



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**  
**CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**TESE DE DOUTORADO**

**PRISCILLA KADJA PONTES DE MELO CARNEIRO**

**OTIMIZAÇÃO DE ANTENAS VIVALDI ANTIPODAIS COM  
ESTRUTURAS RSIW**

Campina Grande – PB

2024.2

PRISCILLA KADJA PONTES DE MELO CARNEIRO

## **OTIMIZAÇÃO DE ANTENAS VIVALDI ANTIPODAIS COM ESTRUTURAS RSIW**

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutora em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Informação

### **ORIENTADORES:**

Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres, UFCG

Prof. Dr. Adolfo Fernandes Herbster, UFCG

Campina Grande - PB  
2024.2

C289o Carneiro, Priscilla Kadja Pontes de Melo.  
Otimização de antenas Vivaldi antipodais com estruturas RSIW /  
Priscilla Kadja Pontes de Melo Carneiro. – Campina Grande, 2025.  
84 f. : il. color.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de  
Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2024.  
"Orientação: Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres, Prof. Dr. Adolfo  
Fernandes Herbster".  
Referências.

1. Antenas Vivaldi Antipodais. 2. Micro-ondas. Banda Larga.  
3. Banda Larga. 4. Guias de Ondas Integrados ao Substrato. I. Serres,  
Alexandre Jean René. II. Herbster, Adolfo Fernandes. III. Título.

CDU 621.396.67(043)

**OTIMIZAÇÃO DE ANTENAS VIVALDI ANTIPODAIS COM  
ESTRUTURAS RSIW**

**PRISCILLA KADJA PONTES DE MELO CARNEIRO**

**TESE APROVADA EM 20/12/2024**

**ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG  
Orientador(a)**

**ADOLFO FERNANDES HERBSTER, , UFCG  
Orientador(a)**

**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG  
Examinador(a)**

**WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG  
Examinador(a)**

**ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB  
Examinador(a)**

**ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Dr., UFRN  
Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE - PB**



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**  
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA  
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

### REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1 - ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS, NO DOMÍNIO DA ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM 20 DE DEZEMBRO DE 2024  
**(Nº 392)**

CANDIDATO(A): **PRISCILLA KADJA PONTES DE MELO CARNEIRO**. COMISSÃO EXAMINADORA: RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr. UFCG - Presidente da Comissão e Examinador Interno, ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG – Orientador, ADOLFO FERNANDES HERBSTER, D.Sc., UFCG – Orientador, WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG - Examinador Interno, ADAILDO GOMES D’ASSUNÇÃO, Dr., UFRN - Examinador Externo, ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB - Examinador Externo. TÍTULO DA TESE: Otimização de Antenas Vivaldi Antipodais Com Estruturas Rsiw . ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua tese, obtendo conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, Leandro Ferreira de Lima, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 20 de Dezembro de 2024.

LEANDRO FERREIRA DE LIMA

Secretário

RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr. UFCG  
Presidente da Comissão e Examinador Interno

ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG  
Orientador

ADOLFO FERNANDES HERBSTER, D.Sc., UFCG  
Orientador

WAMBERTO JOSÉ LIRA DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG

## Examinador Interno

ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Dr., UFRN  
Examinador Externo

ALFREDO GOMES NETO, D.Sc., IFPB  
Examinador Externo

PRISCILLA KADJA PONTES DE MELO CARNEIRO  
Candidata

## 2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Tese de Doutorado do candidata **PRISCILLA KADJA PONTES DE MELO CARNEIRO**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO FERREIRA DE LIMA, SECRETÁRIO (A)**, em 20/12/2024, às 16:16, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ALEXANDRE JEAN RENE SERRES, COORDENADOR(A)**, em 21/01/2025, às 14:22, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Priscilla Kadja Pontes de Melo Carneiro, Usuário Externo**, em 23/01/2025, às 00:22, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE, PROFESSOR 3 GRAU**, em 03/02/2025, às 09:43, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Alfredo Gomes Neto, Usuário Externo**, em 03/02/2025, às 10:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **WAMBERTO JOSE LIRA DE QUEIROZ, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 03/02/2025, às 15:48, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ADOLFO FERNANDES HERBSTER, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 04/02/2025, às 11:07, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ADAILDO GOMES D'ASSUNÇÃO, Usuário Externo**, em 04/02/2025, às 17:35, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **5144535** e o código CRC **3834355E**.

---

Referência: Processo nº 23096.092366/2024-66

SEI nº 5144535

Dedico este trabalho aos meus pais, Josinaldo Melo e Kadja Pontes, que foram minha maior inspiração. Ao meu esposo, Vinícius, pelo apoio constante e pela parceria que torna tudo possível. E aos nossos filhos, Murilo e Melissa, que são a fonte de todo o meu amor e motivação.



# AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço a Deus, por todas as oportunidades e por me mostrar o melhor caminho para chegar até aqui. Sou grata por cada passo dessa jornada!

Aos meus pais, Josinaldo Melo e Kadja Pontes, por todo o incentivo, apoio incondicional e esforço dedicado para que eu pudesse conquistar tudo o que alcancei até aqui. Não teria chegado até esse ponto sem vocês. Muito obrigada!

Ao meu querido esposo, Vinícius Carneiro, por seu amor, companheirismo e incentivo constantes, sempre ao meu lado e celebrando cada conquista comigo. Sou eternamente grata por ter você como meu parceiro de vida.

À minha sogra, Marlena Carneiro, e à minha comadre, Sélia Olinto, pela ajuda com meu querido filho Murilo, que foi fundamental para que eu pudesse seguir em frente e alcançar este momento. Sou eternamente grata por tudo o que fizeram e continuam fazendo por mim.

Aos meus orientadores, Alexandre Serres e Adolfo Herbster, minha profunda gratidão pela orientação excepcional ao longo dessa trajetória. Obrigada por incentivarem, ensinarem e orientarem com tanta dedicação e competência.

Ao professor Alfredo Gomes, pela atenção, suporte, ensinamentos e disponibilidade sempre que precisei. Muito obrigada por tudo!

À professora Georgina Serres, por toda ajuda, ensinamentos, apoio e incentivo. Sua ajuda foi essencial em muitos momentos. Muito obrigada!

Gratidão a todos que me auxiliaram nessa caminhada. Em especial aos amigos Jeane Souza, Daiana Correia, Wendell Farias, Maraiza Prescila, Albanisa Felipe, Andrécia Pereira, Nieremberg Ramos, Danilo Brito e Evandson Claude. Vocês foram fundamentais durante essa caminhada.

Aos profissionais da Coordenação de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (COPELE), Ângela, Leandro e Pedro, que sempre foram solícitos e dispostos a esclarecer as minhas dúvidas.

Ao Instituto Federal da Paraíba (IFPB), pelo suporte técnico ao longo de toda a trajetória.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo suporte financeiro para a realização deste trabalho.

Aos membros da banca examinadora, Dr. Adaildo Gomes, Dr. Alfredo Gomes, Dr. Wamberto José e Dr. Raimundo Freire, meu sincero agradecimento por aceitarem o

convite e contribuírem com suas valiosas observações e sugestões para o aprimoramento desta tese.

A todos que contribuíram de alguma forma durante essa jornada, o meu muito obrigada!

# Resumo

Este trabalho descreve o desenvolvimento, otimização e análise de antenas Vivaldi antipodais utilizando a estrutura RSIW (*Ridge Substrate Integrated Waveguide*) para possíveis aplicações na área de geração de imagens por micro-ondas. A estrutura em questão é composta por vias metálicas e postes cilíndricos metálicos de altura reduzida inseridos no dielétrico. As simulações foram realizadas utilizando o *software* ANSYS® *Electronics Desktop*, integrado à linguagem de programação Python. A otimização do projeto foi conduzida por meio de algoritmos genéticos (GA), visando alcançar o projeto com o melhor desempenho. O desempenho é aprimorado quando fendas são inseridas no elemento irradiante. A antena proposta foi projetada para uma frequência de ressonância de 4 GHz e foi fabricada em FR4 ( $\epsilon_r=4,4$  e  $\tan\delta=0,02$ ). A antena é comparada a uma antena Vivaldi antipodal (AVA – *Antipodal Vivaldi Antenna*) alimentada por SIW (*Substrate Integrated Waveguide*). A estrutura proposta teve a otimização da largura de banda de 4,09 GHz, um aumento de ganho de 1,41 dB e uma redução na largura de feixe de meia potência de  $10^\circ$ . Os resultados medidos mostram uma boa concordância com as simulações, validando o procedimento de projeto.

Palavras-chaves: Antenas, Micro-ondas, Banda larga, Guias de ondas integrados ao substrato.

# Abstract

This work describes the development, optimization, and analysis of antipodal Vivaldi antennas using the RSIW (Ridge Substrate Integrated Waveguide) structure for potential microwave imaging applications. The structure consists of metallic-vias and cylindrical metallic posts with reduced height inserted into the dielectric. Simulations were performed using the ANSYS® Electronics Desktop software, integrated with Python programming language. The design optimization was carried out through genetic algorithms (GA) to achieve the best performing design. Performance is enhanced when slots are inserted into the radiating element. The proposed antenna was designed for a resonance frequency of 4 GHz and fabricated using FR4 ( $\epsilon_r=4.4$  and  $\tan\delta=0.02$ ). The antenna is compared to an antipodal Vivaldi antenna (AVA – Antipodal Vivaldi Antenna) fed by SIW (Substrate Integrated Waveguide). The proposed structure achieved a bandwidth optimization of 4.09 GHz, a gain increase of 1.41 dB, and a reduction in the half-power beamwidth by  $10^\circ$ . The measured results show a good agreement with the simulations, validating the design procedure.

