, uma vez que é por meio deles que se consegue avaliar a eficiência da antena em desenvolvimento. O coeficiente de reflexão S_{ii} é um indicador que proporciona informações sobre a perda de retorno do inglês como *return loss* (RL) da antena em questão.

A perda de retorno possibilita uma análise abrangente da faixa de frequência na qual a antena opera, sendo desejável que seu valor seja minimizado. No contexto de projeto, almeja-se alcançar valores de perda de retorno inferiores a -15 dB na faixa de operação da desejada. A perda de retorno pode ser calculada através da Equação 2.23 (WENTWORTH, 2008):

$$RL_i = -20 \log \left| \frac{V_i^-}{V_i^+} \right| = -20 \log |\Gamma_i| = -20 \log |S_{ii}| \quad (2.23)$$

onde V_i^- é a onda de tensão refletida na porta i , V_i^+ é a onda de tensão incidente na porta i , Γ_i é o coeficiente de reflexão da porta i .

O coeficiente de reflexão é definido como:

$$\Gamma_i = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.24)$$

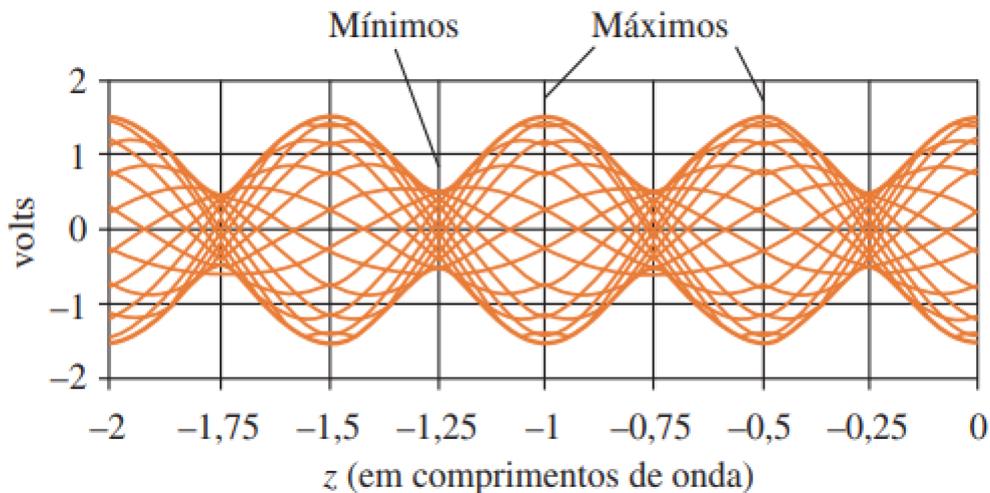
onde, Z_L é a impedância da carga e Z_0 é a impedância da linha de transmissão.

Para um sistema perfeitamente casado, onde o coeficiente de reflexão em uma porta particular é zero, a perda de retorno será infinita. Se uma porta estiver completamente descasada, por exemplo, apresentando um curto-circuito ou um circuito aberto, então todo o sinal retornará e a perda de retorno será de 0 dB (WENTWORTH, 2008).

Uma linha de transmissão apresenta reflexões em sua extremidade quando a carga (ou gerador) não está em perfeitamente casada com a impedância característica da linha. Nesse cenário, devido às reflexões causadas pelo desacoplamento de impedâncias, duas ondas de tensão se propagam ao longo da linha: uma onda incidente de tensão e uma onda refletida de tensão.

A combinação dessas duas ondas resulta em um padrão de ondas estacionárias. A razão das ondas estacionárias de tensão indica o grau de incompatibilidade entre a impedância da carga conectada à linha de transmissão e a impedância característica da própria linha de transmissão. A Figura 6 ilustra o gráfico de $v(z, t)$ versus z .

Figura 6 – Ondas estacionárias



Fonte: Adaptado de (WENTWORTH, 2008)

É possível calcular a razão de onda estacionária de tensão, VSWR do inglês *Voltage Stationary Wave Ratio*, da linha de transmissão, a qual é definida através da razão entre os valores máximos e mínimos da tensão:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.25)$$

Como o coeficiente de reflexão possui magnitude entre 0 e 1, o VSWR pode assumir valores de 1 a infinito.

O VSWR é um parâmetro que quantifica o grau de eficácia na correspondência de impedância entre a fonte de alimentação e a antena, servindo como um indicador crucial de desempenho do sistema. Quanto menor for o VSWR dentro da faixa de frequência de operação da antena, mais eficaz será a transferência de energia do gerador para o elemento radiante. Em cenários ideais, almeja-se um VSWR com valor de 1 em todo o intervalo de operação. No entanto, na prática, o objetivo é sempre obter o valor mais próximo possível de 1 ao longo de toda a faixa de frequência.

2.1.2 Tipos de Antenas

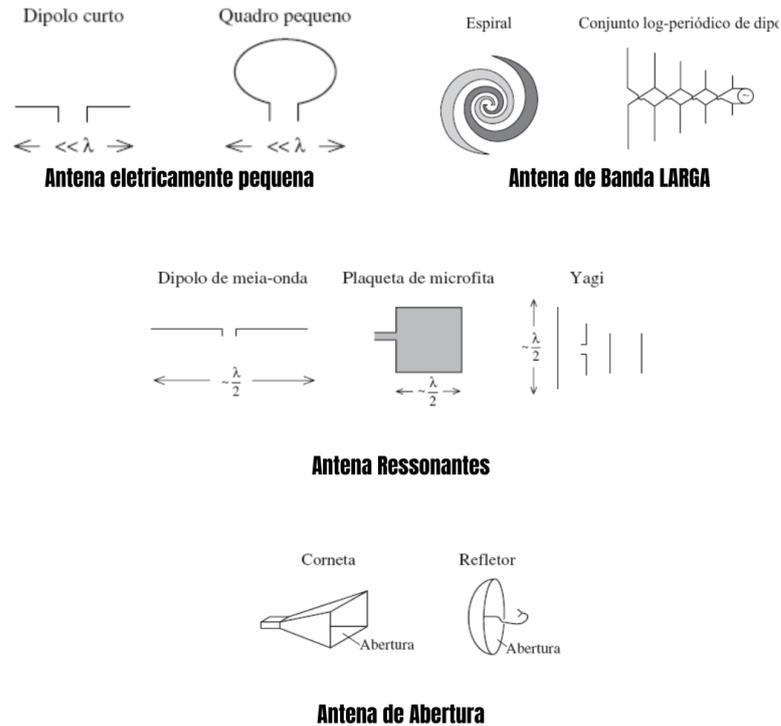
As antenas são classificadas de acordo com a faixa de frequência de operação (STUTZMAN; THIELE, 2016):

- HF do inglês *High frequency* (3 MHz até 30 MHz) → Antenas ressonantes
- VHF do inglês *Very High frequency* (30 MHz até 300 MHz) → Antenas eletricamente pequenas e Antenas de banda larga

- UHF do inglês *Ultra High frequency* (300 MHz até 3 GHz) → Antenas de abertura

A Figura 7 apresenta alguns tipos de antenas.

Figura 7 – Ilustração dos tipos de antena



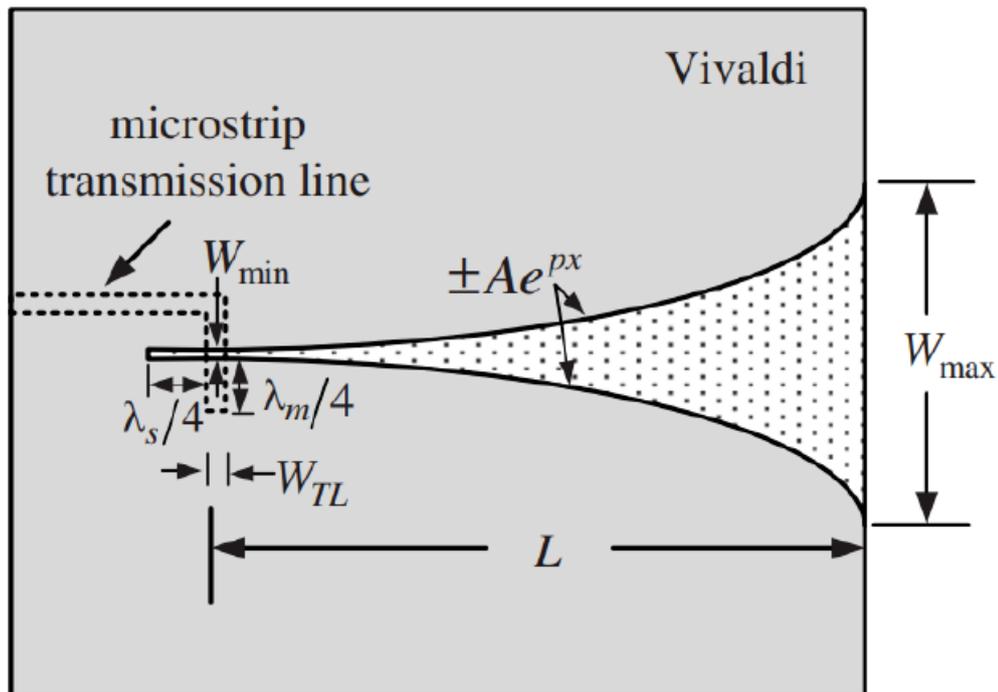
Fonte: Adaptado de (STUTZMAN; THIELE, 2016)

A próxima seção será apresentada a antena Vivaldi que representa a antena que será discutida neste trabalho.

2.1.2.1 Antena Vivaldi

A Vivaldi é uma antena do tipo banda larga criada por Gibson em 1979. Sua configuração é implementada em um substrato com o desenho na parte superior e inferior. A Figura 8 apresenta uma antena Vivaldi.

Figura 8 – Ilustração da antena Vivaldi



Fonte: Reprodução de (BALANIS, 2008)

A antena Vivaldi possui uma geometria bem simples e de baixo custo de produção (DIXIT; KUMAR, 2020). Segundo (GIBSON, 1979) uma antena Vivaldi pode apresentar ganho de até 10 dB com lóbulos secundários baixos de -20 dB, com a vantagem de possuir ampla largura de banda com uma diretividade no diagrama de radiação. A estrutura de uma Vivaldi coplanar consiste em uma fenda uniforme de $\lambda_s/4$, o subscrito s é utilizado para identificar a fenda, que é conectada a uma fenda exponencialmente cônica. A fenda é alimentada através de uma linha de transmissão de microfita impressa na superfície inferior do substrato (BALANIS, 2008).

A conicidade exponencial pode ser definida pela Equação 2.26.

$$y(x) = \pm Ape^{px} \quad (2.26)$$

onde a função $y(x)$ retorna a metade da separação da ranhura da fenda com x sendo a posição ao longo do comprimento da antena, A é a metade da largura W_{min} , sendo W_{min} a menor largura de abertura da fenda, e p é a taxa de conicidade.

A taxa de conicidade tem um impacto significativo na largura de banda e na largura do feixe da antena. À medida que a taxa de conicidade aumenta, a largura do feixe no plano elétrico E aumenta, a largura do feixe no plano magnético H diminui e a largura de banda aumenta (BALANIS, 2008).

3 METAMATERIAIS

Os estudos de metamateriais no campo do eletromagnetismo têm sido realizados desde o século XVIII. No entanto, esses estudos se intensificaram ao longo do tempo, começando com a pesquisa de Veselago em 1967. Nesse estudo, ele investigou teoricamente a propagação de ondas planas em um material cuja permissividade elétrica ϵ e a permeabilidade magnética μ eram consideradas negativas (ENGHETA; W.ZIOLKOWSKI, 2016).

Como é conhecido, quando ondas eletromagnéticas são aplicadas a meios compostos, elas induzem momentos elétricos e magnéticos que, por sua vez, afetam os níveis macroscópicos do material. Assim, os metamateriais, que podem ser sintetizados e fabricados artificialmente, possuem uma grande variedade de graus de liberdade, permitindo alterações no tamanho, forma, densidade e propriedades eletromagnéticas (ENGHETA; W.ZIOLKOWSKI, 2016).

No campo do eletromagnetismo, é amplamente conhecido que a resposta de um sistema na presença de um campo eletromagnético é determinada pelas propriedades dos materiais envolvidos, ou seja, pela permissividade elétrica ϵ e pela permeabilidade magnética μ do material. Dependendo dos valores de ϵ e μ , é possível classificar os materiais eletromagnéticos em quatro tipos, conforme ilustrado na Figura 9 (ENGHETA; W.ZIOLKOWSKI, 2016):

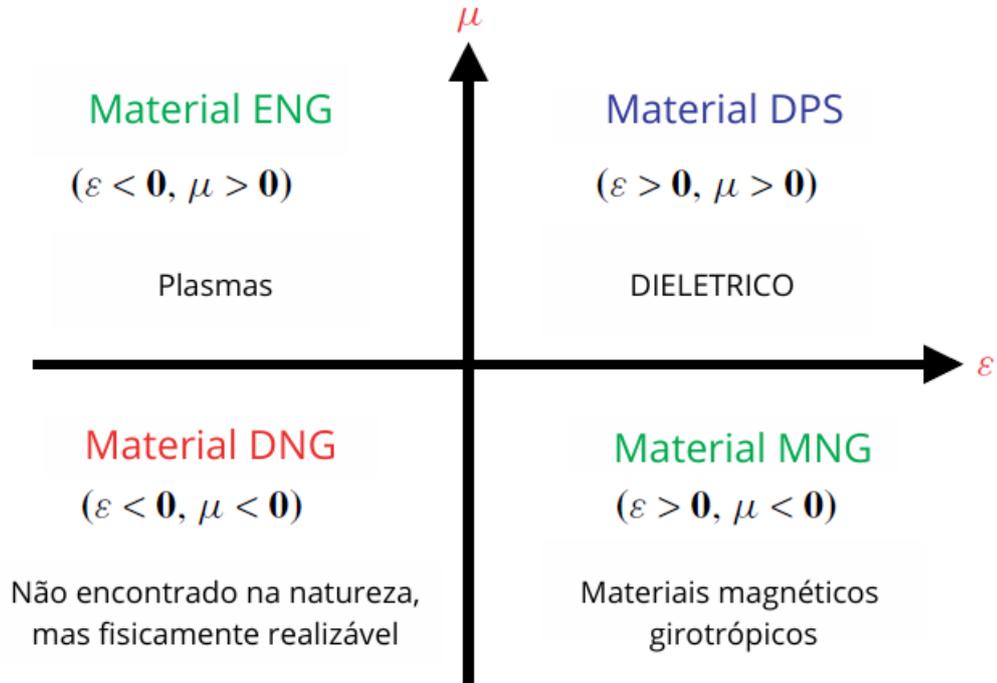
- Material DPS (*Double Positive*): possuem a permissividade e a permeabilidade positivas e pode ser encontrado em materiais dielétricos;
- Material ENG (*Epsilon Negative*): possuem a permissividade negativa e a permeabilidade positiva. Esses materiais podem ser encontrados na natureza em materiais nobres como o ouro e a prata;
- Material MNG (*Mu negative*): possuem permissividade positiva e permeabilidade é negativa.
- Materiais DNG (*Double Negative*): possuem a permissividade e a permeabilidade negativa. São chamados metamateriais e não existem na natureza. Porém, podem ser fisicamente construídos.