**Keywords:** Antennas, Microwave, Broadband, Substrate Integrated Waveguide.

# Lista de Abreviaturas

ALTSA	Antena Antipodal de Fenda Cônica Linear ( <i>Antipodal Linear Tapered Slot Antenna</i> )
AV	Antena Vivaldi ( <i>Antenna Vivaldi</i> )
AVA	Antena Vivaldi Antipodal ( <i>Antipodal Vivaldi antenna</i> )
BW	Largura de Banda ( <i>Bandwidth</i> )
CPW	Guia de Ondas Coplanar ( <i>Coplanar Waveguide</i> )
DRSIW	Guia de Onda Integrado ao Substrato com RSIW Duplo ( <i>Double Ridged Substrate Integrated Waveguide</i> )
ESLR	Irraadiador de Linha de Fenda Exponencial ( <i>Exponential Slot Line Radiator</i> )
$f_0$	Frequência Central ( <i>Center Frequency</i> )
FR-4	Fibra de Vidro ( <i>Flame Retardant-4</i> )
HFSS	Simulador de Estrutura de Alta Frequência ( <i>High Frequency Structure Simulator</i> )
LPKF	<i>Leiterplatten-Kopierfräsen</i>
MIC	Circuitos Integrados de Micro-ondas ( <i>Microwave integrated circuit</i> )
mmW	Onda Milimétrica ( <i>Millimeter-wave</i> )
MTL	Micro Linha de Transmissão ( <i>Micro Transmition Line</i> )
PCB	Placa de Circuito Impresso ( <i>Printed Circuit Board</i> )
RSIW	Guia de Ondas Integrado ao Substrato com Ridge ( <i>Ridge Substrate Integrated Waveguide</i> )
SIC	Circuitos Integrados ao Substrato ( <i>Substrate Integrated Circuits</i> )
SIW	Guia de Ondas Integrado ao Substrato ( <i>Substrate Integrated Waveguide</i> )
TEM	Transversal Eletromagnético ( <i>Tranverse Electric Magnetic</i> )

TE	Transversal Eléctrico ( <i>Transverse Electric</i> )
TM	Transversal Magnético ( <i>Transverse Magnetic</i> )
UWB	Banda Ultralarga ( <i>Ultrawideband</i> )
VNA	Analisador de Rede Vetorial ( <i>Vector Network Analyser</i> )
VSWR	Relação de Onda Estacionária ( <i>Voltage Standing Wave Ratio</i> )

# LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Aplicações AVA. ....	26
Figura 2: Estrutura da Antena Vivaldi (a) Geometria (b) Vista das partes da antena. ...	27
Figura 3: Estrutura da Antena Vivaldi Antipodal (a) Geometria (b) Vista das partes da antena. ....	28
Figura 4: Vantagens AVA. ....	29
Figura 5: Etapas da antena proposta deste trabalho. (a) AVA SIW, (b) AVA RSIW, (c) AVA RSIW com fendas retangulares e (d) AVA RSIW com fendas elípticas. ....	31
Figura 6: Exemplos de guias de onda. (a) Guia de onda retangular (b) Guia de onda circular. ....	32
Figura 7: Ilustração de um guia de onda retangular. ....	32
Figura 8: Estrutura SIW. ....	37
Figura 9: Estrutura RSIW. ....	40
Figura 10: Estrutura de um poste cilíndrico entre as placas metálicas. ....	40
Figura 11: Circuito equivalente do guia de onda com ridge simples. ....	40
Figura 12: Estruturas SICs (a) SIW (b) RSIW. ....	42
Figura 13: Comparação dos parâmetros de espalhamento entre as estruturas SIW e RSIW. ....	42
Figura 14: Etapas do desenvolvimento da antena RSIW utilizando fendas proposta. ...	45
Figura 15: Parâmetros da estrutura SIW. ....	46
Figura 16: Linha de transmissão de microfita. ....	46
Figura 17: Linha de transição do tipo taper. ....	47
Figura 18: Antena Antipodal utilizando a tecnologia SIW. ....	48
Figura 19: Guia de onda retangular com o ridge. ....	48
Figura 20: Antena RSIW com fendas retangulares. ....	49
Figura 21: Plataforma Jupyter Notebook. ....	50
Figura 22: Tópicos Realizados na Metodologia da Integração do HFSS com o Python e a otimização utilizando o algoritmo genético. ....	51
Figura 23: Guia de onda equivalente. (a) Geometria (b) S11 e S21. ....	54
Figura 24: Linha de Microfita. (a) Geometria (b) S11 e S21. ....	54
Figura 25: Integração entre a linha de microfita e a tecnologia SIW. (a) Geometria (b) S11 e S21. ....	55
Figura 26: Parâmetros utilizados na AVA SIW. ....	56
Figura 27: AVA SIW (a) Geometria (b) Parâmetro S11. ....	57
Figura 28 : Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f = 4,56 \text{ GHz}$ (c) $f = 6 \text{ GHz}$ (d) $9,46 \text{ GHz}$ . ....	58
Figura 29: AVA RSIW. ....	58
Figura 30: S11 da AVA RSIW com três diferentes larguras do Ridge (7,2 mm, 8,8 mm e 10mm). ....	59
Figura 31: S11 AVA RSIW (a) Geometria (b) Comparação dos coeficientes de reflexão das antenas AVA SIW e AVA RSIW. ....	60
Figura 32: Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f_c = 3,55 \text{ GHz}$ , (c) $f_c = 6 \text{ GHz}$ and (d) $f_c = 10,6 \text{ GHz}$ . ....	60
Figura 33: Antena RSIW com fendas. ....	61
Figura 34: S11 AVA RSIW com fendas retangulares (a) Geometria (b) S11 das antenas AVA SIW, AVA RSIW e AVA RSIW com fendas retangulares. ....	62

Figura 35: Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA RSIW com fenda retangular com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f = 3,88 \text{ GHz}$ (c) $f = 6 \text{ GHz}$ (d) $12,53 \text{ GHz}$ .....	63
Figura 36: AVA RSIW com fendas elípticas. ....	63
Figura 37: S11 AVA RSIW com fendas elípticas (a) Geometria (b) S11 das antenas AVA SIW, AVA RSIW, AVA RSIW com fendas retangulares e AVA RSIW com fendas elípticas. ....	64
Figura 38: Diagramas de irradiação da AVA RSIW com fendas elípticas com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f = 3,54 \text{ GHz}$ (c) $f = 6 \text{ GHz}$ (d) $12,62 \text{ GHz}$ .....	65
Figura 39: AVA RSIW utilizando fendas retangulares (a) Vista Superior (b) Vista Inferior. ....	66
Figura 40: Ambiente de Medição. ....	67
Figura 41: AVA SIW (a) Geometria (b) Parâmetro S11 da AVA SIW simulada e fabricada. ....	68
Figura 42: Diagramas de irradiação (medido e simulado) e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f = 4,56 \text{ GHz}$ (c) $f = 6 \text{ GHz}$ (d) $9,46 \text{ GHz}$ . ....	68
Figura 43: AVA RSIW (a) Geometria (b) Parâmetro S11 da AVA RSIW simulada e medida. ....	69
Figura 44 : Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f_c = 3,55$ , (c) $f_c = 6 \text{ GHz}$ and (d) $f_c = 10,6 \text{ GHz}$ . ....	70
Figura 45: AVA RSIW com fendas retangulares (a) Geometria (b) Parâmetro S11 simulada e medida. ....	71
Figura 46: Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA RSIW com fenda retangular com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f = 3,78 \text{ GHz}$ (c) $f = 6 \text{ GHz}$ (d) $12,53 \text{ GHz}$ .....	71
Figura 47: AVA RSIW com fendas elípticas (a) Geometria (b) Parâmetro S11 simulada e medida.....	72
Figura 48: Diagramas de irradiação da AVA RSIW com fendas elípticas com $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b) $f = 3,54 \text{ GHz}$ (c) $f = 6 \text{ GHz}$ (d) $12,62 \text{ GHz}$ .....	73
Figura 49: S11 AVA RSIW Retangular Modificada.....	74
Figura 50: Diagramas de irradiação e largura de feixe da AVA RSIW Modificada, com $\text{PHI} = 90^\circ$ : a) $f_c = 3,58 \text{ GHz}$ , b) $f_c = 6 \text{ GHz}$ e c) $f_c = 12,59 \text{ GHz}$ . ....	75



# Sumário

CAPÍTULO 1 .....	18
1 Introdução.....	18
1.1 Motivação .....	20
1.2 Objetivos.....	21
1.3 Estrutura do Documento .....	22
CAPÍTULO 2 .....	23
2 Estado da Arte .....	23
CAPÍTULO 3 .....	26
3 Fundamentação Teórica .....	26
3.1 Antena Vivaldi.....	26
3.2 Estruturas Guiantes.....	31
3.2.1 Guias de Ondas Metálicos .....	31
3.2.1.1 Modo de propagação TE para Guias de Ondas Retangulares .....	35
3.2.2 Guia de Onda Integrado ao Substrato - SIW .....	37
3.2.3 Guia de Onda Integrado ao Substrato com <i>Ridge</i> - RSIW .....	39
3.3 Considerações do Capítulo .....	43
CAPÍTULO 4 .....	45
4 Metodologia .....	45
4.1 Considerações do Capítulo .....	51
CAPÍTULO 5 .....	53
5 Resultados .....	53
5.1 Resultados Simulados.....	53
5.2 Resultados Experimentais .....	66
CAPÍTULO 6 .....	76
6 Conclusões e Trabalhos Futuros .....	76
6.1 Trabalhos Futuros .....	77
6.2 Produções Científicas .....	77
Referências.....	78

# CAPÍTULO 1

O primeiro capítulo apresenta a introdução ao tema. Na Seção 1.2, são discutidos os principais pontos de motivação e os referenciais que justificam a realização desta pesquisa. A Seção 1.3 detalha os objetivos que a pesquisa visa alcançar. Por fim, o capítulo encerra com uma descrição da organização do documento.

## 1 Introdução

A comunicação sem fio atual abrange diversas aplicações, como transmissão de imagens médicas por enlaces de micro-ondas, radar, satélite, internet das coisas (IoT – *Internet of Things*) e comunicações móveis [1]. Essas aplicações exigem dispositivos com características específicas, incluindo antenas que suportem elevadas taxas de transmissão de dados, ofereçam alto ganho, sejam de baixo custo e apresentem simplicidade de fabricação e miniaturização. Essas características são essenciais para enfrentar os desafios atuais da comunicação sem fio [2]. Nesse contexto, as antenas Vivaldi antipodais surgem como uma solução promissora que atende a essas demandas [3].

A antena Vivaldi foi proposta inicialmente por Gibson em 1979 na configuração coplanar e, posteriormente, adaptada por Grazit em 1988 para a forma antipodal [4], [5]. Essas antenas têm sido amplamente utilizadas em sistemas sem fio de banda larga, devido às suas valiosas características de ampla largura de banda e pequena abertura transversal [6].

A largura de banda da antena é influenciada por sua estrutura de alimentação, que pode adotar diversas técnicas. Em frequências inferiores a 30 GHz, utilizam-se linhas de microfita e guias de onda coplanares. No entanto, em frequências superiores a 30 GHz, as perdas de transmissão e irradiação aumentam significativamente, motivando o desenvolvimento de outras técnicas como o guia de onda integrado ao substrato (*Substrate Integrated Waveguide* - SIW) e guia de onda integrado ao substrato com postes metálicos (*Ridge Substrate Integrated Waveguide* - RSIW) [7], [8].

A tecnologia SIW consiste em vias metálicas periódicas espaçadas entre dois planos, simulando as paredes adjacentes de um guia de ondas retangular. Essa abordagem combina as vantagens do guia de onda convencional com as dos circuitos planares, permitindo a integração dos componentes em um único substrato, incluindo elementos

passivos e ativos [9]. Por sua vez, a técnica RSIW é uma adaptação otimizada do SIW, apresentando duas fileiras de cilindros condutores e vias de dimensões reduzidas no interior da estrutura. O RSIW preserva características do SIW, como redução de perdas por irradiação, baixo custo e a possibilidade de integração de componentes no mesmo substrato [10]. Essa técnica foi proposta com o objetivo de aumentar a largura de banda e reduzir da frequência de corte operacional [11].

Diversas contribuições foram propostas e implementadas, para aprimorar o desempenho da antena Vivaldi antipodal, podendo ser utilizadas em conjunto com as técnicas mencionadas [3]. Essas melhorias incluem a seleção do tipo do substrato, o formato do elemento irradiante, a utilização de fendas, lentes dielétricas, metamateriais e matrizes de antenas.

No contexto deste trabalho, foi constatado que a modificação da forma do elemento irradiante, por meio da utilização de fendas, otimiza as características da antena, como largura de banda, diretividade e ganho. Essa abordagem também minimiza a frequência de corte inferior, reduzindo os níveis do lóbulo lateral e aumentando a intensidade do lóbulo principal [12], [13]. Um exemplo é a antena Vivaldi Antipodal com fendas elípticas apresentada por [14], que demonstra um aumento de ganho em cerca de 1 dB a 2,6 dB na faixa de frequência de 7 GHz a 25 GHz.

Além das aplicações em comunicações convencionais, as antenas Vivaldi antipodais estão encontrando crescente utilização em geração de imagens médicas por micro-ondas. Essa tecnologia usa sinais de micro-ondas para penetrar nos tecidos humanos, criando imagens de alta resolução baseadas nas variações de atenuação e dispersão dos sinais ao atravessarem diferentes materiais biológicos. A versatilidade das antenas Vivaldi antipodais, combinada com sua banda ultralarga, é fundamental para melhorar a resolução e precisão desses sistemas de imagem [15]. O uso de micro-ondas para imagens médicas pode resultar em diagnósticos mais rápidos e menos invasivos [16].

A simulação da estrutura foi realizada utilizando o *software Ansys HFSS Electronics Desktop*, integrado à linguagem de programação Python. Essa abordagem combina a capacidade avançada de simulação do *software* com a flexibilidade e automação proporcionadas pelo Python. Ao utilizar o *software* para modelagem e simulação, juntamente com o Python para automatizar o processo de otimização, é possível explorar uma ampla gama de configurações de antenas e ajustar seus parâmetros conforme necessário. Essa integração aumenta a flexibilidade das simulações, permitindo a implementação de algoritmos de otimização mais complexos [17]. Além disso, as

referências [18] e [19] destacam o uso combinado de linguagens de programação com o HFSS, comprovando a eficácia dessa metodologia.

Neste trabalho, é apresentado o estudo e projeto de uma antena Vivaldi antipodal, por meio da técnica RSIW, compacta, de fabricação fácil, custo baixo, além de oferecer uma resposta em frequência com banda ultralarga (UWB), tornando-a ideal para aplicações em formação de imagens por micro-ondas. Em complemento, foi proposto uma metodologia para o projeto da antena, incluindo uma otimização que envolve a implementação de uma estrutura guiante planar em sua alimentação e a modificação do formato do elemento irradiante. Por fim, foi realizada uma otimização dos parâmetros da antena projetada, integrando o *software* o Python com o intuito melhorar os resultados obtidos.

## 1.1 Motivação

O sistema de geração de imagem por micro-ondas tem se destacado como uma alternativa promissora para complementar as técnicas tradicionais de geração de imagem clínica, que enfrentam desafios significativos, como baixa resolução das imagens, altos custos operacionais e a configuração desconfortável dos equipamentos de medição [16]. Superar essas barreiras é crucial para que essa tecnologia possa oferecer uma alternativa viável e eficaz, com o potencial de melhorar a precisão diagnóstica e proporcionar uma experiência mais confortável para o paciente.

Entre as vantagens dos sistemas de imagem por micro-ondas, destacam-se os custos reduzidos, maior taxa de transmissão de dados, baixa complexidade e a capacidade de obter resultados positivos precoces mais facilmente. Contudo, para que esses benefícios sejam totalmente aproveitados, é essencial o desenvolvimento de sistemas que apresentem alto ganho, elevada eficiência e antenas de banda larga [20]. Estudos recentes sobre o uso de antenas como sensores em sistemas de micro-ondas indicam que é fundamental que esses dispositivos apresentem características específicas, como ganho elevado, dimensões compactas, irradiação direcional de potência, capacidade de transmitir em uma ampla gama de frequências com alta eficiência, simplicidade do modelo, compatibilidade de penetração com tecidos humanos e a capacidade de operar em frequências tanto baixas quanto altas [21].

Dentro desse contexto, as antenas Vivaldi têm se tornado uma escolha preferencial para sistemas de geração de imagem devido à sua estrutura planar simples, resposta em

frequência de banda ultralarga, dimensões compactas, custos de produção reduzidos, alto ganho, características de irradiação direcional e facilidade de integração [15].

A motivação para este trabalho é propor o desenvolvimento de uma antena Vivaldi antipodal utilizando a técnica RSIW, com características que podem ser utilizadas em aplicações biomédicas. Além de apresentar uma metodologia detalhada para o projeto e construção da antena, o estudo também inclui uma análise para aprimorar o desempenho das antenas Vivaldi antipodais. O objetivo é otimizar parâmetros essenciais, como largura de banda, ganho, redução da largura de feixe de meia potência e redução da frequência de corte, possibilitando, assim a miniaturização da antena. Esses avanços poderão potencializar a eficácia e a aplicabilidade das antenas em contextos clínicos.

## 1.2 Objetivos

Desenvolver e otimizar antenas Vivaldi antipodais para aplicações em sistemas de geração de imagens por micro-ondas. A otimização foi realizada por meio da integração do HFSS da *Ansys Electronics Desktop* com a linguagem de programação *Python*, utilizando o algoritmo genético disponível no *software*. O foco da otimização está na maximização do desempenho da antena, considerando aspectos como redução da frequência de corte, aumento da banda, ganho e diretividade.

Dentre os objetivos específicos da presente tese, destacam-se:

- Realizar revisão bibliográfica;
- Projetar antenas Vivaldi antipodais com as tecnologias SIW e RSIW;
- Propor uma metodologia de otimização das antenas utilizando a tecnologia RSIW;
- Otimizar antenas Vivaldi antipodais modificando o elemento irradiante;
- Integrar o ambiente de simulação com a linguagem de programação Python;
- Otimizar os parâmetros da antena utilizando algoritmo genético;
- Fabricar protótipo das antenas projetadas;
- Caracterizar experimentalmente as antenas construídas;
- Comparar os resultados simulados e experimentais.

### 1.3 Estrutura do Documento

Este documento está estruturado em seis capítulos. O **Capítulo 1**, apresenta o contexto e a motivação da pesquisa, assim como os objetivos do estudo. O **Capítulo 2** aborda uma revisão do estado da arte sobre o tema. No **Capítulo 3**, é realizada uma introdução às antenas Vivaldi (AV) e à Antena Vivaldi Antipodal, seguido de um estudo sobre guias de ondas retangulares, a tecnologia SIW e as estruturas RSIW. A metodologia utilizada para o projeto das antenas é detalhada no **Capítulo 4**. Os resultados do trabalho são apresentados no **Capítulo 5**. Por fim, o **Capítulo 6** traz as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

# CAPÍTULO 2

Neste capítulo, é apresentada uma revisão bibliográfica sobre trabalhos utilizando a tecnologia SIW e RSIW em antenas Vivaldi antipodais publicadas, destacando suas principais contribuições. A revisão abrange diferentes tipos de antenas Vivaldi que empregam essas estruturas, analisando suas vantagens e as melhorias nos parâmetros de irradiação, como diretividade, ganho, largura de banda e largura de feixe.

## 2 Estado da Arte

A utilização da tecnologia SIW em antenas Vivaldi antipodais teve sua primeira publicação no ano de 2011 [22]. Desde então, diferentes modificações em sua arquitetura foram apresentadas para melhorar suas características de largura de banda, ganho ou nível de lóbulos laterais (*Side Lobe Levels* - SLL).

Uma antena Vivaldi Antipodal com fendas elípticas, de banda ultralarga (UWB) e utilizando a tecnologia SIW foi apresentada em [23]. Com a inserção das duas tecnologias em conjunto, o ganho da antena é aumentado em cerca de 1 dB a 2,6 dB e a largura de banda em 145% (6,4 GHz - 40 GHz) com a frequência central de 23,0 GHz.

Uma antena Vivaldi Antipodal utilizando a tecnologia SIW é implementada em [24]. A antena é proposta para geração de imagens de alta resolução da pele humana, possui ganho de 5,0 dB e 8,0 dB e larguras de feixe de meia potência de 79,0° e 76,0° em seus planos E e H, respectivamente.

Em [25], foi proposta uma antena Vivaldi Antipodal utilizando o modo TE<sub>20</sub> do guia de onda integrado ao substrato (SIW) com o objetivo de reduzir a polarização cruzada. Uma melhora de 40 dB na polarização cruzada foi atingida em toda a faixa de frequência, cobrindo de 8 GHz a 12 GHz.

Uma antena Vivaldi Antipodal (AVA) alimentada com guia de onda integrado de substrato duplo (*double-ridged substrate-integrated waveguide* - DRSIW) foi apresentada em [26]. A antena apresenta uma frequência de corte menor e largura de banda aumentada em comparação com as antenas Vivaldi alimentadas por SIW. A largura de banda com  $|S_{11}| \leq -10$  dB varia de 11,02 GHz a 40 GHz, cobrindo as bandas Ku, K e Ka. Os ganhos são entre 2,15 dB a 5,75 dB dentro da banda operacional.

Uma antena com fendas e baseada em guia de onda composto é apresentada em [27]. A estrutura é construída por guia de onda integrado de substrato (SIW) e *polariton* de *plasmon* de superfície falso (SSPP). O ganho da antena proposta é de 10,3 dBi.

Uma estrutura modificada da antena Vivaldi Antipodal, empregando a tecnologia RSIW, foi apresentada em [8] para aplicações na geração de imagens de micro-ondas. Essa modificação resultou em um aumento da largura de banda de 660 MHz, alcançando um ganho que varia de 2,06 dBi a 7,59 dBi.

Em [28] foi proposto um arranjo de antenas Vivaldi Antipodais utilizando a tecnologia SIW. Uma fenda longitudinal foi inserida no guia de ondas integrado ao substrato (SIW) com o objetivo de substituir a estrutura de alimentação da antena. O conjunto de antenas Vivaldi atinge uma largura de banda de 28% (21,6 GHz a 28,8 GHz) e uma faixa de ganho de 13,4 dBi a 15,5 dBi.