Para obter-se as características de um metamaterial, aplica-se o conceito de uma célula unitária, que é a menor unidade estrutural. As células unitárias podem ter formas e dimensões variadas, dependendo do tipo de material e da forma como ele interage com as ondas eletromagnéticas.

A Figura 10 ilustra uma célula unitária sendo excitada através de duas portas, em vermelho, com as condições de contorno de condutor elétrico perfeito (PEC), em verde

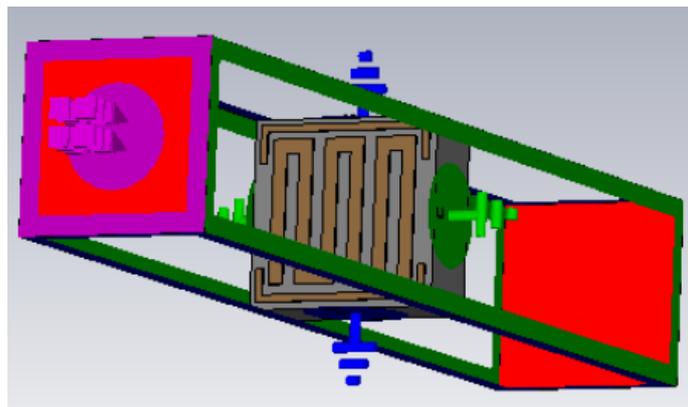
e condutor magnético perfeito (PMC), em azul. Através destas condições é possível definir a permissividade elétrica e a permeabilidade magnética do metamaterial.

Figura 9 – Quatro meios eletromagnéticos



Fonte: Adaptado de (ENGHETA; W.ZIOLKOWSKI, 2016)

Figura 10 – Célula Única de metamaterial



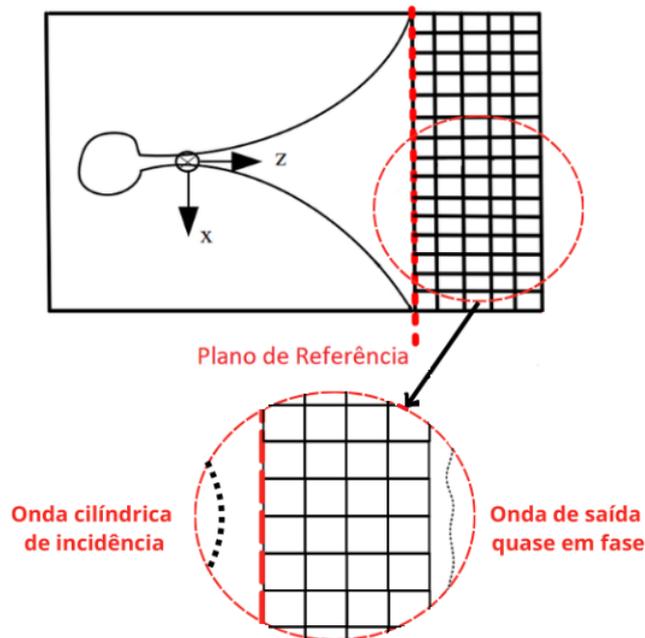
Fonte: Reprodução de (ISLAM et al., 2020)

Os metamateriais, que possuem permissividade elétrica e permeabilidade magnética negativas, têm uma propriedade única. Essa propriedade permite que os metamateriais manipulem a propagação das ondas eletromagnéticas de maneiras incomuns, como, por exemplo, a criação de uma lente perfeita que supera o limite de difração, realizando assim a perfeita correção de fase da onda eletromagnética (OLIVEIRA, 2015).

Uma aplicação dos metamateriais pode ser relacionada com o conceito de aumento de ganho em antenas. O metamaterial possibilita criar um feixe altamente diretivo, esse feixe pode ser usado para transmitir ou receber sinais de rádio com maior eficiência e qualidade, o que é útil para diversas aplicações de comunicação sem fio.

Para entender como isso funciona, é preciso observar como o metamaterial interage com a onda eletromagnética gerada pela fonte, que é transformada em uma onda uniforme quase em fase na saída da antena. A Figura 11 mostra uma onda cilíndrica gerada pela fonte que entra em contato com o metamaterial. Quando essa onda eletromagnética incide sobre a superfície do metamaterial, ela sofre um atraso de fase, resultando em uma onda na saída do metamaterial com maior homogeneidade de fase.

Figura 11 – Representação da onda cilíndrica e Aplicação do metamaterial na antena



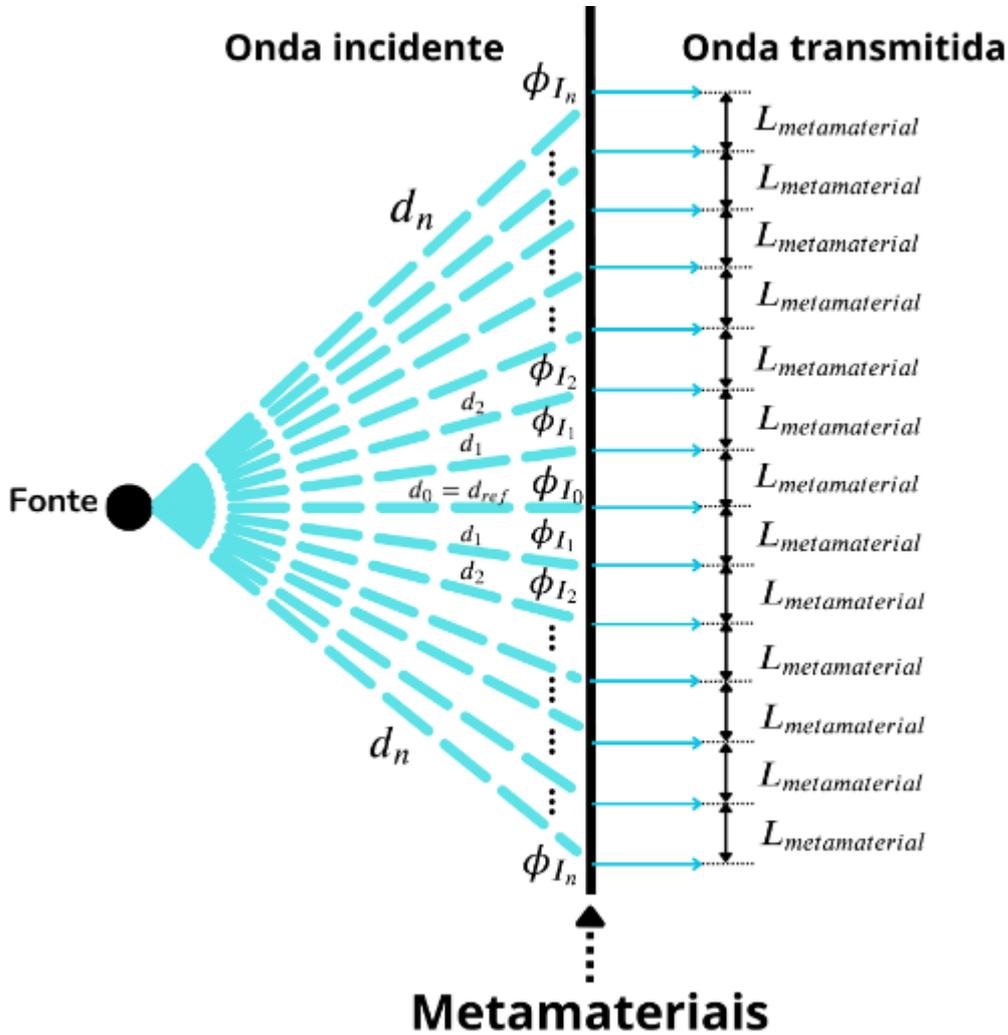
Fonte: Adaptado de (XU et al., 2019)

A onda cilíndrica que incide no plano representado pelo metamaterial sofre atraso de acordo com a distância da fonte ao plano, chegando com mais atraso em posições do plano mais distantes da fonte. Para tornar a onda uniforme na saída do plano, é necessário adicionar um conjunto de atrasadores de fase de modo compensar o atraso de fase em cada posição espacial do plano.

Metamateriais podem ser utilizados como defasadores, transformando uma onda cilíndrica em uma onda uniforme. Para tal, cada célula unitária impõe um deslocamento de fase na onda eletromagnética incidente. A Figura 12 ilustra a fase da onda incidente na n -ésima célula unitária ϕ_{I_n} , a qual depende da distância que a onda eletromagnética percorre entre a fonte e a posição da célula unitária em questão, distância

d_n .

Figura 12 – Ondas incidindo nos metamateriais



Fonte: Autor

A fase da onda incidente em cada posição do plano de metamaterial pode ser obtido através das relações trigonométricas, representadas na Figura 12, de modo que o conjunto de fases incidentes ϕ_{I_n} é dado por:

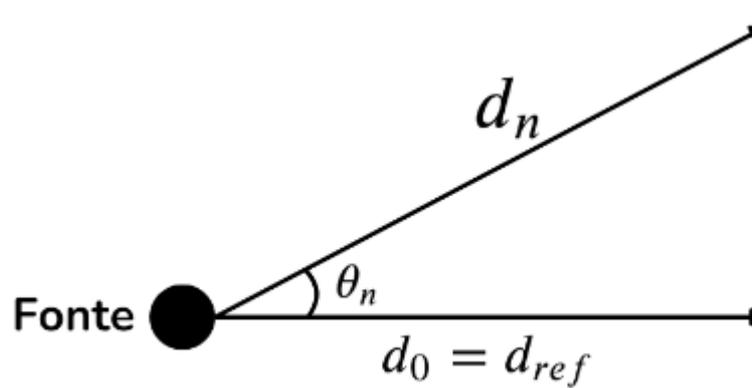
$$d_n = \sqrt{(L_{\text{metamaterial}} \cdot n)^2 + d_{\text{ref}}^2} \quad (3.1)$$

$$\phi_{I_n} = d_n \cdot \beta \quad (3.2)$$

onde $L_{\text{metamaterial}} \cdot n$ é distância do centro do array até a n -ésima célula unitária, d_{ref} é distância da fonte até a célula de referência, d_n é distância da fonte até a n -ésima célula unitária, ϕ_{I_n} é deslocamento de fase da onda que incide na n -ésima célula unitária e β é a constante de fase.

O ângulo de incidência da onda no metamaterial, em relação a origem, é dado pela Equação 3.3 e é obtido através de relações trigonométricas demonstradas na Figura 13.

Figura 13 – Ângulo de incidência



Fonte: Autor

$$\theta_n = \arccos\left(\frac{d_{ref}}{d_n}\right) \quad (3.3)$$

Dentro das características de atrasador de fase utilizando metamateriais, pode-se destacar duas estruturas. A primeira estrutura possui desvio de fase fixo. Deste modo, para obter a defasagem Δ_ϕ requerida em cada posição do array de metamaterial, é necessário empilhar um conjunto de células unitárias cujo somatório dos atrasos de fase resulte no desvio requerido Δ_ϕ . A segunda estrutura de células unitárias permite ajustar a fase da célula variando alguma de suas características, como por exemplo rotacionando a estrutura ou variando suas dimensões. Este tipo de estrutura possui a vantagem de permitir o ajuste do defasador Δ_ϕ através de uma única célula unitária. Essa abordagem é utilizada em (ARIGONY et al., 2021), onde o ajuste de fase de cada célula unitária é realizado rotacionando um dos círculos com *gap* da estrutura.

Dentro das duas características apresentadas, este Trabalho de Conclusão de Curso, irá utilizar a primeira estrutura mencionada. A escolha por essa estrutura se dá pela sua simplicidade e eficiência na obtenção do desvio de fase desejado através do somatório dos atrasos de fase das células unitárias, proporcionando uma abordagem sistemática e precisa para o controle de fase no *array*.

4 ANTENA VIVALDI

Este Trabalho de Conclusão de Curso utiliza uma antena Vivaldi Coplanar com dimensões reduzidas, desenvolvida pelos pesquisadores do Grupo de Pesquisa em Processamento de Sinais e Comunicação, GPScom, no contexto do projeto ARRANJO DE ANTENAS COM FEIXE DE RADIAÇÃO DE AZIMUTE CONFIGURÁVEL. A estrutura da antena possui um elemento ressonante no início da abertura de propagação e é alimentada através de uma trilha em *microstrip* com um *stub* radial no final da linha. Para melhorar o ganho do elemento irradiante, foram inseridos recortes ao longo da estrutura, conforme ilustra a Figura 14. A antena Vivaldi desenvolvida apresenta as seguintes características:

- Faixa de operação de 4.9 GHz a 7.1 GHz, correspondente a banda do *Wi-Fi 6*;
- Perda de retorno superior a 15dB ou -15dB do parâmetro S_{11} ;
- Impedância de entrada de 50Ω ;
- Lóbulos secundários reduzidos.

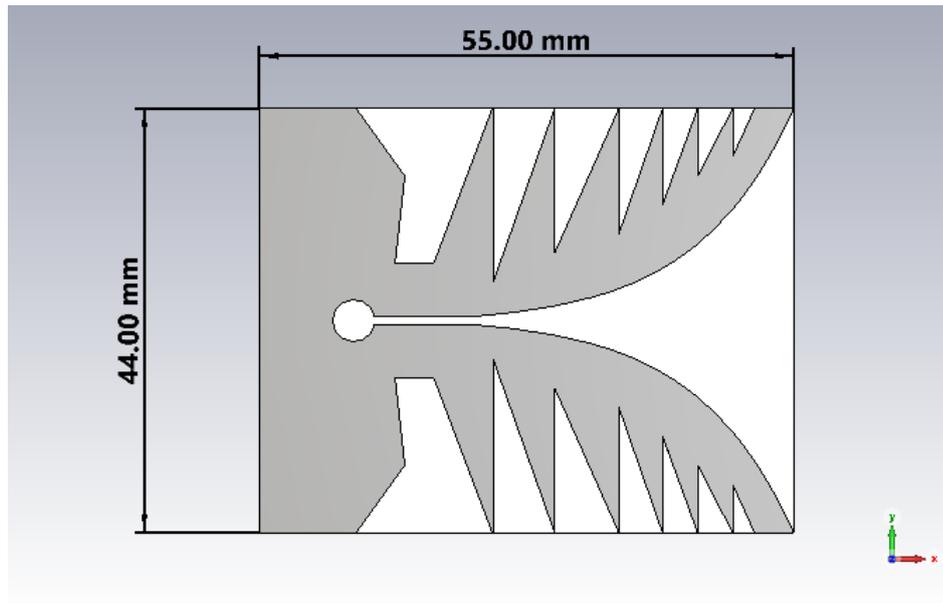
A antena foi modelada, simulada e otimizada utilizando software *FDTD*, *Finite Difference Time Domain*, e o desempenho avaliado através dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S), ganho na faixa de frequência de operação e diagramas de irradiação.

Todas as simulações foram realizadas utilizando material condutor perfeitamente elétrico (PEC) no modelamento das partes metálicas do elemento irradiante. As dimensões apresentadas são os valores finais, obtidos a partir da otimização.

A antena Vivaldi utiliza material dielétrico Rogers RO4725JXR, com constante dielétrica de 2,55 e 0,8 mm de espessura. E possui dimensões de 55 mm x 44 mm, resultando em um estrutura compacta quando comparada com as estruturas existentes em literatura.

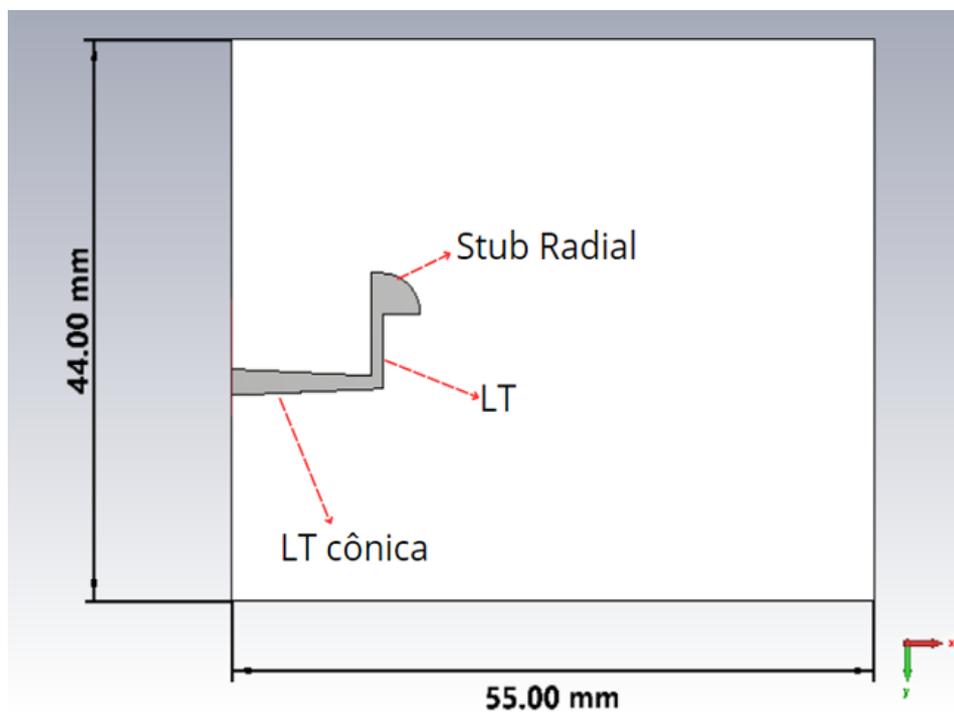
Na Figura 14 é apresentada a vista frontal da antena Vivaldi. É possível observar que os recortes, ou ranhuras, possuem um padrão de "palmeiras". A Figura 15 apresenta a vista traseira, onde se encontra o sistema de alimentação, composto por uma linha de transmissão cônica, uma linha de transmissão e *stub* radial. A linha de transmissão cônica é utilizada para fins de casamento de impedância na entrada da antena.

Figura 14 – Vista Frontal antena Vivaldi



Fonte: Autor

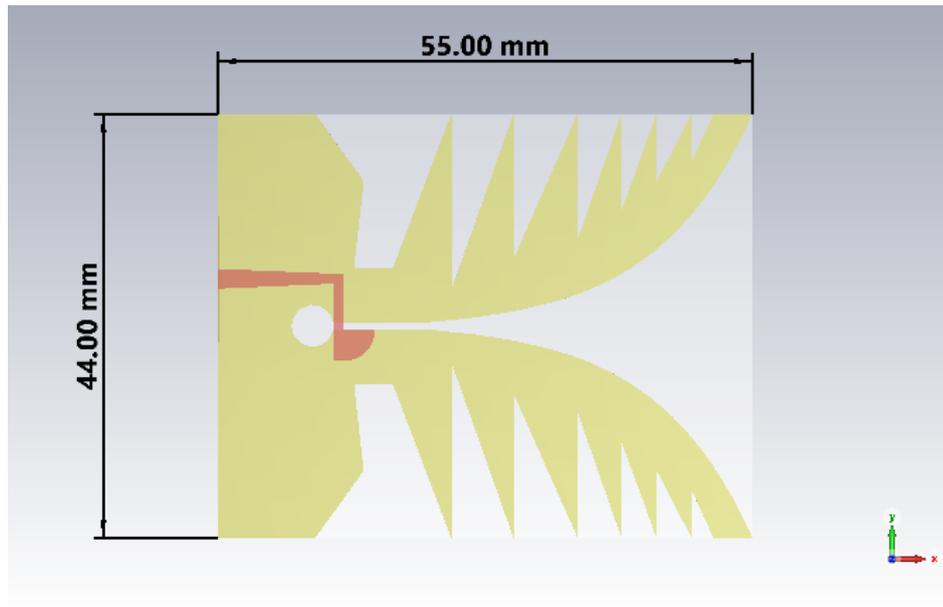
Figura 15 – Alimentação antena Vivaldi



Fonte: Autor

Na Figura 16 ilustra simultaneamente as estruturas geométricas de cobre nas duas faces da PCB. Em amarelo, destaca-se a vista frontal, já em vermelho destaca-se a alimentação da antena Vivaldi.

Figura 16 – Estruturas Simultâneas nas duas faces

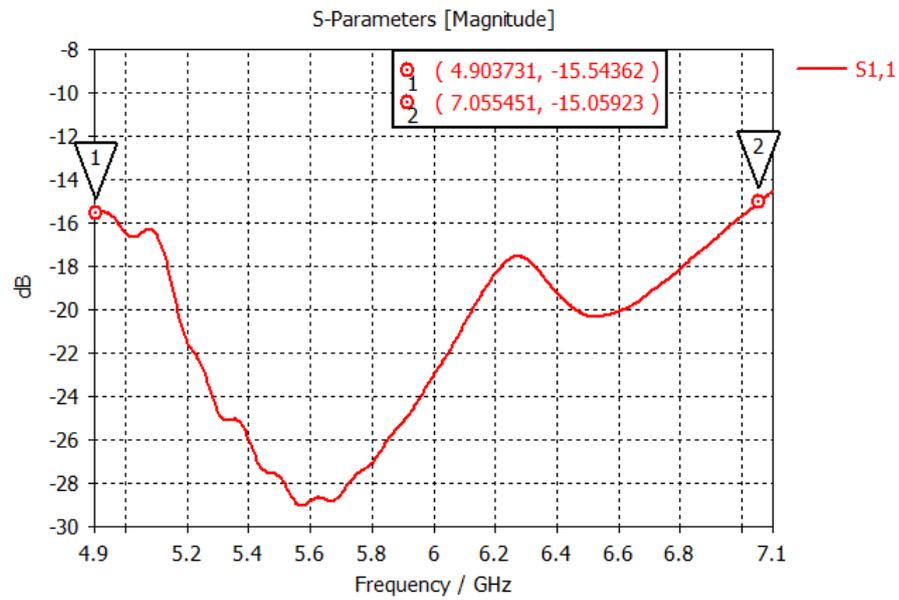


Fonte: Autor

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

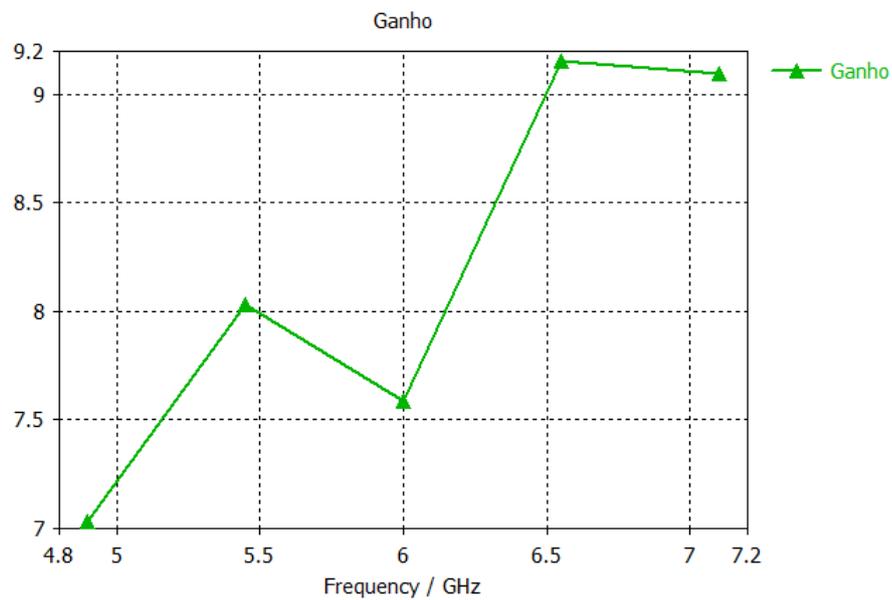
A Figura 17 mostra o coeficiente de reflexão na porta 1, o parâmetro S_{11} . Os resultados obtidos apresentam S_{11} abaixo de -15 dB na faixa de frequência de 4,9 GHz até 7,05 GHz, representando uma largura de banda de 2,15 GHz, o que corresponde a uma banda fracionária de 35,84%.

O ganho da antena Vivaldi na banda de operação é ilustrado na Figura 18. Note que o ganho varia de acordo com a frequência, conforme esperado, partindo de 7,03 dBi (em 4,9 GHz) até 9,08 dBi (em 7,1 GHz), assim com os resultados obtidos o objetivo deste trabalho é aumentar o ganho da antena Vivaldi em toda a banda de projeto.

Figura 17 – Coeficiente de Reflexão na porta S_{11} 

Fonte: Autor

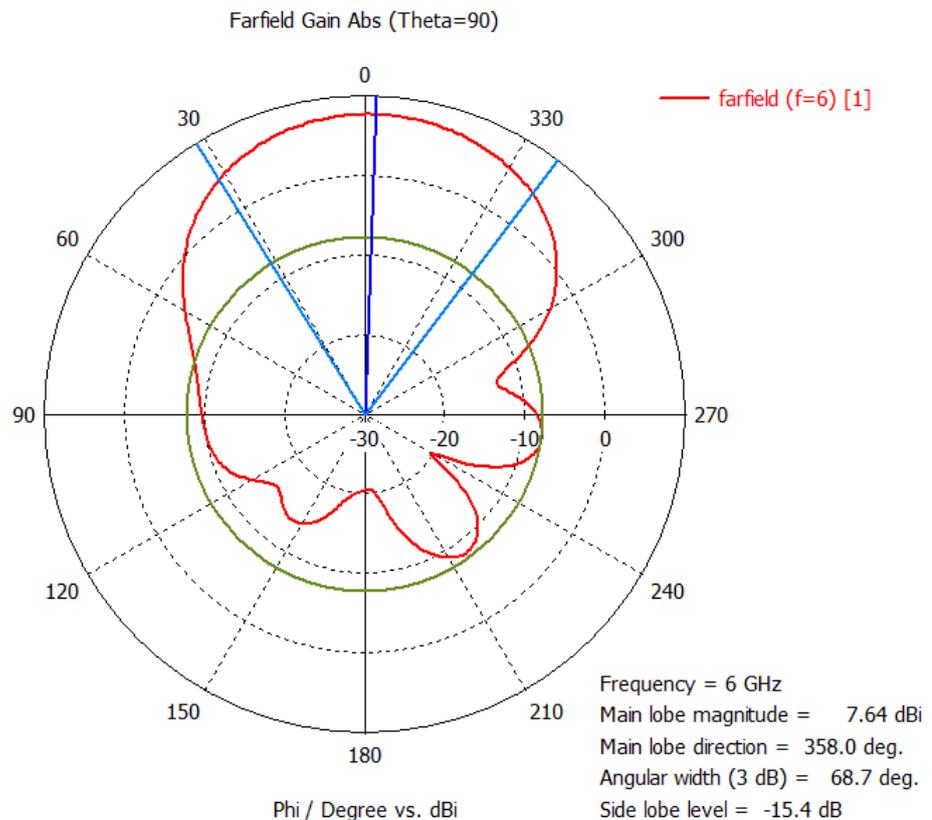
Figura 18 – Ganho da Antena Vivaldi



Fonte: Autor

A Figura 19 ilustra o diagrama em representação polar com corte em $\theta = 90^\circ$, respectivamente, na frequência de 6 GHz.

Figura 19 – Diagrama de Radiação Polar



Fonte: Autor

Da Figura 19 é possível verificar que a antena está bastante diretiva. A diretividade do diagrama de radiação indica a região onde o sinal será mais fortemente propagado, a qual corresponde do feixe principal ou lóbulo principal. O feixe principal possui direção em 358° com magnitude de 7,64 dBi. O ângulo de 3 dB, ou de meia-potência, ficou em 68.7° . A antena apresenta *Side Lobe Level* de -15.4 dB.

4.2 APLICAÇÃO DE METAMATERIAIS EM UMA ANTENA VIVALDI

Conforme abordado no Capítulo 3, o que se busca na saída da fenda da antena Vivaldi é que a onda eletromagnética tenha distribuição de fase uniforme. Para tal, é aplicada a estrutura de metamateriais. Portanto, no desenvolvimento da aplicação do metamaterial na antena Vivaldi, é necessário obter o número de linhas e o número de células por linha de metamaterial que impõe a correção de fase requerida. O efeito de correção de fase faz com que a estrutura se comporte como diretores, realizando um aumento de ganho da antena.

O número de linhas de metamaterial M aplicado à antena Vivaldi depende da largura do dielétrico da antena e da largura da célula unitária adotada, portanto o

número de linhas de metamaterial M é calculado através da Equação 4.1.