Uma antena Vivaldi Antipodal com fendas retangulares e utilizando a tecnologia SIW foi proposta em [13]. As vias são construídas entre duas camadas de metal com um núcleo de vidro. A antena proposta possui uma ampla largura de banda cobrindo quase toda a banda D de 110 GHz a 163 GHz, com um ganho de 9,02 dBi na frequência de 137,2 GHz.

O artigo [29] apresenta uma antena Vivaldi Antipodal com guia de ondas integrado ao substrato (SIW), utilizando ressonadores de fendas em forma de U em uma cascata linear para estabelecer duas bandas de passagem e uma banda de rejeição. A banda obtida em torno da frequência de ressonância inferior de 700 MHz e superior 580 MHz. Na primeira banda, ganho atingido foi de 5,9 dBi e na segunda banda é apresentado um ganho de 6,2 dBi.

Uma antena Vivaldi compacta alimentada por guia de onda integrado com substrato de RSIW duplo (DRSIW) é apresentada em [30] para aplicações sem fio em ondas milimétricas (mmW). Em comparação com a antena Vivaldi alimentada por SIW, o elemento de antena Vivaldi apresentado possui um tamanho lateral muito mais compacto e a largura de banda de mais de 70% (24,17 GHz a 55 GHz) pode ser alcançada.

Em [31] um novo ressonador acoplado complementar que substitui o tradicional SIW é apresentado como uma estrutura de alimentação, enquanto uma estrutura corrugada de distribuição senoidal quadrática é adicionada à borda da antena. Dentro de uma faixa de frequência de banda larga superior a 26,7%, pode atingir um alto ganho médio (>11 dBi). Além disso, o uso de corrugação senoidal quadrática em ambos os lados



da antena melhora a eficiência e a direcionalidade da antena e reduz a perda de retorno para -10 dB.

Uma antena Vivaldi Antipodal de alto ganho e banda ultralarga é proposta em [32] como uma candidata ideal para aplicações em sistemas de geração de imagem por ondas milimétricas. A antena é alimentada por uma combinação de guia de onda coplanar (CPW) e guia de onda integrado ao substrato. Para otimizar o desempenho, são utilizados metamateriais e fendas semi-trapezoidais no elemento irradiante. O coeficiente de reflexão permanece abaixo de -10dB na faixa de 22,4 GHz a 65 GHz. O ganho varia de 6,2 dBi a 10 dBi entre 22,4 GHz a 36,5 GHz, superando 10 dBi de 36,5 GHz a 65 GHz, com um ganho de pico de até 12,65 dBi.

Em [33] uma matriz de antena Vivaldi Antipodal (AVA) é proposta para aplicações *mmWave* de quinta geração. A estrutura proposta consiste em elementos de antena 1×4 e com dimensões 55,3 × 26,6 × 0,79 milímetros<sup>3</sup>. A antena é projetada usando a ferramenta *Ansys HFSS* e o material Rogers RT/duroid 5880 com constante dielétrica 2,2. Corrugações triangulares, patches parasitas de losango e SIW são usados no projeto da antena para melhorar o ganho, a largura de banda e minimizar as perdas de irradiação. A antena proposta está operando na faixa de frequência de 25,78 GHz a 30,74 GHz e está ressoando a 28,56 GHz. O ganho varia de 9,45 dBi a 14,88 dBi na banda de frequência especificada.

Uma metodologia para desenvolver antenas Vivaldi Antipodais usando estruturas RSIW para uma frequência de corte específica é apresentada em [34]. A antena é projetada para uma frequência de ressonância de 4 GHz e foi fabricada em FR4 ( $\epsilon_r=4,4$  e  $\tan\delta=0,02$ ). A estrutura proposta utiliza a tecnologia RSIW e fendas na forma elíptica e é comparada a uma antena Vivaldi Antipodal (AVA) alimentada por um SIW. A estrutura proposta teve um aumento na largura de banda de 4,09 GHz, um aumento no ganho de 1,41 dB e redução de 10° na largura do feixe de meia potência (HPBW).

Em [35] uma antena Vivaldi Antipodal utilizando a estrutura RSIW de banda larga é proposta. A antena é projetada utilizando a integração do *software Ansys Electronics Desktop* com a linguagem de programação Python para agilizar o processo de parametrização da antena e reduzir o tempo de projeto. Resultados simulados e medidos do projeto da antena foram apresentados, mostrando um aumento de 2,06 GHz na largura de banda e uma redução de 0,92 GHz na frequência de corte, quando comparados aos resultados obtidos com a antena utilizando o SIW clássico.

# CAPÍTULO 3

Neste capítulo, é apresentada a fundamentação teórica. A Seção 3.1 descreve os parâmetros de projeto e funcionamento da antena Vivaldi. Na Seção 3.2, são abordados os conceitos relacionados aos guias de onda (GO), seguidos pela tecnologia SIW, incluindo seus principais parâmetros construtivos e características. Por fim, é apresentada a tecnologia RSIW, oferecendo informações sobre suas particularidades e aplicações específicas. A Seção 3.3 aborda as considerações finais do capítulo.

## 3 Fundamentação Teórica

### 3.1 Antena Vivaldi

A antena Vivaldi (AV), também conhecida como Antena de Fenda Coplanar, recebeu esse nome em homenagem ao renomado compositor barroco Antônio Vivaldi. Desenvolvida por Gibson em 1979, essa antena se destaca por sua estrutura plana, compacta e leve, além de sua largura de banda ultralarga [4].

A Antena Vivaldi é uma das opções mais adequadas para aplicações que exigem desempenho em banda larga e características direcionais. Sua popularidade se reflete em diversas aplicações, conforme ilustrado na Figura 1.

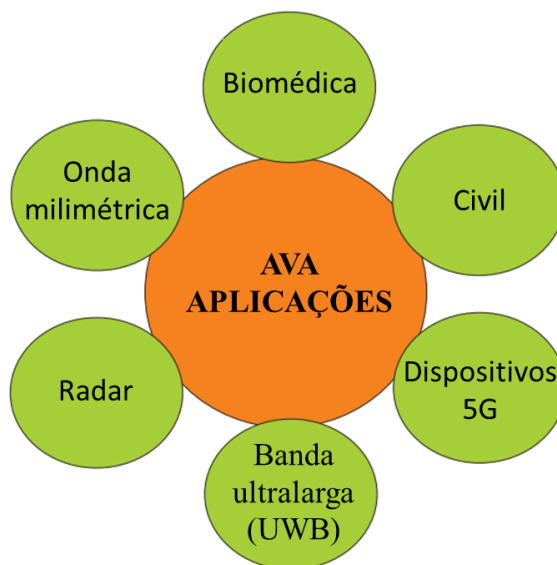


Figura 1: Aplicações AVA.

Fonte: Adaptado de Dixit [2].

A Antena Vivaldi, proposta por Gibson, consiste em uma estrutura metálica montada sobre um substrato, com radiadores dispostos em curvas simétricas. A estrutura básica da antena Vivaldi é ilustrada na Figura 2.

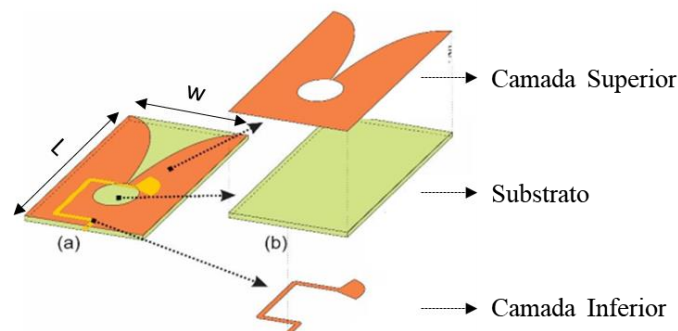


Figura 2: Estrutura da Antena Vivaldi (a) Geometria (b) Vista das partes da antena.

Fonte: Adaptado de Oliveira [36].

A transição entre a linha de microfita e o radiador na Antena Vivaldi é realizada pelo *balun* juntamente com uma cavidade ressoadora. O *balun* tem a função de realizar o casamento de impedância, o que é fundamental para garantir a eficiência da antena, minimizando reflexões e perdas de sinal. No entanto, essa transição pode ocasionar perdas de radiação elevadas e distorcer os padrões de irradiação em frequências elevadas [37].

O sistema de alimentação dessa configuração é projetado de modo que a linha de microfita, localizada na parte inferior do substrato, passe por uma fenda fixada no ponto inicial das curvas exponenciais, na parte superior do substrato. Assim, quando a linha de microfita é excitada por um sinal, o campo eletromagnético propaga-se em direção às bordas das curvas exponenciais, possibilitando a irradiação da antena [38].

Na Figura 2, as letras W e L indicam medidas de largura e de comprimento da antena, conforme são definidos por (1) e (2) [2].

$$L > \lambda/2. \quad (1)$$

$$W > \lambda/4. \quad (2)$$

Essas equações estabelecem condições para o comprimento (L) e a largura (W) da antena Vivaldi em relação ao comprimento de onda ( $\lambda$ ), garantindo um desempenho adequado da antena.

Além disso, o perfil da abertura cônica da antena é definido pela taxa de abertura (R) e pelos pontos P1 ( $z_1, y_1$ ) e P2 ( $z_2, y_2$ ) apresentado pela relação (3) [39].

$$Y = C_1 e^{Rz} + C_2, \quad (3)$$

em que,  $Rz$  determina a taxa de variação de cada curva e as constantes  $C_1$  e  $C_2$  são constantes determinadas a partir dos pontos iniciais e finais, dadas por (4) e (5) [39].

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (4)$$

$$C_2 = \frac{y_1 e^{Rx_2} - y_2 e^{Rx_1}}{e^{Rx_2} - e^{Rx_1}} \quad (5)$$

A geometria física da antena desempenha um papel crucial na determinação da otimização de suas características, permitindo ajustes específicos para diferentes aplicações. Por exemplo, alterações no tamanho e forma do elemento irradiante podem afetar a largura de banda, a largura do feixe, os lóbulos laterais e traseiros, e a diretividade da antena. A largura de banda pode ser ajustada modificando o comprimento ou o ângulo da abertura da antena. Um elemento irradiante mais longo, por sua vez, pode resultar em uma banda mais ampla [2].

Após a apresentação do modelo original por Gibson em 1979, diversas pesquisas foram realizadas. Em 1982, Thungren iniciou estudos sobre o uso da antena Vivaldi para ondas milimétricas [40]. Em 1985, Schabert fez adaptações ao modelo original, introduzindo fendas exponencialmente cônicas e linearmente cônicas [41].