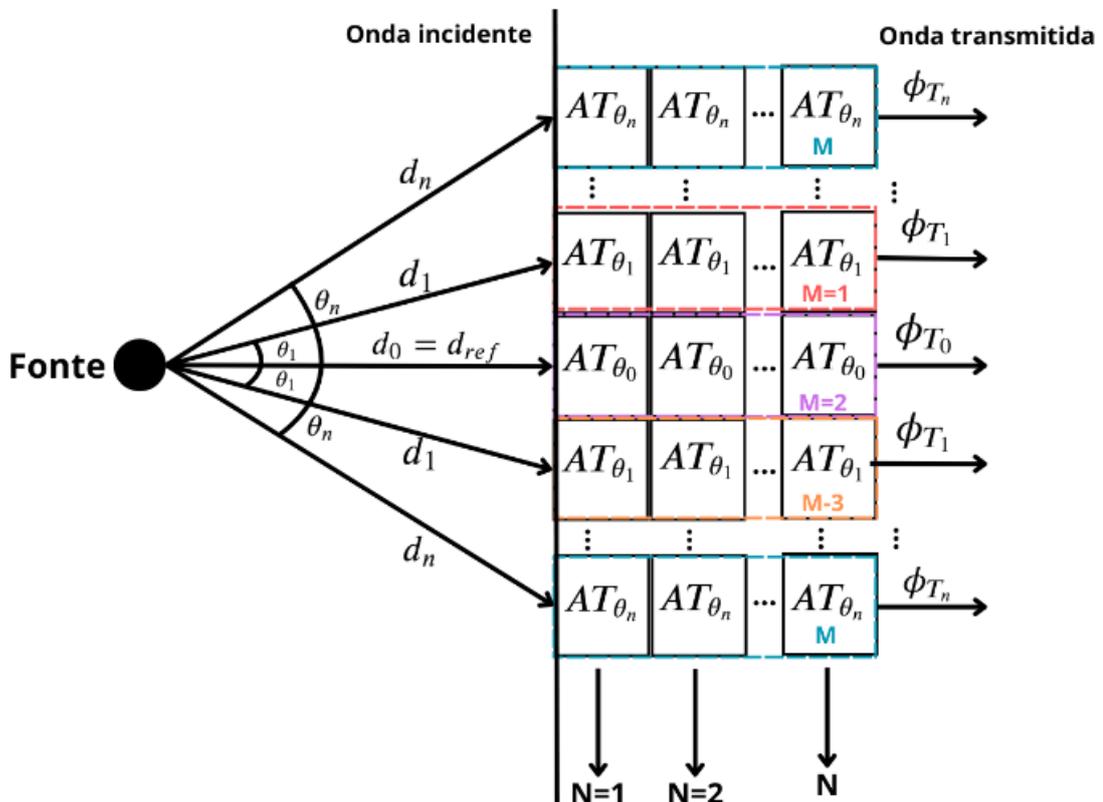
$$M = \lfloor \frac{W_{Antena}}{L_{Metamaterial}} \rfloor \quad (4.1)$$

onde, W_{Antena} é a largura da PCB e $L_{Metamaterial}$ é a largura da célula unitária de metamaterial.

Conforme apresentado no Capítulo 3, a estrutura utilizada neste Trabalho de Conclusão de Curso, é a estrutura com desvio de fase fixo. O desvio de fase é dependente do ângulo de incidência na célula unitária θ_n . Portanto, como cada célula unitária apresenta um desvio de fase fixo, é necessário realizar o empilhamento das células em cada linha, de modo a obter o atraso de fase requerido.

Para determinar o número de colunas, é necessário analisar a Figura 20, que ilustra o funcionamento do conjunto de metamateriais. Cada célula unitária trabalha como um atrasador de fase em relação ao ângulo de incidência θ_n . Portanto, para cada ângulo de incidência θ_n , definido pela Equação 13, o metamaterial possui um atraso de fase o AT_{θ_n} .

Figura 20 – Conjunto de Metamateriais



Fonte: Autor

A quantidade de células unitárias em cada linha N_n é determinada buscando mi-

nimizar a diferença entre a fase das ondas transmitidas ϕ_{T_n} , dadas por:

$$\phi_{T_n} = \phi_{I_n} + AT_{\theta_n} \cdot N_m \quad (4.2)$$

onde ϕ_{T_n} é a fase da onda eletromagnética transmitida pela n -ésima linha de células unitárias, AT_{θ_n} é o atraso de fase de cada célula unitária da n -ésima linha, levando em consideração o ângulo de incidência da onda eletromagnética θ_n , e N_m a quantidade de células unitárias para cada coluna da m -ésima linha.

Portando, a quantidade de células da n -ésima linha N_m é definida visando obter a fase das ondas transmitidas ϕ_{T_n} o mais próximo possível para todas as linhas de metamaterial. Seguindo a prerrogativa abaixo:

$$\phi_{T_0} \approx \phi_{T_1} \approx \phi_{T_2} \approx \dots \approx \phi_{T_n} \quad (4.3)$$

Deste modo, o metamaterial pode ser projetado como um compensador de fase para reduzir a não uniformidade da distribuição de fase.

5 ESTUDOS DAS CÉLULAS DE METAMATERIAL

Neste Capítulo serão apresentados os resultados de estudos de estruturas de metamateriais, os quais levam em consideração artigos baseados em diferentes frequências mas com configurações de metamateriais interessantes para o aumento de ganho e diretividade de uma antena Vivaldi. Vale ressaltar que essas estruturas foram otimizadas através de algoritmo genético para a frequência de 6 GHz com o parâmetro de otimização (*goal*) de uma maior variação de fase.

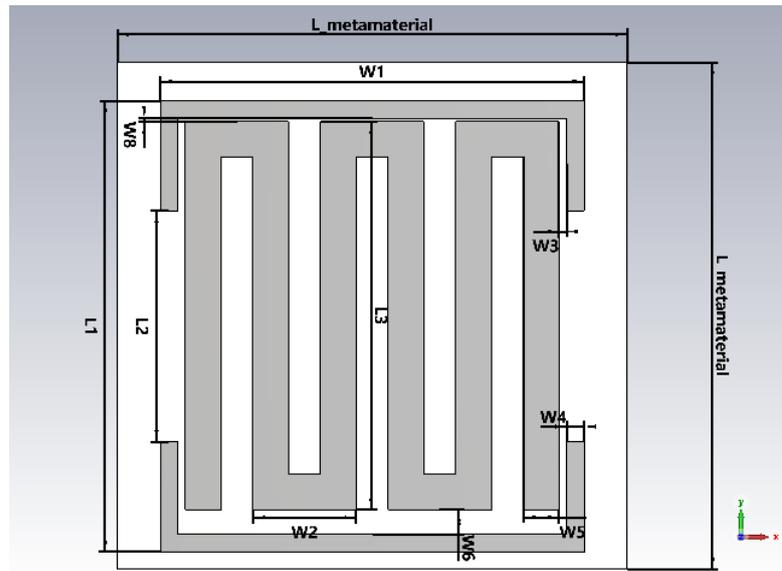
Como foi dito no Capítulo 3, para obter um aumento de ganho da antena Vivaldi, para cada célula unitária de metamaterial é importante analisar o atraso de fase causado pelo ângulo de incidência da onda cilíndrica. Assim, com essa premissa é possível determinar a quantidade mínima para que precisamos para transformar uma onda cilíndrica em uma onda mais uniforme na saída.

Para as estruturas unitárias de metamaterial, foram realizadas simulações através do método de *Floquet* com uma variação de um ângulo de incidência θ_n de 0° até 90° . Para a análise do atraso de fase foi verificado como a fase é transmitida da porta 1 para a porta 2, portanto foi analisado o parâmetro S_{21} , $Z_{min}(1)$, $Z_{max}(1)$ o qual pode ser interpretado pelo parâmetro S_{21} na forma de espalhamento. Todas as simulações foram realizadas utilizando material condutor perfeitamente elétrico (PEC) no modelamento das partes metálicas do elemento. As dimensões apresentadas são os valores finais, obtidos a partir da otimização.

5.1 PRIMEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL

A primeira estrutura de metamaterial foi desenvolvida com base no artigo (ISLAM et al., 2020). A estrutura possui trilhas em formato de retângulos paralelos conforme ilustra a Figura 21.

Figura 21 – Primeira estrutura de metamaterial



Fonte: Autor

Após otimizações para 6 GHz, os valores para os parâmetros utilizados na Figura 21 são ilustrados na Tabela 1. Da Tabela 1 pode-se concluir que o tamanho da célula unitária é de $0,12\lambda_g$.

Tabela 1 – Parâmetros Primeira estrutura metamaterial

Variável	Valor[mm]
L1	5,27
L2	3,11
L3	5,53
W1	4,923
W2	0,37
W3	0,04
W4	0,20
W5	0,41
W6	0,29
W8	0,04
$L_{metamaterial}$	5,92

Fonte: Autor

5.1.1 Resultados de Simulação

Tendo em vista as características exigidas para um atrasador de fase, que foram mostrados no Capítulo 3, a Figura 22 ilustra o atraso de fase das frequências de 4,9 GHz, 6 GHz e 7,1 GHz em função de do ângulo de incidência.

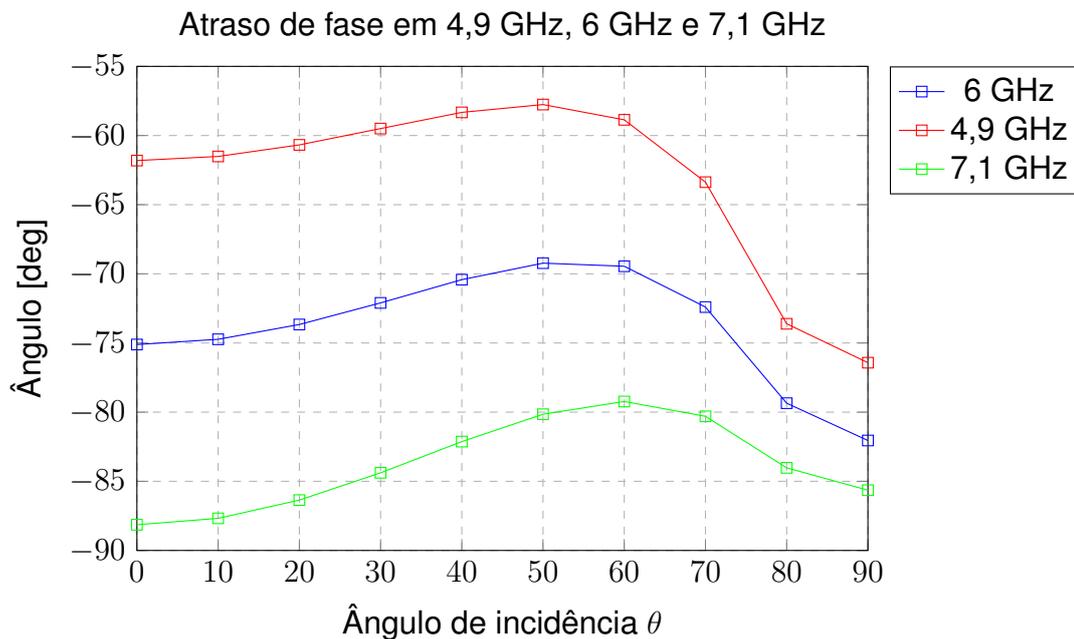
Para a frequência de 4,9 GHz, no Eixo X, a máxima variação ocorre nos ângulos de incidência de 50° a 90°. Isso se traduz em uma máxima variação 19 ° no eixo Y, de -57 a -76°.

Na frequência de 6 GHz, no Eixo X, a máxima variação ocorre nos ângulos de incidência de 50° a 90°. Isso se traduz em uma máxima variação 14 ° no eixo Y, de -69 a -83°.

A frequência de 7,1 GHz, no Eixo X, a máxima variação ocorre nos ângulos de incidência de 60° a 90°. Isso se traduz em uma máxima variação 10 ° no eixo Y, de -79 a -86°.

Em nossa aplicação, as variações de fases obtidos são bons resultados, visto que o ângulo de incidência não é muito grande da fonte em direção à célula unitária.

Figura 22 – Atraso de fase para a frequência de 4,9 GHz, 6GHz e 7,1 GHz



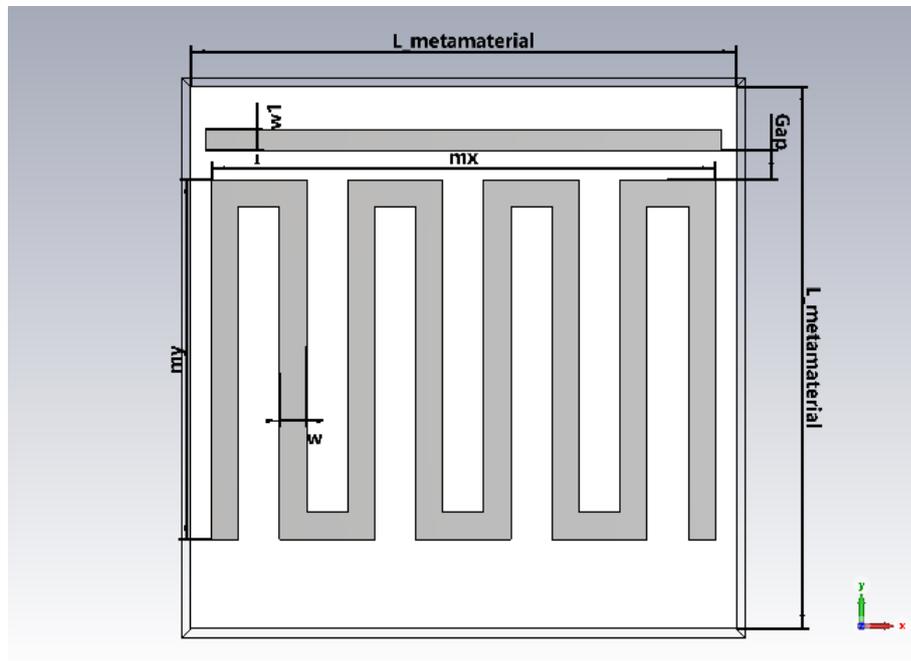
Fonte: Autor

5.2 SEGUNDA ESTRUTURA DE METAMATERIAL

A segunda estrutura de metamaterial foi desenvolvida com base no artigo (ZHOU; CUI, 2011). A estrutura possui trilhas em formato de retângulos com uma barra hori-

zontal em cima conforme ilustra a Figura 23.

Figura 23 – Segunda estrutura de metamaterial



Fonte: Autor

Após otimizações em 6GHz, os valores para os parâmetros utilizados na Figura 23 são ilustrados na Tabela 2. Da Tabela 2 é obtido um tamanho de $0,1\lambda_g$.

Tabela 2 – Parâmetros Segunda estrutura metamaterial

Variável	Valor[mm]
$L_{metamaterial}$	5,00
mx	4,71
my	3,38
w	0,25
w1	0,19
gap	0,27

Fonte: Autor

5.2.1 Resultados de Simulação

Considerando os requisitos necessários para um dispositivo de atraso de fase, apresentados no Capítulo 3, a Figura 24 demonstra o atraso de fase para as frequências de 4,9 GHz, 6 GHz e 7,1 GHz em relação ao ângulo de incidência.