Para reduzir a largura de feixe, os lóbulos secundários e perda de retorno, Grazit apresentou uma adaptação do modelo da antena Vivaldi em 1988, resultando na antena Vivaldi Antipodal [5]. A AVA possui camadas espelhadas em lados opostos do substrato, onde a camada superior atua como condutor e a inferior como plano de terra [37], [42]. Essa configuração oferece vantagens como alto ganho, diretividade, leveza e integração direta em placas de circuito impresso [43], [44]. A geometria da AVA é ilustrada na Figura 3.

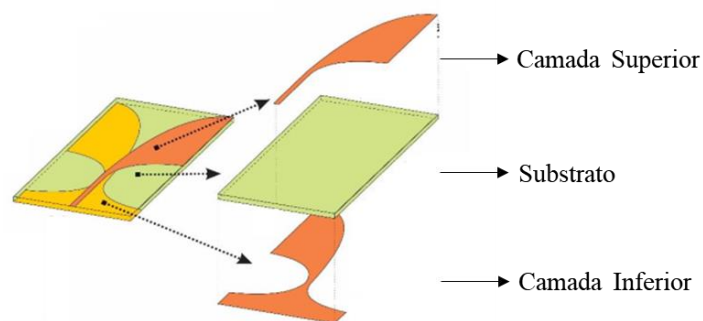


Figura 3: Estrutura da Antena Vivaldi Antipodal (a) Geometria (b) Vista das partes da antena.

Fonte: Adaptado de Oliveira [36].

As antenas Vivaldi antipodais possuem diversas vantagens e são destacadas na Figura 4.



Figura 4: Vantagens AVA.

Fonte: Adaptado de Dixit [2].

Embora as antenas Vivaldi Antipodais possuam inúmeras vantagens, foram realizadas diversas pesquisas com o objetivo de otimizar o seu desempenho. Dentre esses trabalhos pode-se exemplificar o uso de metamateriais [45], [46], lentes dielétricas [47], [48], fendas inseridas no elemento irradiante [23], [27] e matrizes de antenas [49] [50]. Verificam-se, também, os trabalhos que utilizam as técnicas de SIW [13], [24], e RSIW [8], [26]. O SIW aproveita as vantagens do guia de onda metálico e diminui as perdas de irradiação em frequências mais altas. O RSIW possui como característica diminuir a frequência de corte e aumentar a largura de banda.

A Tabela 1 apresenta os parâmetros otimizados, vantagens e desvantagens das técnicas de aprimoramento da antena Vivaldi Antipodal.

Tabela 1: Vantagens e Desvantagens das Topologias.

Técnicas	Detalhes das Técnicas
Forma	<b>Parâmetros:</b> impedância de entrada, dimensões, largura de banda, perda de retorno. <b>Vantagens:</b> formato circular possui bom casamento de impedância; formato <i>chebyshev</i> possui diagrama de

<b>do elemento irradiante</b>	irradiação estável; formato de gravata borboleta e moínho de vento possui estrutura compacta. <b>Desvantagens:</b> o ganho é diretamente relacionado ao tamanho da estrutura.
<b>Fendas</b>	<b>Parâmetros:</b> largura de banda, níveis dos lóbulos secundários, perda de retorno. <b>Vantagens:</b> banda larga, primeira frequência de ressonância mais baixa, reduz os níveis dos lóbulos secundários, aumenta o nível do lóbulo principal. <b>Desvantagens:</b> projeto da antena complexo, baixa eficiência, maior polarização cruzada, baixa diretividade.
<b>Elemento Parasita</b>	<b>Parâmetros:</b> dimensões, ganho, diretividade. <b>Vantagens:</b> alto ganho, melhora a diretividade. <b>Desvantagens:</b> tamanho da antena maior.
<b>Lente Dielétrica</b>	<b>Parâmetros:</b> tamanho, ganho e redução da largura do feixe de meia potência. <b>Vantagens:</b> aumento no ganho, melhora o diagrama de irradiação e melhora a diretividade. <b>Desvantagens:</b> aumenta o tamanho e o custo da antena.
<b>Metamaterial</b>	<b>Parâmetros:</b> largura de banda, redução na frequência de corte, ganho, perda de retorno. <b>Vantagens:</b> aumenta a diretividade, alto ganho, tamanho compacto, banda larga e reduz a perda de retorno. <b>Desvantagens:</b> projeto da antena complexo.
<b>Matrizes de antenas</b>	<b>Parâmetros:</b> ganho, acoplamento múltiplo, perda de retorno, dimensões, impedância de entrada. <b>Vantagens:</b> aumento do ganho, diminui a perda de retorno. <b>Desvantagens:</b> tamanho maior, rede de alimentação complexa e aumento do nível dos lóbulos secundários.
<b>Inteligência Computacional</b>	<b>Parâmetros:</b> dimensões, largura de banda, nível do lóbulo lateral, redução da frequência de corte, coeficiente de reflexão. <b>Vantagens:</b> antena compacta, aumento do ganho, baixo nível do lóbulo principal e perda de retorno melhorada. <b>Desvantagem:</b> Mais tempo necessário para a execução.
<b>SIW</b>	<b>Parâmetro:</b> perda de irradiação, nível do lóbulo lateral e ganho. <b>Vantagens:</b> aumento do ganho, baixo nível dos lóbulos laterais e perda de irradiação baixa. <b>Desvantagens:</b> complexidade do projeto.

Fonte: Adaptado de Dixit [2].

Este trabalho propõe uma AVA utilizando a técnica RSIW em sua alimentação, destacando-se por sua banda ultralarga, formato compacto, facilidade de fabricação e alto ganho. A Figura 5 ilustra as etapas da antena proposta neste trabalho.

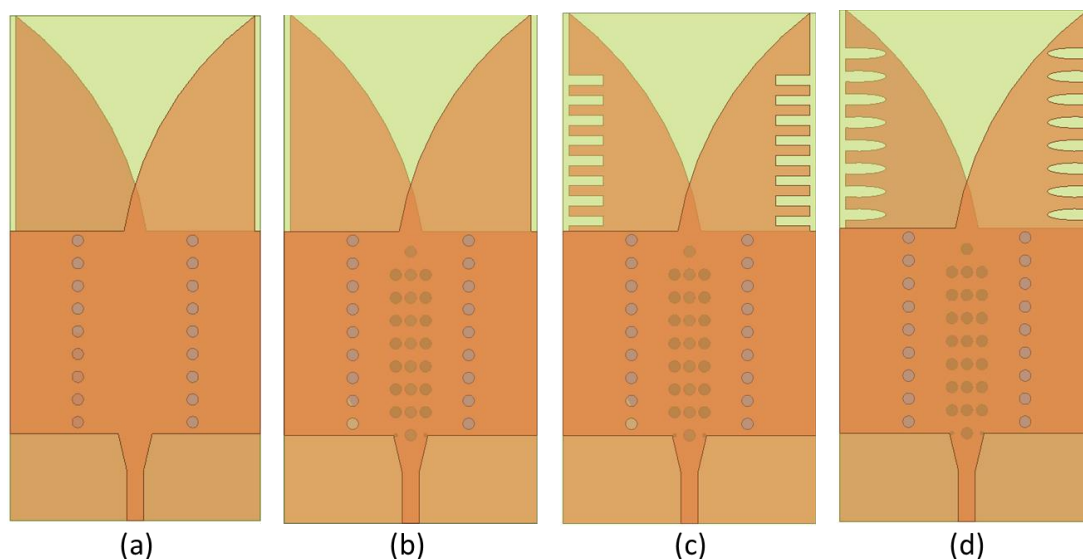


Figura 5: Etapas da antena proposta deste trabalho. (a) AVA SIW, (b) AVA RSIW, (c) AVA RSIW com fendas retangulares e (d) AVA RSIW com fendas elípticas.

Fonte: Próprio Autor.

A antena de referência utilizada neste trabalho foi uma AVA baseada na técnica SIW. Em seguida, foi incorporada a técnica RSIW. Posteriormente, foram incluídos dois formatos de fendas nos elementos irradiantes. Por fim, os parâmetros das fendas retangulares foram otimizados por meio de um algoritmo heurístico, com o objetivo de encontrar a melhor geometria para essas fendas.

## 3.2 Estruturas Guiantes

### 3.2.1 Guias de Ondas Metálicos

O estudo da propagação de ondas eletromagnéticas dentro de um tubo oco fechado, conhecido como guia de onda, remonta ao século XIX, mas foi formalmente estabelecido em meados do século XX. A possibilidade teórica de tal propagação foi considerada por Heaviside em 1883, mas só foi provada matematicamente em 1897 por Lord Rayleigh [51],[52]. No entanto, a ideia ficou esquecida por várias décadas até ser redescoberta de forma independente por Southworth e Barrow em 1936 [53].

Guias de onda são estruturas projetadas para o transporte de energia eletromagnética de um ponto ao outro em um sistema de telecomunicações. Eles podem ser de dois tipos: guias de onda metálicos e guias de onda dielétricos. Neste contexto, foi dado ênfase aos guias de ondas metálicos.

Os guias de ondas metálicos possuem seção transversal uniforme e são preenchidos internamente com um dielétrico homogêneo (normalmente preenchido com ar). Eles podem ser divididos em guias de ondas retangulares, guias de ondas circulares e guias de ondas elípticos. Os guias de ondas retangulares e circulares são ilustrados na Figura 6.

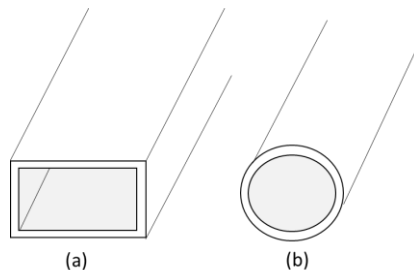


Figura 6: Exemplos de guias de onda. (a) Guia de onda retangular (b) Guia de onda circular.  
Fonte: Próprio autor.

A principal característica do guia de onda circular é a relação potência versus atenuação, embora o processo de fabricação seja complexo [54]. Os guias de ondas retangulares, por sua vez, possuem um processo de fabricação relativamente simples e são frequentemente usados em sistemas de micro-ondas e comunicações [55]. No entanto, eles apresentam perdas dielétricas e perdas no cobre, resultantes da dissipação de energia eletromagnética e da condução de corrente pelo material condutor [56].

Os guias de onda retangulares são capazes de propagar ondas nos modos transversal elétrico (TE) e transversal magnético (TM). No entanto, eles não propagam ondas no modo transversal eletromagnético (TEM), pois essa configuração não satisfaz as condições de contorno do guia de onda [55].

O modo de propagação mais comum nos guias de ondas retangulares é o modo transversal elétrico (TE) e é o único modo propagado na estrutura da tecnologia SIW, onde todos os componentes do campo elétrico são perpendiculares à direção de propagação [57].

A Figura 7 ilustra uma geometria retangular, preenchido com um material sem perdas ( $\epsilon$ ,  $\mu$ ), admitindo que as placas condutoras sejam ideais.

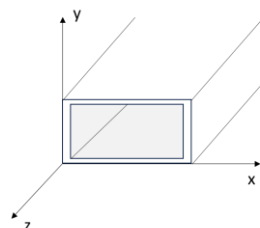


Figura 7: Ilustração de um guia de onda retangular.

Fonte: Próprio autor.



Considerando-se o guia de onda apresentado na Figura 7, podem-se definir os campos eletromagnéticos que se propagam em seu interior. Para isso, admite-se que os campos elétricos e magnéticos são definidos com uma dependência harmônica no tempo de  $e^{j\omega t}$ . Os fasores dos campos elétricos e magnéticos podem ser descritos pelas Expressões (6) e (7), para o caso de uma estrutura sem perdas. Quando as perdas são consideradas a constante de propagação é complexa e substituída por  $\gamma = \alpha + j\beta$  [55].

$$\bar{E}(x, y, z) = [\bar{e}(x, y) + \hat{z}e_z(x, y)]e^{-j\beta z}. \quad (6)$$

$$\bar{H}(x, y, z) = [\bar{h}(x, y) + \hat{z}h_z(x, y)]e^{-j\beta z}. \quad (7)$$

em que,  $\bar{e}$  e  $\bar{h}$  são as componentes transversais, respectivamente na direção dos vetores unitários  $x^\wedge$  e  $y^\wedge$ , e  $e_z$  e  $h_z$  são as componentes longitudinais dos campos elétrico e magnético, respectivamente.

Assumindo que a propagação no guia de onda seja livre de fontes, as equações de Maxwell podem ser definidas pelas Expressões (8) e (9)

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H}, \quad (8)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E}. \quad (9)$$

Considerando que os guias de onda possuem o eixo de propagação ao longo do vetor unitário  $z^\wedge$  e a dependência de  $e^{-j\beta z}$ . As componentes do campo elétrico e magnético, são apresentadas de (10) a (15).

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x, \quad (10)$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y, \quad (11)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z, \quad (12)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = j\omega\epsilon E_x, \quad (13)$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\epsilon E_y, \quad (14)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon E_z. \quad (15)$$

As Expressões (16) a (19) isolam as componentes transversais dos campos elétrico e magnético em termos das derivadas transversais dos campos longitudinais. Elas descrevem como essas componentes transversais se relacionam umas com as outras e com as condições de contorno do guia de onda [55].

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left( \omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right), \quad (16)$$

$$H_y = \frac{-j}{k_c^2} \left( \omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right), \quad (17)$$

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \left( \beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right), \quad (18)$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left( \beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right), \quad (19)$$

em que,  $k_c$  é o número de onda de corte (20) e  $k$  é o número da onda que se propaga no interior do guia (21).

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2. \quad (20)$$

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda. \quad (21)$$

A constante de fase é definida por

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}. \quad (22)$$

A permissividade elétrica é definida por

$$\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r(1 - \tan\delta). \quad (23)$$

em que, e  $\tan\delta$  é a tangente de perda do material.

### 3.2.1.1 Modo de propagação TE para Guias de Ondas Retangulares

O modo TE é caracterizado por  $E_z = 0$  e  $H_z \neq 0$ . A Expressão (24) descreve o campo magnético  $H_z$  no guia de onda, em que  $H_z$  é uma função que varia espacialmente em  $x$  e  $y$  e o campo se propaga ao longo de  $z$ .

A Expressão (25) é a equação diferencial que  $H_z$  deve satisfazer para que seja uma solução válida para o modo TE. Ela descreve como a função  $H_z$  varia em  $x$  e  $y$  no interior do guia de onda

$$H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}, \quad (24)$$

$$\left( \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0, \quad (25)$$

em que,  $k_c$  o número de onda de corte.

A solução geral para  $h_z$  utilizando o método de separação de variáveis é dada por (26)

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (26)$$

As constantes A, B, C e D são determinadas pelas condições de contorno do guia de onda.

As condições de contorno tangenciais do campo elétrico no guia de onda são representadas por (27) e (28). Elas são aplicadas para determinar as constantes na solução geral de  $h_z$  [58]

$$e_x(x, y) = 0, \quad \text{quando } y = 0, b \quad (27)$$

$$e_y(x, y) = 0. \quad \text{quando } x=0, a \quad (28)$$

Utilizando (26), em (18) e (19) para encontrar a componente de campo elétrico  $e_x$  e  $e_y$  para  $h_z$ , resultando em

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x) (-C \cos k_y y + D \sin k_y y), \quad (29)$$

$$e_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \cos k_x x + B \sin k_x x) (C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (30)$$

Aplicando as condições de contorno da expressão matemática (27) na (29), observa-se  $D = 0$  e

$$k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad (31)$$

em que  $n = 0, 1, 2, \dots$

Aplicando as condições de contorno da (28) na (30), observa-se  $B = 0$  e

$$k_x = \frac{m\pi}{a}, \quad (32)$$

em que  $m = 0, 1, 2, \dots$

Dessa forma, a componente  $H_z$  é dada por

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z}. \quad (33)$$

em que,  $A_{mn}$  é uma amplitude da componente  $H_z$ , para o modo  $TE_{mn}$ .

Os modos  $TE_{mn}$  são modos TE que dependem dos coeficientes  $m$  e  $n$  [59].

Por fim, substituindo (32) para o modo  $TE_{mn}$ , em (16), (17), (18) e (19). As componentes do modo  $TE_{mn}$  são

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (34)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (35)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (36)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \operatorname{sen} \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}. \quad (37)$$

O número de onda de corte é dado pela Expressão (38)

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}. \quad (38)$$

Admite-se que ou  $m$  ou  $n$  sejam nulos, mas para que  $k_c \neq 0$  como foi definido nos componentes transversais, é necessário que não sejam simultaneamente nulos.

A frequência de corte ( $f_c$ ) para o modo TE é fornecida por (39), que depende das dimensões geométricas do guia de onda e das propriedades do material. O modo TE fundamental ( $TE_{10}$ ) é o modo dominante nos guias retangulares devido à sua frequência de corte mais baixa

$$f_c = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}. \quad (39)$$

### 3.2.2 Guia de Onda Integrado ao Substrato - SIW

O guia de onda integrado ao substrato é uma estrutura que combina características do guia de onda retangular convencional com a tecnologia de circuito planar [60] [61]. Sua principal característica é a presença de vias metálicas espaçadas entre dois planos, simulando as paredes de um guia de onda retangular [62]. Essas estruturas podem ser construídas utilizando tecnologias tradicionais de placas de circuito impresso (PCB), o que as torna vantajosas em termos de integração de componentes. A Figura 8 ilustra a estrutura do SIW e a Tabela 2 detalha os parâmetros básicos da estrutura.

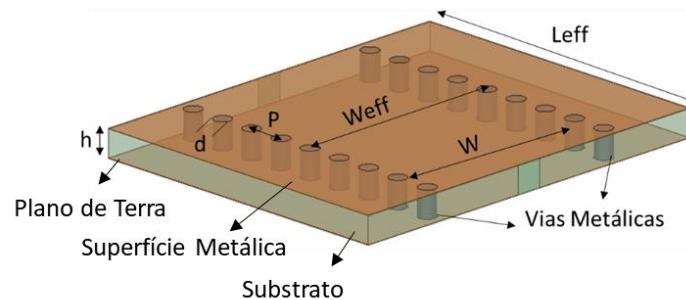


Figura 8: Estrutura SIW.

Fonte: Próprio autor.

Tabela 2: Descrição dos parâmetros básicos para uma estrutura SIW.

Abreviação	Descrição do parâmetro SIW
$W$	Largura do SIW
$L_{eff}$	Comprimento da cavidade
$d$	Diâmetro das vias metálicas
$p$	Espaçamento entre as vias adjacentes
$h$	Espessura do substrato
$W_{eff}$	Largura efetiva

O SIW tem sido amplamente utilizado em várias aplicações de micro-ondas desde sua introdução em 1994. Ele é aplicado em filtros, antenas, transições, acopladores, divisores de potência e osciladores, entre outros dispositivos [63].

Uma das principais vantagens do SIW é sua capacidade de integrar todos os componentes em um único substrato, incluindo componentes passivos, ativos e até mesmo antenas. No entanto, as desvantagens incluem perdas relacionadas aos condutores (devido ao diâmetro das vias), perdas dielétricas (devido ao material dielétrico) e perdas de irradiação (através das lacunas entre as vias).

As estruturas SIW exibem características de propagação semelhantes às dos guias de onda metálicos retangulares, desde que as vias metálicas respeitem as regras de espaçamento e diâmetro. O modo de propagação do SIW é semelhante ao modo TE de um guia de onda retangular, com densidade de corrente elétrica vertical nas paredes laterais. O modo TM não é suportado devido a espessura do SIW e o modo TEM devido ao seu arranjo de condutor único [7].

As dimensões do SIW podem ser determinadas a partir da frequência de corte. A frequência de corte, para o modo  $TE_{10}$ , está relacionada à largura efetiva ( $W_{eff}$ ) e pode ser determinada utilizando a frequência de ressonância,  $f_{c_{10}}$ , correspondente à frequência fundamental que irá propagar-se no interior dessa estrutura, dada por [64]

$$f_{c_{10}} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r\mu_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_{eff}}\right)^2}, \quad (40)$$

em que,  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre,  $\mu_r$  é a permeabilidade relativa do substrato e  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa. É possível representar a largura efetiva ( $W_{eff}$ ) e o comprimento da estrutura ( $l_{eff}$ ), respectivamente por [64].

$$W_{eff} = W - 1,08 \frac{d^2}{P} + 0,1 \frac{d^2}{W}, \quad (41)$$

$$L_{eff} = l - 1,08 \frac{d^2}{P} + 0,1 \frac{d^2}{l}. \quad (42)$$

Os parâmetros das vias “P” e “d” são definidos para minimizar as perdas de irradiação e de retorno [7]. O diâmetro das vias  $d$ , está relacionado com o comprimento de onda,  $\lambda_g$ , e a distância entre os centros das vias  $P$ . Deste modo, devem obedecer a certas condições para garantir um desempenho adequado do SIW [65], descritas em (43) e (44)

$$d < \frac{\lambda_g}{5}, \quad (43)$$

$$P \leq 2d. \quad (44)$$

O comprimento de onda guiada  $\lambda_g$ , é definido por (45)

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r \omega^2}{c^2}\right) - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2}} \quad (45)$$

### 3.2.3 Guia de Onda Integrado ao Substrato com *Ridge* - RSIW

A estrutura RSIW foi implementada em 2008 e apresenta uma geometria composta por um conjunto de vias metálicas com altura reduzida, distribuídas periodicamente no centro da cavidade [66]. Essa configuração permite uma maior largura de banda operacional e uma redução na frequência de corte. Além disso, são estruturas compactas e apresentam baixas perdas por irradiação [67], [68]. Uma representação da estrutura com o RSIW é ilustrada na Figura 9.