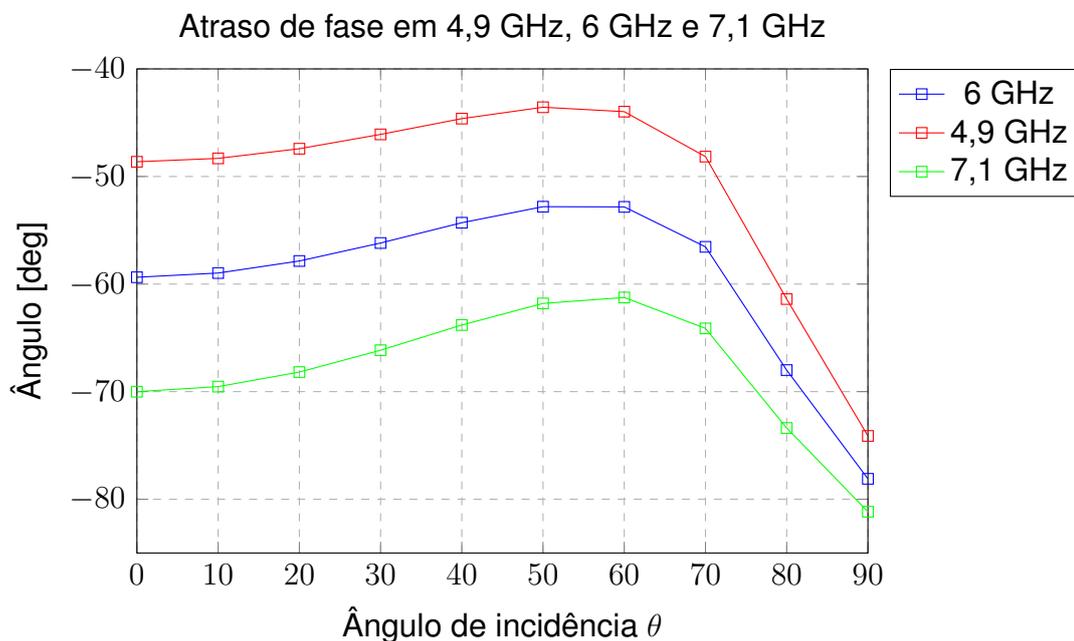
Para a frequência de 4,9 GHz, no Eixo X, o maior deslocamento de fase ocorre nos ângulos de incidência de 50° a 90°. Isso se traduz em um deslocamento máximo de 27 ° no eixo Y, de -45 a -72°.

Na frequência de 6 GHz, no Eixo X, o maior deslocamento de fase ocorre nos ângulos de incidência de 50° a 90°. Isso se traduz em um deslocamento máximo de 25 ° no eixo Y, de -53 a -78°.

A frequência de 7,1 GHz, no Eixo X, o maior deslocamento de fase ocorre nos ângulos de incidência de 60° a 90°. Isso se traduz em um deslocamento máximo de 10 ° no eixo Y, de -79 a -86°.

Para o propósito de nossa aplicação, as variações de fase observadas são consideradas satisfatórias, dado que o ângulo de incidência da fonte em direção à célula unitária não é excessivamente elevado.

Figura 24 – Atraso de fase para a frequência de 4,9 GHz, 6GHz e 7,1 GHz

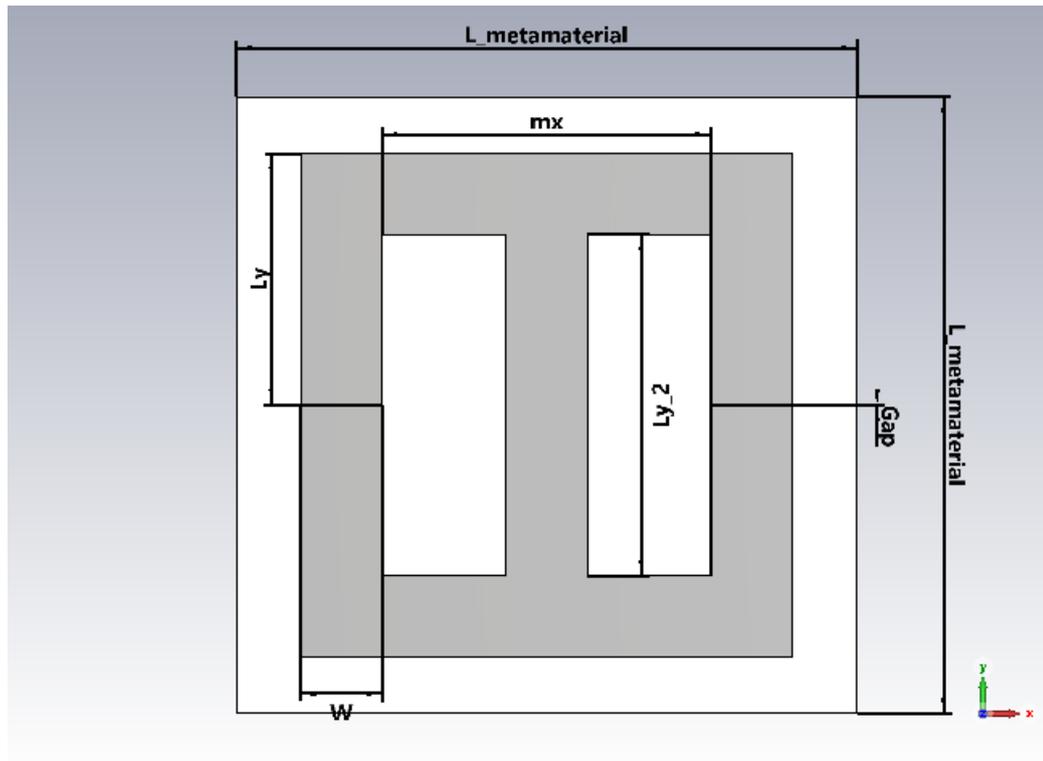


Fonte: Autor

5.3 TERCEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL

A terceira estrutura de metamaterial foi desenvolvida com base no artigo (BHARATH et al., 2018). A estrutura possui trilhas em formato de uma estrutura retangular de fenda dupla conforme ilustra a Figura 25.

Figura 25 – Terceira estrutura de metamaterial



Fonte: Autor

Após otimizações em 6 GHz, os valores para os parâmetros utilizados na Figura 25 são ilustrados na Tabela 3. Portanto, a dimensão da célula unitária possui cerca de $0,1\lambda_g$.

Tabela 3 – Parâmetros Terceira estrutura metamaterial

Variável	Valor[mm]
gap	0,003
Ly	2,04
Ly_2	2,77
mx	2,65
w	0,65
$L_{metamaterial}$	5

Fonte: Autor

5.3.1 Resultados de Simulação

Levando em conta os critérios estabelecidos para um mecanismo de retardamento de fase, que foram detalhados no Capítulo 3, a Figura 26 exibe o retardo de fase nas frequências de 4,9 GHz, 6 GHz e 7,1 GHz conforme o ângulo de incidência.

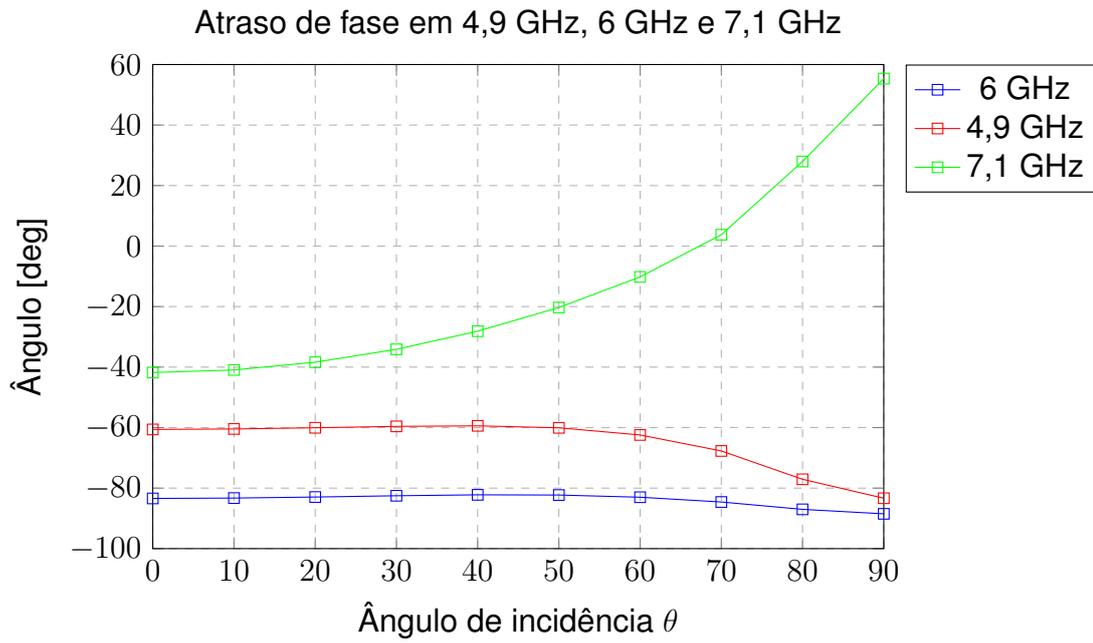
Para a frequência de 4,9 GHz, no Eixo X, a maior variação de fase ocorre nos ângulos de incidência de 50° a 90°. Isso se traduz em um deslocamento máximo de 21 ° no eixo Y, de -60 a -81°.

Na frequência de 6 GHz, no Eixo X, o maior deslocamento de fase ocorre nos ângulos de incidência de 50° a 90°. Isso se traduz em um deslocamento máximo de 9 ° no eixo Y, de -81 a -90°.

A frequência de 7,1 GHz, no Eixo X, o maior deslocamento de fase ocorre nos ângulos de incidência de 0° a 90°. Isso se traduz em um deslocamento máximo de 100 ° no eixo Y, de -40 a 60°. É possível verificar que no ângulo de 70° em 7,1 GHz ocorre um adiantamento de fase na célula unitária, o qual não será utilizada pois uma vez que o ângulo de incidência da origem em direção à célula unitária não é muito elevado.

No contexto da nossa aplicação, as mudanças de fase que foram alcançadas são consideradas eficazes, uma vez que o ângulo de incidência da origem em direção à célula unitária não é consideravelmente grande.

Figura 26 – Atraso de fase para a frequência de 4,9 GHz, 6GHz e 7,1 GHz



Fonte: Autor

6 APLICAÇÃO DO METAMATERIAL NA ANTENA VIVALDI

Neste Capítulo, será apresentada a aplicação do metamaterial para melhorar o desempenho de uma antena Vivaldi, que foi apresentada no Capítulo 3 deste Trabalho de Conclusão de Curso. O metamaterial atua como um retardador de fase ou, em outras palavras, transforma uma onda cilíndrica emitida pela fonte em uma onda mais uniforme. O metamaterial é colocado no final da fenda exponencial da antena, funcionando como uma lente.

Assim, será analisado neste Capítulo o efeito do metamaterial nos parâmetros de espalhamento, parâmetro S_{11} , o ganho em diagrama polar e o campo elétrico da antena na frequência central de 6GHz.

6.1 PRIMEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL APLICADA NA ANTENA

A primeira aplicação de metamaterial considera a primeira estrutura apresentada no Capítulo 5, representado pela Figura 21.

Utilizando a Equação 4.1 pode-se calcular a quantidade máxima de linhas que será aplicado na antena Vivaldi. O valor de $L_{metamaterial}$ é obtido da Tabela 1 sendo $L_{metamaterial} = 5,92\text{mm}$ e a largura W_{Antena} da antena Vivaldi de 44mm . Logo é possível obter a quantidade máxima conforme a Equação 6.1.

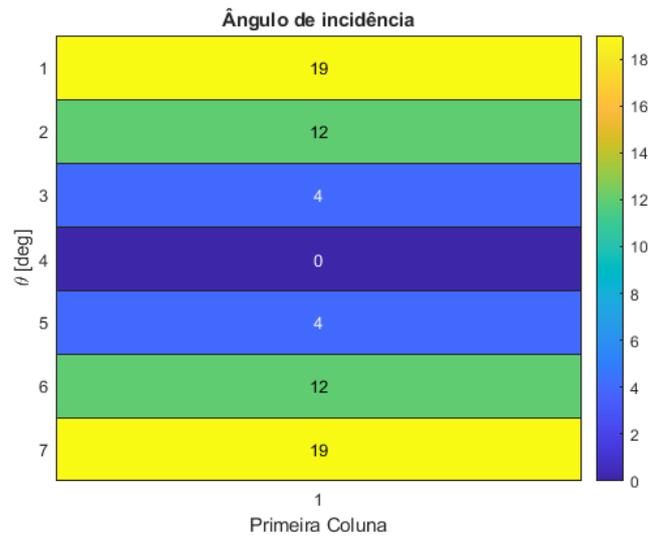
$$M = \lfloor \frac{44}{5,92} \rfloor = 7 \quad (6.1)$$

Portanto, a quantidade máxima de linhas de metamateriais para a primeira estrutura é 7 unidades.

Utilizando a Equação 3.3 é obtido o ângulo de incidência θ_n nas células de metamaterial, o ângulo é demonstrado na Figura 27.

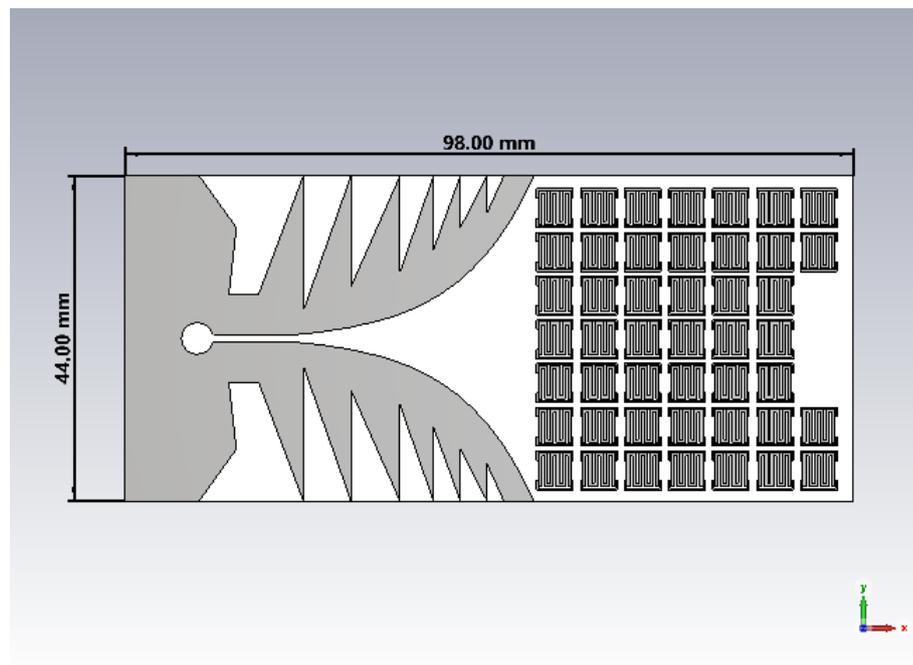
Com o ângulo de incidência, é possível saber o atraso de fase de uma célula unitária de metamaterial. Assim pode-se obter a quantidade mínima de células de cada linha para que a onda de saída seja uniforme. O atraso de fase para dado ângulo de incidência θ_n é obtido através da Figura 22. Portanto, utilizando a Equação 4.2 foi realizada a prerrogativa que todas as fases de saída ϕ_{T_n} devem ser próximas possíveis, portanto, foi-se adicionando células unitárias até ser realizada a prerrogativa. Assim, as linhas 1, 2, 6 e 7 possuem sete células de metamaterial, enquanto que as linhas 3,4 e 5 possuem seis células de metamaterial. A Figura 28 ilustra a aplicação da primeira estrutura de metamaterial na antena Vivaldi.

Figura 27 – Ângulo de incidência nas células unitárias



Fonte: Autor

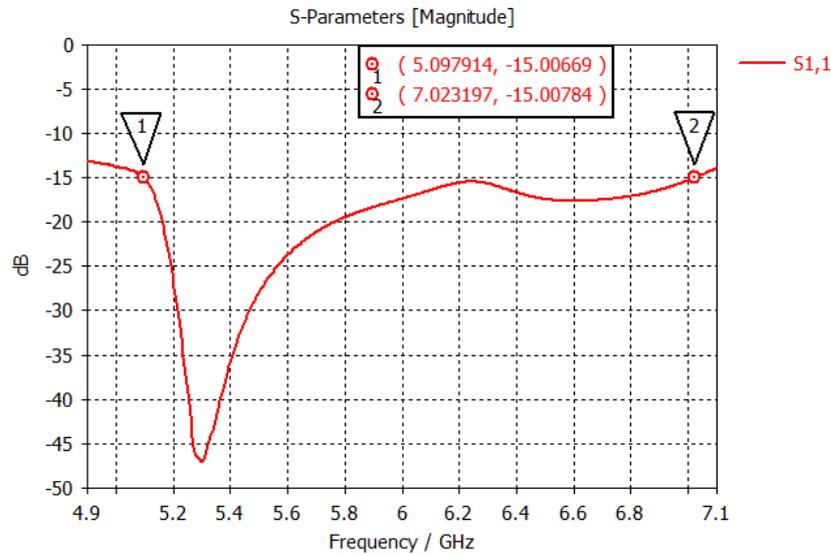
Figura 28 – Aplicação da primeira estrutura de metamaterial na antena Vivaldi



Fonte: Autor

A Figura 29 ilustra o coeficiente de reflexão da antena Vivaldi na porta 1, representado pelo parâmetro S_{11} . Os resultados obtidos apresentam valores abaixo de -15dB na faixa de frequência de 5,09 GHz até 7,02 GHz. Isso representa uma largura de banda (BW) de 1,93 GHz e uma banda fracionária (BW_f) de aproximadamente 31,87%.

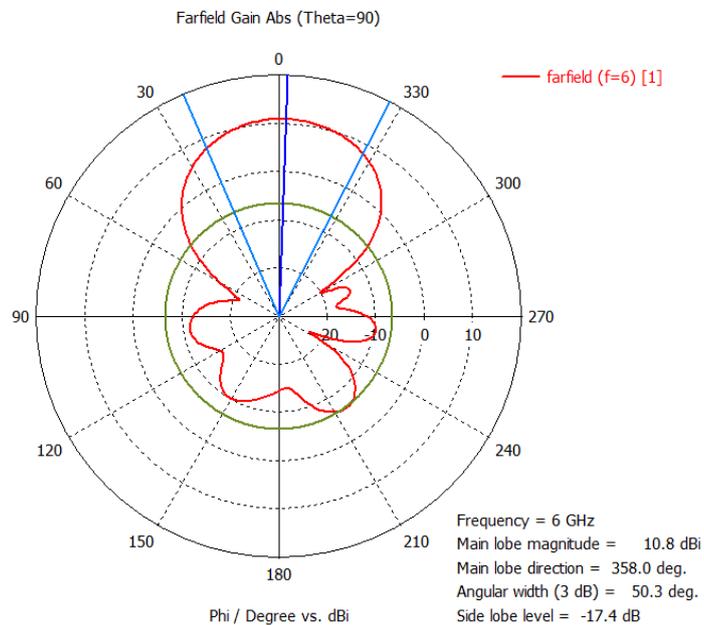
Figura 29 – Parâmetro S_{11} com primeira estrutura de metamaterial na Vivaldi



Fonte: Autor

A Figura 30 ilustra o diagrama em representação polar com corte em $\theta = 90^\circ$, na frequência central de 6 GHz.

Figura 30 – Diagrama de Radiação Polar com a primeira estrutura de metamaterial



Fonte: Autor

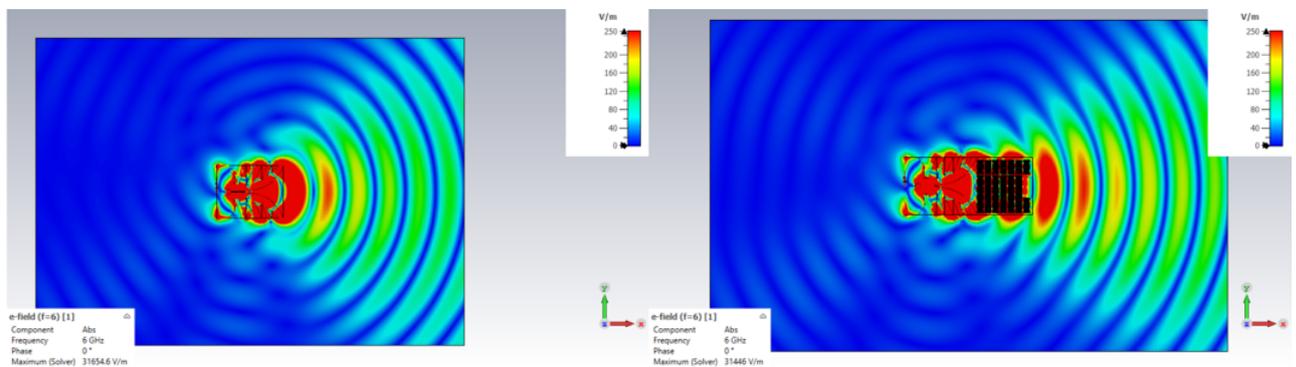
Da Figura 30, é possível verificar que a antena está bastante diretiva. A diretividade do diagrama de radiação indica a região onde o sinal será mais fortemente propagado, correspondendo ao do feixe principal ou lóbulo principal. O feixe principal possui direção em $358,0^\circ$ com magnitude de 10,8 dBi. O ângulo de 3dB, ou de

meia-potência, ficou em $50,3^\circ$. A antena apresenta um *Side Lobe Level* de $-17,4$ dB.

Assim, ao realizar uma comparação de ganhos entre a estrutura representado pela Figura 30 e a antena sem metamaterial representada pela Figura 19, é possível obter um aumento de ganho de $3,16$ dB.

A Figura 31 ilustra a distribuição de campo elétrico nas vizinhanças da antena Vivaldi, sem metamaterial representado a esquerda e com metamaterial representado a direita. No qual é possível observar que a antena com aplicação de metamaterial se aproxima de uma onda mais uniforme, focando a energia em uma direção mais específica, comprovando que o metamaterial está atuando conforme esperado.

Figura 31 – Campo Elétrico com 6 GHz



Fonte: Autor

6.2 SEGUNDA ESTRUTURA DE METAMATERIAL APLICADA NA ANTENA

A segunda aplicação de metamaterial, considera a segunda estrutura apresentada no Capítulo 5, representado pela Figura 23

Utilizando a Equação 4.1, podemos determinar o número máximo de linhas que podem ser aplicadas à antena Vivaldi. O valor de $L_{metamaterial}$ é obtido da Tabela 2, onde $L_{metamaterial} = 5\text{mm}$. Considerando a largura W_{Antena} da Vivaldi como 44mm é calculado a quantidade máxima conforme a Equação 6.2.

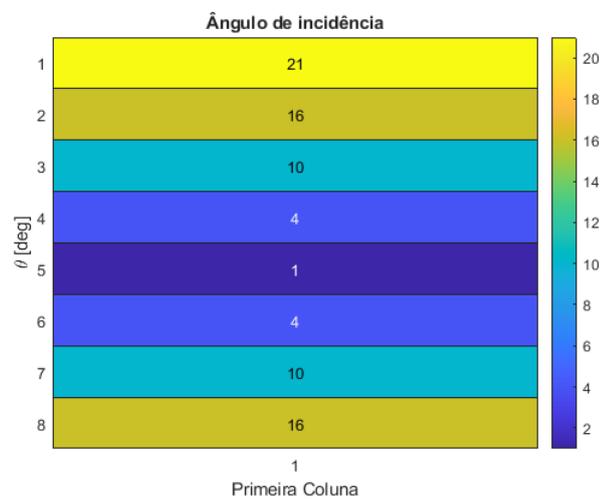
$$M = \left\lfloor \frac{44}{5} \right\rfloor = 8 \quad (6.2)$$

Portanto, a quantidade máxima de linhas de metamateriais que deve ser utilizada com a segunda estrutura é de 8 unidades.

Utilizando a Equação 3.3, é obtido o ângulo de incidência da onda eletromagnética nas células de metamaterial, θ_n . Os ângulos obtidos são apresentados na Figura 32. A Figura 24 mostra o atraso de fase para a segunda estrutura de metamaterial

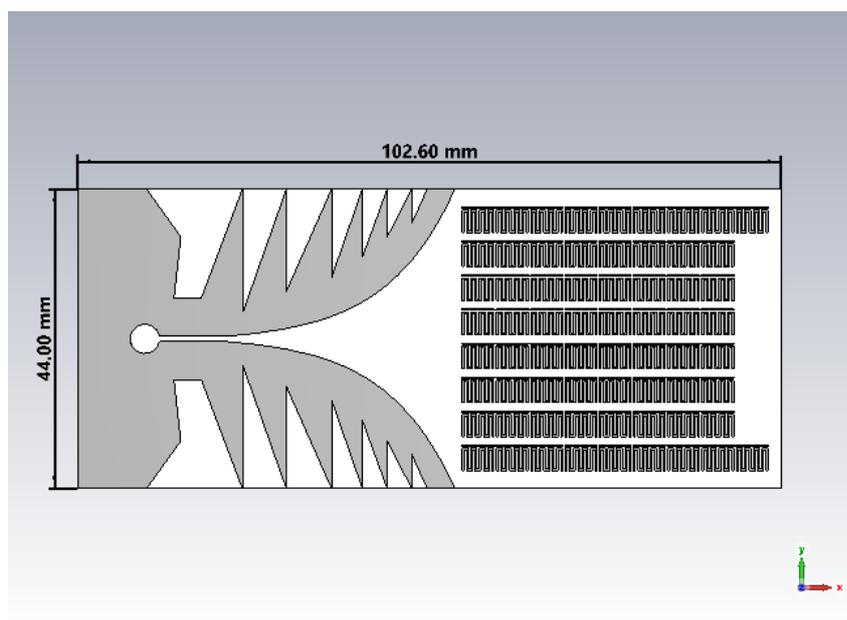
avaliada. Com o atraso de fase de cada célula unitária, é possível determinar quantas células são necessárias para produzir uma onda de saída uniforme. Assim, a partir da prerrogativa de que todas as ondas eletromagnéticas transmitidas ϕ_{T_n} devem ser o mais próximas possíveis, portanto, foi-se adicionando células unitárias até ser realizada a prerrogativa. Assim, foi determinada a quantidade de células de metamaterial de cada linha: as linhas 1 e 8 apresentam nove células de metamaterial, enquanto as linhas 2, 3, 4, 5, 6 e 7 possuem oito células de metamaterial. A Figura 33 apresenta a aplicação da segunda estrutura de metamaterial na antena Vivaldi.

Figura 32 – Ângulo de incidência nas células de metamaterial



Fonte: Autor

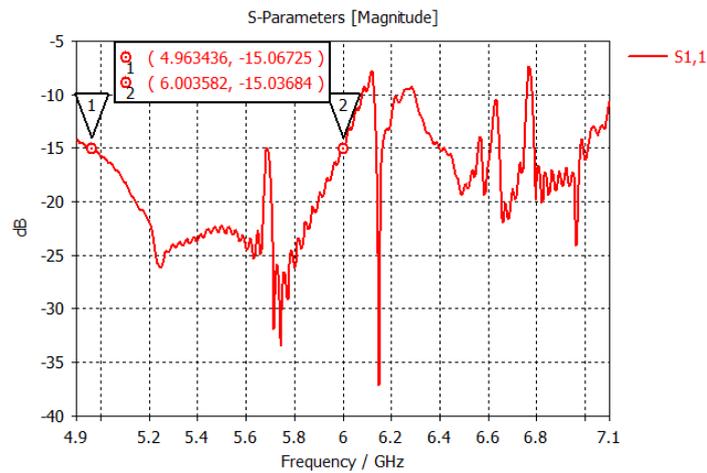
Figura 33 – Aplicação da segunda estrutura na antena Vivaldi



Fonte: Autor

Na Figura 34 apresenta o coeficiente de reflexão da antena Vivaldi, parâmetro S_{11} . O coeficiente de reflexão apresenta valores abaixo de -15 dB na faixa de 4,9 GHz a 6,00 GHz. Isso revela uma largura de banda (BW) de 1,1 GHz e de banda fracionária de Bw_f de 20,18%. Portanto, comparando com a Figura 17 é possível notar que a estrutura dois afetou significativamente a largura de banda da antena. O casamento de impedância na banda do Wi-Fi 6 ficou comprometido pelos picos de S_{11} acima de -15 dB.

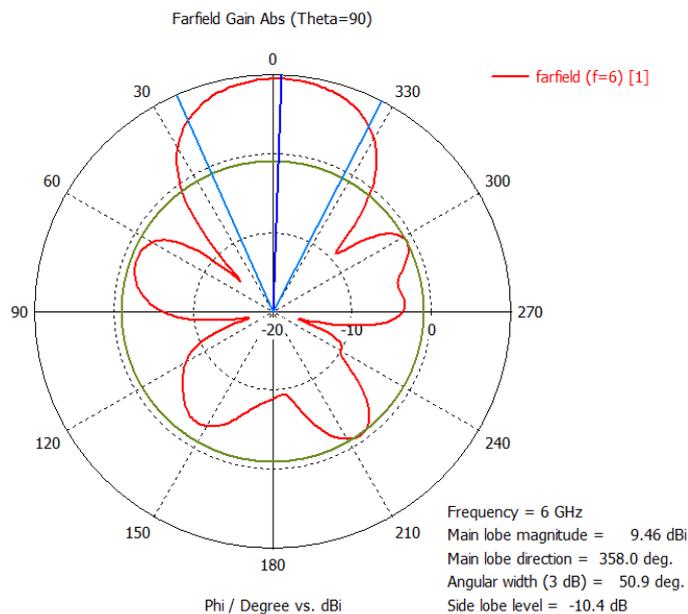
Figura 34 – Parâmetro S_{11} com segunda estrutura de metamaterial na Vivaldi



Fonte: Autor

A Figura 35 mostra o diagrama de radiação em representação polar com corte em $\theta = 90^\circ$, na frequência central de 6 GHz.