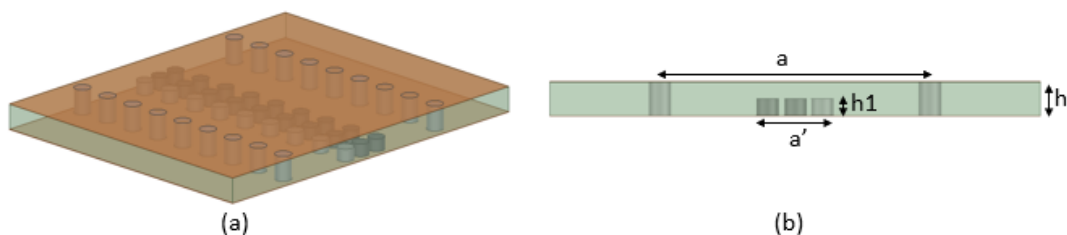


Figura 9: Estrutura RSIW.

Fonte: Próprio Autor.

As fileiras metálicas parciais (*ridge*) possuem apenas uma extremidade conectada ao plano terra e um intervalo com comprimento  $g$  (entre a via e a superfície metálica do plano de terra superior), que introduz um efeito capacitivo no guia de ondas [69]. A Figura 10 representa a estrutura de um poste cilíndrico entre as placas metálicas superior e inferior.

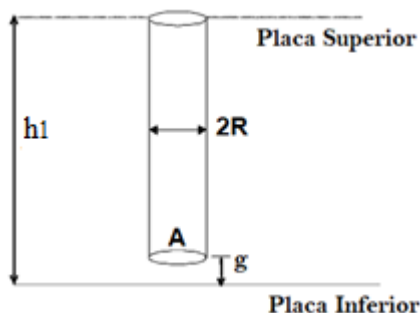


Figura 10: Estrutura de um poste cilíndrico entre as placas metálicas.

Fonte: Che et al. [69].

O circuito equivalente do guia de onda com uma única via metálica parcial é ilustrado na Figura 11, onde a capacitância ( $C$ ) é gerada pelo espaçamento (*gap*) entre a via e a superfície metálica do plano de terra superior, enquanto a indutância ( $L$ ) vem do poste metálico [70].

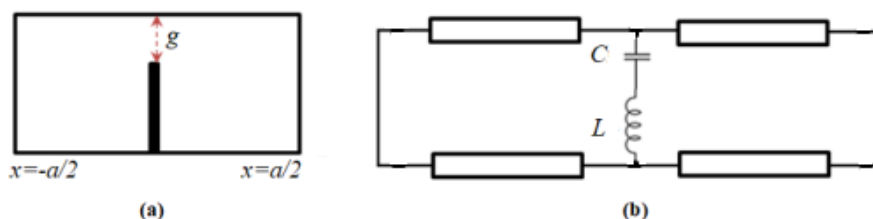


Figura 11: Circuito equivalente do guia de onda com *ridge* simples.

Fonte: Adaptado de Che et al. [69].

A largura equivalente do RSIW pode ser modificada usando a Expressão (46), que depende de parâmetros como a largura do guia de onda, o comprimento de onda ( $\lambda$ ), e a



geometria da estrutura. Para que essa Expressão seja aplicável, a condição  $p \leq \lambda g/20$ , deve ser considerada [68]

$$a' = \frac{2}{\beta_x} ctg^{-1} \left( \frac{\beta_x p}{4} \ln \frac{p}{4r} \right), \quad (46)$$

em que,  $\beta_x = \pi/a$ .

O circuito equivalente do guia de onda é modelado como uma linha de transmissão 2D, com ou sem a descontinuidade capacitiva (C) e indutiva (L). Considerando que a soma da admitância é zero, obtém-se [69]

$$\frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} - 2jY_0 ctg^{-1} \left( \frac{\beta_x a'}{2} \right) = 0. \quad (47)$$

Para o modo de propagação dominante  $TE_{10}$ , a admitância característica da linha de transmissão ( $Y_0$ ) é determinada por [69]

$$Y_0 = \frac{\sin\theta}{h} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} = \frac{\pi}{a' \omega \mu h}. \quad (48)$$

A capacitância total por unidade de comprimento do guia de onda (C) consiste na soma da capacitância eletrostática ( $C_g$ ) e da capacitância de descontinuidade ( $C_d$ ) [66].

$$C = C_g + C_d, \quad (49)$$

em que

$$C_g = \frac{\epsilon a}{h - h_1}, \quad (50)$$

em que,  $h$  é a altura da via,  $h_1$  é a altura do poste,  $\epsilon$  é a permissividade,

$$C_d = \frac{\epsilon}{\pi} \left[ \frac{x^2 + 1}{x} \cosh^{-1} \left( \frac{1 + x^2}{1 - x^2} \right) - 2 \ln \frac{4x}{1 - x^2} \right], \quad (51)$$

e  $x = (1 - h_1/h)$ . A indutância total por unidade de comprimento (L) é dada por (52).

$$L = \frac{1}{2} \frac{\mu(w-a)}{2} h, \quad (52)$$

em que,  $\mu$  é a permeabilidade.

O ponto de corte na propagação ocorre quando o número de onda  $\beta_x = 0$ . A frequência de corte ( $\omega_c$ ) é calculada como uma solução da equação transcendental dada por [69].

$$\omega_c \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{2}{a'} ctg^{-1} \left( \frac{1}{2Y_0} \frac{\omega_c C}{\omega_c^2 LC} \right). \quad (53)$$

A otimização da largura de banda é uma característica vantajosa das estruturas que utilizam RSIW. A largura de banda (BW) é definida como a diferença entre as frequências de corte dos modos TE<sub>10</sub> e TE<sub>20</sub>, como [69].

$$BW = 2 \frac{f_{c(TE20)} - f_{c(TE10)}}{f_{c(TE20)} + f_{c(TE10)}}. \quad (54)$$

Na Figura 12, são apresentadas duas cavidades, SIW e RSIW, respectivamente. As estruturas possuem as mesmas dimensões, com largura de 40 mm, altura de 1,6 mm, dielétrico FR4, diâmetro das vias (d) de 2 mm, distância entre as vias (P) de 3,3 mm e altura dos postes metalizados 0,8 mm. Na Figura 13, foi ilustrada função dos parâmetros de espalhamento (S11) do SIW e RSIW, respectivamente.

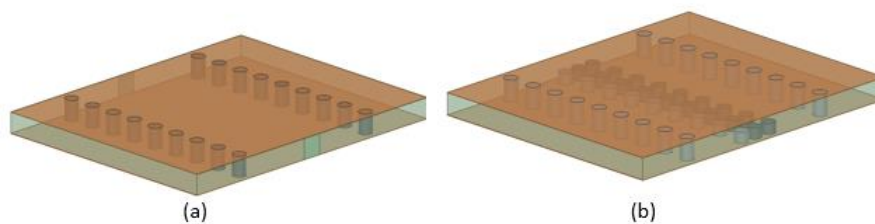


Figura 12: Estruturas SICs (a) SIW (b) RSIW.

Fonte: Próprio Autor.

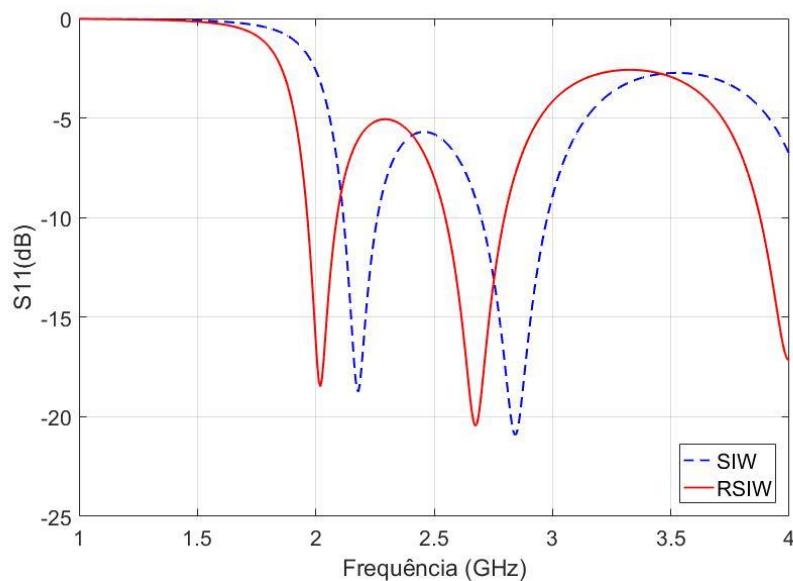


Figura 13: Comparação dos parâmetros de espalhamento entre as estruturas SIW e RSIW.

Fonte: Próprio Autor.

A partir do resultado apresentado na Figura 13, verifica-se que a inserção dos postes metálicos, permite diminuir a frequência de corte do modo fundamental, resultando em uma estrutura com tamanho reduzido [71]. Ao inserir os postes metálicos, a frequência de corte diminuiu de 2,073 GHz para 1,807 GHz e o tamanho da estrutura pode ser reduzido, possibilitando a redução do tamanho da estrutura. Com uma configuração mais compacta, é possível manter a frequência de corte, otimizando o projeto.

### 3.3 Considerações do Capítulo

Este capítulo descreve os parâmetros de projeto e funcionamento da antena Vivaldi. Apresenta a antena Vivaldi básica, com detalhes sobre sua geometria e a evolução para a forma antipodal, com o objetivo de minimizar os problemas associados. Dando destaque as diferenças entre a geometria do modelo básico e a da antena antipodal. Além disso, são discutidas as técnicas de aprimoramento para otimizar os resultados das antenas Vivaldi antipodais.

Em seguida, é apresentada uma visão geral cronológica das linhas de transmissão. A tecnologia SIW se destaca por combinar as vantagens dos guias de onda e das linhas de transmissão planares, mostrando-se bastante promissora. No entanto, o SIW apresenta algumas desvantagens, o que torna necessária a introdução de tecnologias alternativas para atender às demandas do mercado. Neste trabalho, a estrutura considerada é a RSIW, que oferece contribuições como redução da frequência de corte e aumento da largura de banda da estrutura. A Tabela 3 ilustra uma comparação de desempenho das estruturas guiantes. O círculo verde indica que o desempenho é satisfatório, o círculo laranja representa um desempenho médio e o círculo vermelho sinaliza um desempenho baixo.