Figura 35 – Diagrama de Radiação Polar com a segunda estrutura de metamaterial



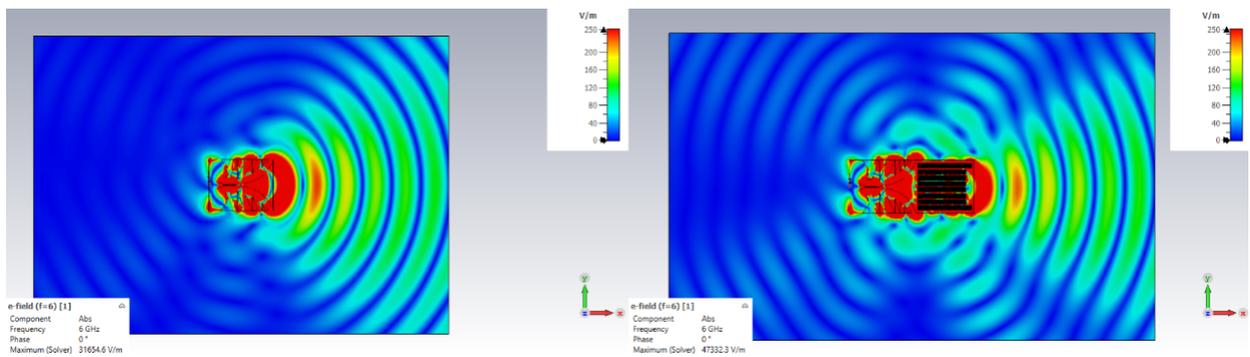
Fonte: Autor

Da Figura 35, é possível verificar que a antena está bastante diretiva. O feixe principal possui direção em 358° com magnitude de 9,46 dBi. O ângulo de -3 dB, ou de meia-potência, ficou em $50,9^\circ$. A antena apresenta um *Side Lobe Level* de -10,4 dB.

Ao comparar os ganhos entre a estrutura representada pela Figura 35 e a antena sem metamaterial representada pela Figura 19, é possível observar um aumento de ganho de 1,82 dB.

A Figura 36 ilustra a distribuição de campo elétrico nas vizinhanças da antena Vivaldi, sem metamaterial representado a esquerda e com metamaterial representado a direita. No qual é possível observar que a antena com aplicação de metamaterial se aproxima de uma onda mais uniforme, focando a energia em uma direção mais específica.

Figura 36 – Campo elétrico em 6 GHz



Fonte: Autor

6.3 TERCEIRA ESTRUTURA DE METAMATERIAL APLICADA NA ANTENA

A terceira aplicação de metamaterial considera a terceira estrutura apresentada no Capítulo 5, representada na Figura 25

Utilizando a Equação 4.1, pode-se calcular o número de linhas que podem ser utilizadas na antena Vivaldi. O valor de $L_{metamaterial}$ é retirado da Tabela 3, onde $L_{metamaterial} = 5$ mm. Considerando que a largura W_{Antena} da Vivaldi é 44 mm, pode-se determinar o máximo possível de acordo com a Equação 6.3.

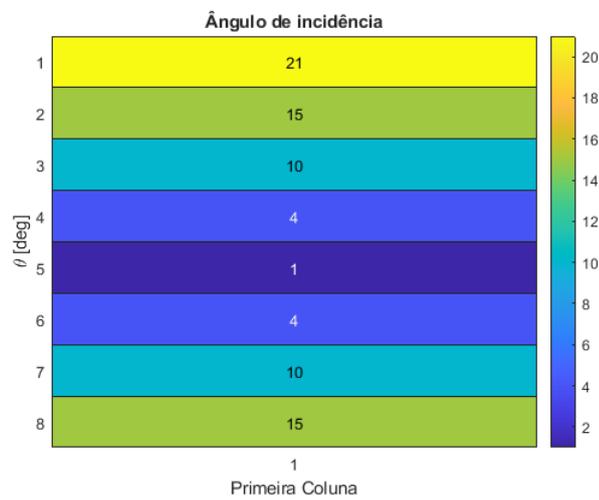
$$M = \left\lfloor \frac{44}{5} \right\rfloor = 8 \quad (6.3)$$

Através da Equação 3.3, é possível determinar o ângulo de incidência da onda eletromagnética nas células de metamaterial, θ_n . O ângulo é visualizado na Figura 37.

a partir do ângulo de incidência é possível definir o atraso de fase de uma célula unitária. A partir desta informação, se obtém a quantidade mínima de células necessárias em cada linha do array de metamaterial para produzir uma onda de saída uniforme. A Figura 24 mostra o atraso de fase versus o ângulo de incidência da terceira estrutura.

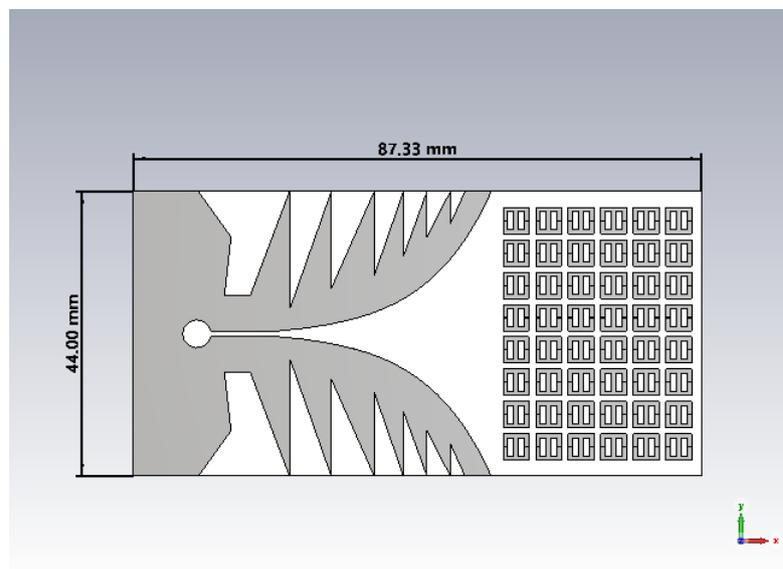
Assim, a partir da prerrogativa de que todas as ondas eletromagnéticas transmitidas ϕ_{T_n} devem ser o mais próximas possíveis, portanto, foi-se adicionando células unitárias até a prerrogativa ser validada. Assim, foi determinada a quantidade de células de metamaterial de cada linha: as linhas 1 até 8 apresentam seis células de metamaterial. A Figura 38 apresenta a aplicação do metamaterial à Antena Vivaldi.

Figura 37 – Ângulo de incidência e ϕ_{T_n}



Fonte: Autor

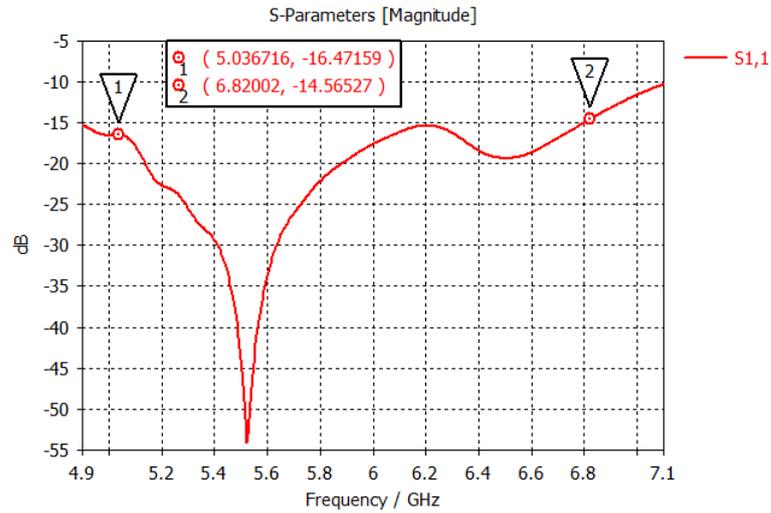
Figura 38 – Aplicação da terceira estrutura na antena Vivaldi



Fonte: Autor

A Figura 39 representa o coeficiente de reflexão da antena Vivaldi, parâmetro S_{11} . S_{11} ficou abaixo de -15 dB na faixa de 5,03 GHz até 6,82. Isso expressa a largura de banda de 1,78 GHz e de banda fracionária cerca de Bw_f de 30,21%.

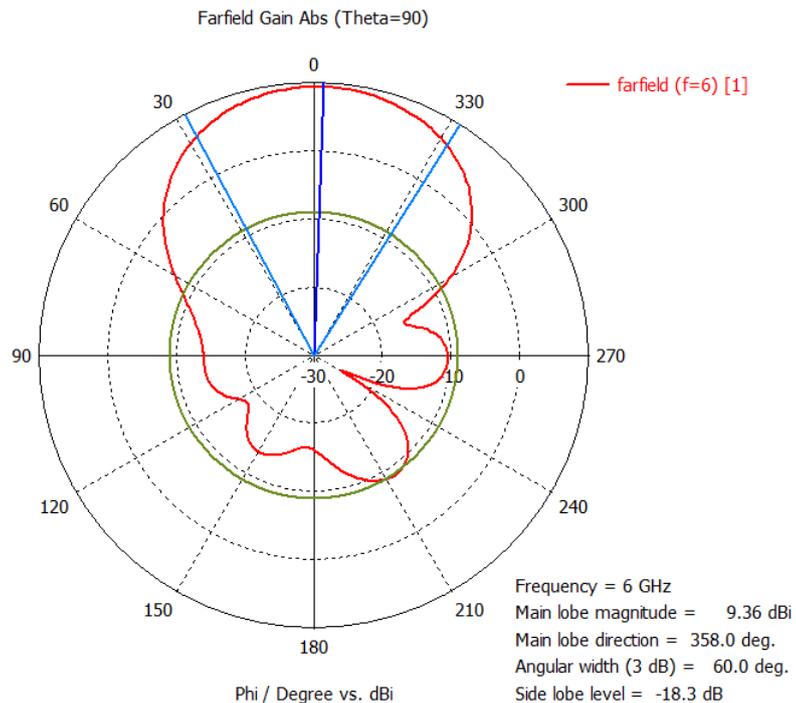
Figura 39 – Parâmetro S_{11} com terceira estrutura de metamaterial na Vivaldi



Fonte: Autor

A Figura 40 ilustra o diagrama de radiação em representação polar com corte em $\theta = 90^\circ$, na frequência central de 6 GHz.

Figura 40 – Diagrama de Radiação Polar com a terceira estrutura de metamaterial



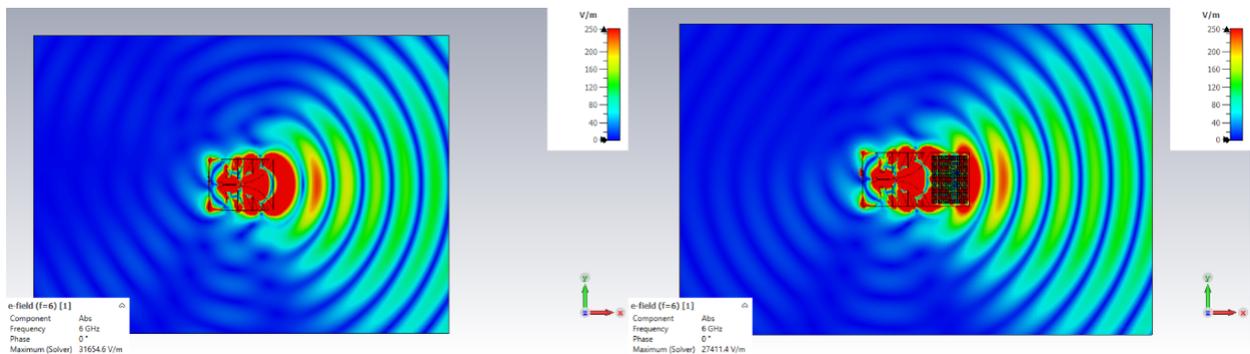
Fonte: Autor

Da Figura 40, é possível verificar que a antena está bastante diretiva. O feixe principal possui direção em 358° com magnitude de 9,36 dBi. O ângulo de -3 dB, ou de meia-potência, ficou em 60° . A antena apresenta um *Side Lobe Level* de -18.3 dB.

Ao realizar uma comparação de ganhos entre a estrutura representada pela Figura 40 e a antena sem metamaterial representada pela Figura 19, é possível observar um aumento de ganho de 1,72 dB.

A Figura 41 ilustra a distribuição de campo elétrico nas vizinhanças da antena Vivaldi, sem metamaterial representado a esquerda e com metamaterial representado a direita. No qual é possível observar que a antena com aplicação de metamaterial se aproxima de uma onda mais uniforme, focando a energia em uma direção mais específica.

Figura 41 – Campo elétrico em 6 GHz



Fonte: Autor

6.4 ANÁLISE COMPARATIVA DAS ESTRUTURAS DE METAMATERIAL APLICADAS

Esta Seção apresenta uma análise comparativa de desempenho da antena Vivaldi original e com a antena Vivaldi, aplicadas as estruturas de metamaterial.

A Tabela 4 apresenta a comparação dos resultados da antena Vivaldi original (sem metamaterial - SM) e com as soluções onde são aplicadas as estruturas de metamaterial E1, E2 e E3, correspondentes a primeira, segunda e terceira estrutura, apresentadas nas Seções 6.1, 6.2 e 6.3, respectivamente, para a frequência de 6 GHz. As frequências inicial f_i e final f_f foram obtidas considerando valores de S_{11} inferiores a -15 dB. BW_f corresponde a largura de banda fracionária. Todas as estruturas de metamaterial resultaram em significativo aumento de ganho, enquanto que a largura de banda foi ligeiramente reduzida para as estruturas de metamaterial E1 e E3.

Já a estrutura E2 foi a que apresentou pior desempenho em termos de largura de banda, com redução significativa. Quanto ao SLL, nota-se que as estruturas E1 e E3, melhoraram o SLL, tornando os lóbulos secundários menos intensos. A estrutura E2 apresentou uma piora no desempenho deste parâmetro, resultando no aumento dos lóbulos secundários em comparação com a antena original. Já o ângulo de meia potência, ou ângulo de -3 dB, foi reduzido em todas as estruturas com metamaterial, conforme esperado, já que todas as estruturas apresentaram aumento de ganho.

Tabela 4 – Comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções utilizando metamaterial em 6 GHz

Antena	f_i	f_f	BW_f	BW [GHz]	Ganho [dBi]	SLL [dB]	θ -3 dB [°]
SM	4,9	7,05	35,84%	2,15	7,64	-15,4	68,7
E1	5,09	7,02	31,87%	1,93	10,8	-17,4	50,3
E2	4,9	6	20,18%	1,1	9,46	-10,4	50,9
E3	5,03	6,82	30,21%	1,78	9,36	-18,3	60

Fonte: Autor

A Tabela 5 apresenta a comparação dos resultados da antena Vivaldi original e com as soluções onde são aplicadas as estruturas de metamaterial, E1, E2 e E3, para a frequência de 4,9 GHz. As frequências inicial f_i e final f_f foram obtidas considerando valores de S_{11} inferiores a -15 dB. Todas as estruturas de metamaterial resultaram em significativo aumento de ganho. Quanto ao SLL, nota-se que a estrutura E1, melhorou o SLL, tornando os lóbulos secundários menos intensos. As estruturas E2 e E3 apresentaram uma piora no desempenho deste parâmetro, resultando no aumento dos lóbulos secundários em comparação com a antena original. Já o ângulo de meia potência foi reduzido em todas as estruturas com metamaterial, conforme esperado.

Tabela 5 – Comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções utilizando metamaterial em 4,9 GHz

Antena	f_i	f_f	BW_f	BW[GHz]	Ganho [dBi]	SLL [dB]	θ -3 dB [°]
SM	4,9	7,05	35,84%	2,15	7,09	-17,7	71,6
E1	5,09	7,02	31,87%	1,93	9,01	-18,5	60,4
E2	4,9	6	20,18%	1,1	8,31	-11,2	68,5
E3	5,03	6,82	30,21%	1,78	8,04	-17,1	68,7

Fonte: Autor

A Tabela 6 apresenta a comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções onde são aplicadas as estruturas de metamaterial, para a frequência de 7,1 GHz. Todas as estruturas de metamaterial resultaram em significativo aumento

de ganho. Quanto ao SLL, nota-se que as estruturas E1 e E2 apresentaram uma piora no desempenho deste parâmetro, resultando no aumento dos lóbulos secundários em comparação com a antena original, já a estrutura E3 se manteve o SLL da antena original. O ângulo de meia potência foi reduzido em todas as estruturas com metamaterial.

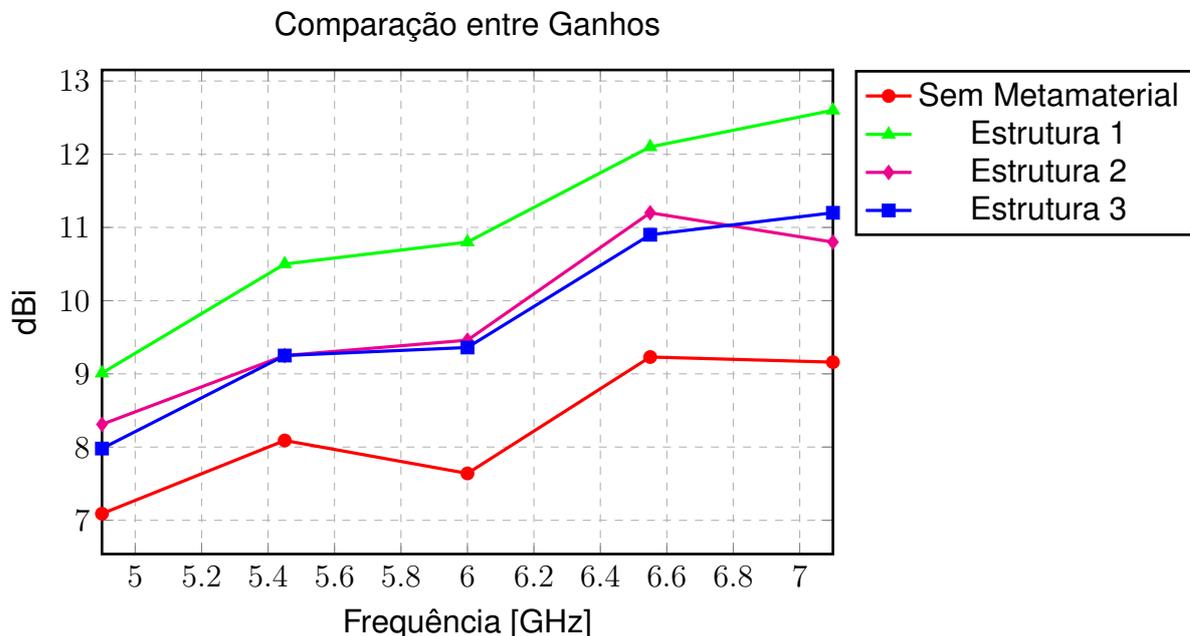
Tabela 6 – Comparação dos resultados da antena Vivaldi original com as soluções utilizando metamaterial em 7,1 GHz

Antena	f_i	f_f	BW_f	BW[GHz]	Ganho [dBi]	SLL [dB]	$\theta_{-3\text{ dB}}$ [°]
SM	4,9	7,05	35,84%	2,15	9,16	-17	52,9
E1	5,09	7,02	31,87%	1,93	12,6	-11,1	33,6
E2	4,9	6	20,18%	1,1	10,8	-8,5	38,6
E3	5,03	6,82	30,21%	1,78	11,2	-17	44,1

Fonte: Autor

A Figura 42 mostra o ganho versus a frequência para a antena Vivaldi sem o metamaterial, juntamente com a aplicação das estruturas de metamateriais.

Figura 42 – Comparação entre Ganhos obtidos



Fonte: Autor

Da Figura 42 é possível observar que com a aplicação das estruturas de metamaterial houve um aumento de ganho em toda a faixa de operação da antena. É possível notar ainda que a estrutura 1 obteve ganhos de aproximadamente 2 dB a 3,4 dB ao longo de toda a banda.

7 CONCLUSÃO

Este Trabalho de Conclusão de Curso explora a aplicação de diferentes estruturas de metamaterial para aumentar o ganho de uma antena Vivaldi na faixa de frequência do Wi-Fi 6, de 4,9 GHz a 7,1 GHz.

Três estruturas de metamaterial foram estudadas e adaptadas para a frequência central de 6 GHz. Posteriormente elas foram otimizadas utilizando Algoritmo Genético, visando maximizar seu desempenho com o parâmetro de otimização (*goal*) para uma maior variação de fase.

O metamaterial foi aplicado a uma antena Vivaldi, com largura de banda fracionária de 35,84% e ganho de 7,64 dBi em 6 GHz. Os resultados mostram que todas as estruturas obtiveram êxito no aumento de ganho da antena, com destaque para a primeira estrutura de metamaterial, que alcançou um aumento de ganho de 1,92 dBi a 3,4 dBi ao longo da banda de operação, além de apresentar redução do SLL, ao custo de uma pequena redução na largura de banda fracionária, que passou de 35,84% para 31,87%.

A segunda estrutura de metamaterial resultou em um aumento de ganho entre 1,22 dBi e 1,86 dBi ao longo da banda. Porém, esta estrutura apresentou significativa redução de largura de banda, além de aumento do SLL, resultando no pior desempenho entre as estruturas com metamaterial avaliadas.

A terceira estrutura de metamaterial apresentou resultados intermediários, com um aumento de ganho entre 0,89 dBi e 2,04 dBi ao longo da banda. Esta estrutura apresentou uma pequena redução de largura de banda e redução do SLL.

Ao fim deste trabalho é possível concluir que estruturas de metamaterial podem ser eficientemente aplicadas como deslocadores de fase visando o aumento de ganho de antenas Vivaldi.

A antena Vivaldi com aplicação de metamaterial apresentada neste TCC resultou em uma solução para aplicações que utilizam a faixa de frequência do Wi-Fi 6, sendo de um elemento irradiante diretivo, com dimensões reduzidas e de fácil prototipação que pode ser utilizado individualmente, assim como aplicado em um arranjo de antenas com diagrama de irradiação fixo ou adaptativo.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

O projeto desenvolvido neste TCC pode ser continuado por meio de diversas abordagens, dentre as quais se destacam:

- Realizar a prototipagem da antena com aplicações de metamaterial para fins de validação dos resultados de simulação;
- Aplicar a antena proposta no desenvolvimento de um array de antenas;
- Realizar o estudo de uma estrutura de metamaterial que permita ajustar a fase variando as dimensões da geometria da célula unitária ou através de seu rotacionamento, afim de impor o ajuste de fase necessário através de uma única célula unitária por linha, reduzindo, conseqüentemente, as dimensões da antena;
- Verificar o efeito do aumento da área do metamaterial e o efeito do aumento da abertura da antena Vivaldi.

REFERÊNCIAS

- ALENCAR, M. S.; QUEIROZ, W. J. L. **Ondas Eletromagnéticas e Teoria de Antenas, 1ª Edição**. São Paulo: Érica - Saraiva, 2010. 232 p.
- ALHAWARI, A. R. H. et al. **ANTIPODAL VIVALDI ANTENNA PERFORMANCE BOOSTER EXPLOITING SNUG-IN NEGATIVE INDEX METAMATERIAL**. 2012. 265-279 p.
- ARIGONY, M. et al. High gain, low cost, low profile transmitarray antenna. In: . [S.l.: s.n.], 2021.
- BALANIS, C. A. **Teoria de Antenas - Análise e Síntese Vol. 1**. Rio de Janeiro: Grupo GEN, 2008. 341 p.
- BHARATH, S. et al. Design of a zero index material unit cell and a study on its role in the gain enhancement of vivaldi antenna. In: **2018 3rd International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 608–611.
- CHEN, L. et al. A broadband artificial material for gain enhancement of antipodal tapered slot antenna. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 63, p. 395–400, 1 2015. ISSN 0018926X.
- CIVIL, G. F. C. **90no Brasil, aponta pesquisa**. 2022. Disponível em: <<https://www.gov.br/casacivil/pt-br/assuntos/noticias/2022/setembro/90-dos-lares-brasileiros-ja-tem-acesso-a-internet-no-brasil-aponta-pesquisa>>. Acesso em: 15 nov 2023.
- DATAREPORTAL. **DIGITAL 2023: GLOBAL OVERVIEW REPORT**. 2023. Disponível em: <<https://datareportal.com/reports/digital-2023-global-overview-report>>. Acesso em: 15 nov 2023.
- DIXIT, A. S.; KUMAR, S. A survey of performance enhancement techniques of antipodal vivaldi antenna. **IEEE Access**, IEEE, v. 8, p. 45774–45796, 2020.
- EMBARCADOS. **A evolução do protocolo Wi-Fi (IEEE 802.11)**. 2021. Disponível em: <<https://embarcados.com.br/a-evolucao-do-protocolo-wi-fi-ieee-802-11/>>. Acesso em: 15 nov 2023.
- ENGHETA, N.; W.ZIOLKOWSKI, R. **Metamaterials Physics And Engineering Explorations**. Canada: IEEE, 2016. 419 p.
- GIBSON, P. The vivaldi aerial. In: **1979 9th European Microwave Conference**. [S.l.: s.n.], 1979. p. 101–105.
- HERZI, R.; ZAIRI, H.; GHARSALLAH, A. Reconfigurable vivaldi antenna with improved gain for uwb applications. **Microwave and Optical Technology Letters**, Wiley Online Library, v. 58, n. 2, p. 490–494, 2016.
- HOLANDA, S. M. D. **ESTUDO E DESENVOLVIMENTO DE ANTENAS DE MICROFITA UTILIZANDO TECIDO DE MALHA A BASE DE FIBRAS TÊXTEIS COMPOSTAS**.

2016. 142 f. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Comunicação e Automação) — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró, 2016.

HOOD, A. Z.; KARACOLAK, T.; TOPSAKAL, E. A small antipodal vivaldi antenna for ultrawide-band applications. **IEEE Antennas and Wireless propagation letters**, IEEE, v. 7, p. 656–660, 2008.

IEEE. IEEE standard definitions of terms for antennas. **IEEE Std 145-1983**, p. 1–31, 1983.

ISLAM, M. T. et al. A negative index metamaterial-inspired uwb antenna with an integration of complementary srr and cls unit cells for microwave imaging sensor applications. **Sensors (Switzerland)**, MDPI AG, v. 15, p. 11601–11627, 5 2015. ISSN 14248220.

_____. Metamaterial loaded nine high gain vivaldi antennas array for microwave breast imaging application. **IEEE Access**, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2020. ISSN 21693536.

LI, X. et al. A compact multi-layer phase correcting lens to improve directive radiation of vivaldi antenna. **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, John Wiley and Sons Inc., v. 27, 9 2017. ISSN 1099047X.

NATARAJAN, R. et al. A compact antipodal vivaldi antenna for uwb applications. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 14, p. 1557–1560, 2015.

OLIVEIRA, A. M. d. **Desenvolvimento e otimização de antenas Vivaldi antipodais para aplicações a altas frequências**. 2015. Tese (Doutorado) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, 2015. Disponível em: <<https://teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3140/tde-21062016-145910/pt-br.php>>.

POZAR, D. **Microwave Engineering - 4th Edition**. EUA: Wiley, 2011. 756 p.

SOUZA, V. V. de C.; FARAH, L. M. **Aplicações da tecnologia UWB em sistemas de comunicação sem fio e construção de antenas banda larga**. 2009. 99 f. Dissertação (Bacharelado em Engenheiro Eletricista) — Universidade de Brasília, Brasília, 2009.

STUTZMAN, W. L.; THIELE, G. A. **Teoria e Projeto de Antenas - Vol. 1**. 3ª edição. ed. Grupo GEN, 2016. E-book. ISBN 9788521632849. Disponível em: <<https://integrada.minhabiblioteca.com.br/#/books/9788521632849/>>.

TP-LINK. **Wi-fi 6**. 2022. Disponível em: <<https://www.tp-link.com/br/wifi6/>>. Acesso em: 15 nov 2023.

WENTWORTH, S. M. **Eletromagnetismo Aplicado: Abordagem Antecipada Das Linhas De Transmissão - 1ª Edição**. Porto Alegre: Bookman, 2008. 671 p.

XU, K. et al. Design and analysis of near field mid-frequency metamaterial lens loaded vivaldi antenna. In: **2019 IEEE International Conference on Computational Electromagnetics (ICCEM)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–3.

ZAPT.TECH. **Ultra Wide Band: O Que é o UWB?** 2023. Disponível em: <<https://zapt.tech/blog/inovacao/ultra-wide-band-o-que-e-o-uw/>>.

ZHOU, B.; CUI, T. J. Directivity enhancement to vivaldi antennas using compactly anisotropic zero-index metamaterials. **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, IEEE, v. 10, p. 326–329, 2011.

ZHU, S. et al. A miniaturized and high gain double-slot vivaldi antenna using wideband index-near-zero metasurface. **IEEE Access**, v. 6, p. 72015–72024, 2018.