Tabela 3: Comparação de desempenho das estruturas guiantes.

Tecnologia	Perdas	Tamanho	Custo	Fabricação	Largura de Banda
Guia de Onda					
SIW					
RSIW					

Fonte: Adaptado de Parment [56].

A possibilidade de ampliar a largura da banda operacional para dispositivos de alta frequência é uma característica positiva da tecnologia SIW [67]. O RSIW se posiciona como uma alternativa entre o guia de ondas padrão e o SIW, em termos de minimizar perdas e redução do tamanho da estrutura.

# CAPÍTULO 4

Este capítulo descreve a metodologia empregada no projeto das antenas Vivaldi Antipodais utilizando estruturas RSIW com fendas. A antena de referência escolhida para o projeto utiliza a tecnologia SIW e é composta por um sistema de alimentação baseado linha de transmissão em microfita e um elemento irradiante de abertura exponencial, conhecido como *Exponential Slot Line Radiator* (ESLR). Esse elemento é utilizado para obter um casamento de impedância de banda larga [39].

## 4 Metodologia

A simulação da estrutura foi realizada por meio da integração da linguagem de programação Python com o *software High Frequency Structure Simulator* (HFSS) da ANSYS *Electronics Desktop*, que emprega o Método dos Elementos Finitos (FEM) para resolver problemas eletromagnéticos. Essa integração permite que o usuário controle o software por meio de *scripts*, importe dados dos resultados e trace gráficos de forma automatizada. O projeto da antena é dividido em seis etapas, conforme ilustrado na Figura 14.

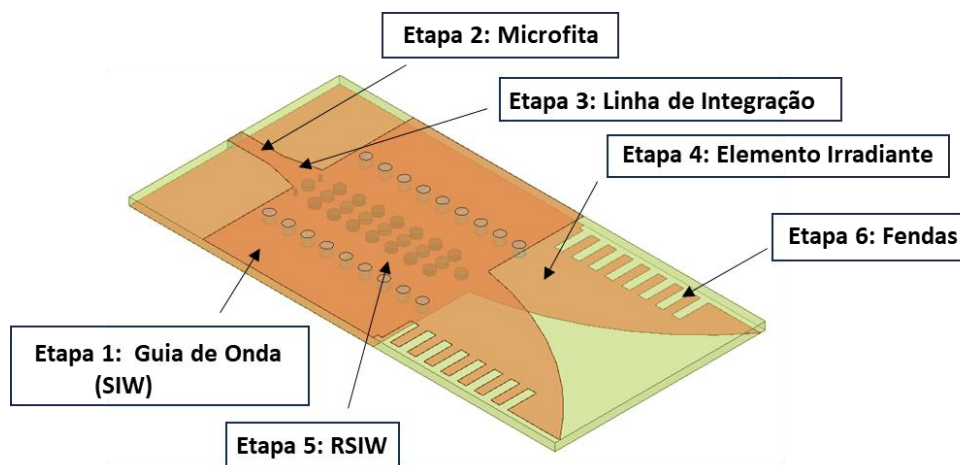


Figura 14: Etapas do desenvolvimento da antena RSIW utilizando fendas proposta.

Fonte: Próprio Autor.

**Etapa 1:** Determinação dos parâmetros do SIW, como a largura entre as vias do guia de onda ( $W_2$ ) e o espaçamento entre as vias ( $W_{eff}$ ), com base na frequência de corte desejada [72]

$$W2 = \frac{d^2}{2f_c \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (55)$$

em que,  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa,

$$W_{eff} = W + d. \quad (56)$$

É possível representar o comprimento do SIW ( $L_{eff}$ ) pela Expressão (42).

Para garantir a característica de guia de onda, a escolha dos parâmetros  $d$  e  $p$  devem satisfazer as regras apresentadas pelas Expressões (43) e (44). Desse modo, devem satisfazer algumas regras definidas em [65].

Os parâmetros do projeto da estrutura SIW são apresentados na Figura 15.

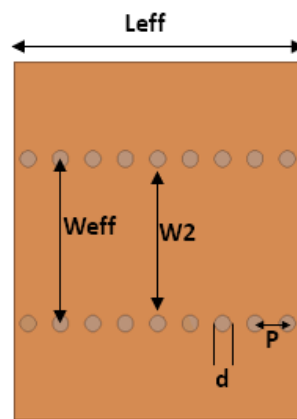


Figura 15: Parâmetros da estrutura SIW.

Fonte: Próprio Autor.

**Etapa 2:** Projeto de uma linha de microfita para alimentar a antena, com determinação da largura ( $W_f$ ) e comprimento ( $L_f$ ) da linha de microfita [52] [70]. A linha de microfita é ilustrada na Figura 16.

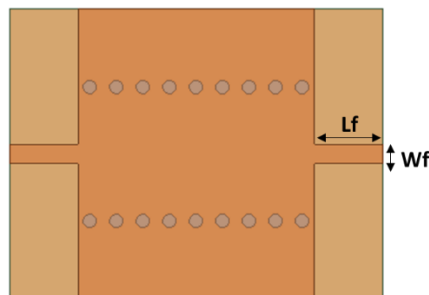


Figura 16: Linha de transmissão de microfita.

Fonte: Próprio Autor

$$\frac{W_f}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (57)$$

em que,  $h$  é a altura do substrato e  $B$  é definido por [7]:

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (58)$$

$$L_f = \lambda/2. \quad (59)$$

**Etapa 3:** Desenvolvimento de uma transição entre a linha de microfita e o SIW, conhecida como linha *taper*, para garantir a compatibilidade entre as duas tecnologias. A linha de transição é ilustrada na Figura 17.

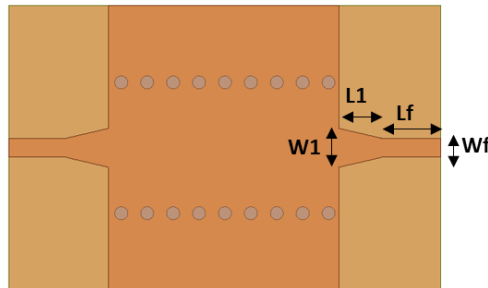


Figura 17: Linha de transição do tipo *taper*.

Fonte: Próprio Autor.

A dimensão da largura da porta de entrada é fixada ao valor da largura da linha de transmissão de microfita ( $W_f$ ), o comprimento ( $L_1$ ), é definido por  $\lambda/4$  da frequência de operação e a largura da porta de saída ( $W_1$ ) é calculada por (60) [73].

$$W_1 = W_f + 0,1547 \times W_{eff}. \quad (60)$$

**Etapa 4:** Adição de elementos irradiantes em lados oposto, com definição de parâmetros como comprimento ( $L_s$ ), abertura entre os elementos ( $W$ ) e sobreposição entre eles ( $W_2$ ). Os parâmetros são ilustrados na Figura 18.

O ângulo de abertura da fenda deve estar entre  $5^\circ$  e  $20^\circ$  e o comprimento do elemento irradiante ( $L_s$ ) deve ser no mínimo  $\lambda/2$  [74]. A largura da abertura,  $W$  deve

manter o valor mínimo do comprimento de onda da menor frequência da banda de operação ( $\lambda_{\min}$ ) [75].

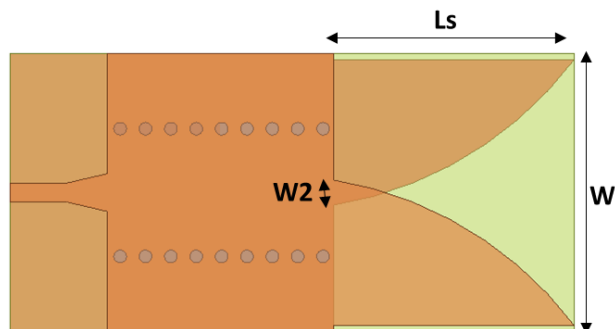


Figura 18: Antena Antipodal utilizando a tecnologia SIW.

Fonte: Próprio Autor.

**Etapa 5:** Integração da tecnologia RSIW ao projeto, permitindo ajustar a frequência de corte do guia de ondas RSIW ao ajustar a largura e a altura do ridge, sem alterar as dimensões externas do guia de ondas [76]. A largura do *ridge* corresponde à largura de banda e a altura está relacionada às perdas [66]. Fileiras de postes são inseridas no interior da estrutura SIW e a largura do *ridge* é ajustada por (46). A Figura 19 ilustra a geometria de um guia de onda retangular com *ridge*. Em que, o parâmetro (a) representa a largura e (b) a altura do guia de ondas retangular, ( $a_1$ ) é a largura do *ridge* e ( $b - b_1$ ) é a altura do *ridge*.

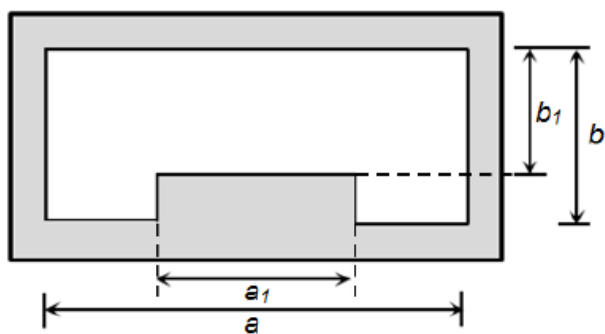


Figura 19: Guia de onda retangular com o *ridge*.

Fonte: Próprio Autor.

**Etapa 6:** Adição de fendas à estrutura para melhorar a largura de banda, diminuir a frequência de corte e reduzir os níveis do lóbulo lateral. A inclusão de fendas não compromete as dimensões finais da antena em relação à antena de referência e não dificulta o processo de construção [14], [22]. Os valores do comprimento da fenda ( $L_{\text{slot}}$ )



e da largura ( $W_{slot}$ ) utilizados neste projeto foram otimizados numericamente. A Figura 20 ilustra a antena com a adição de fendas retangulares.

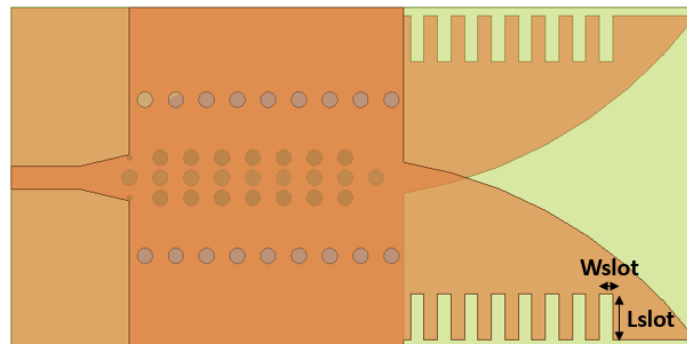


Figura 20: Antena RSIW com fendas retangulares.

Fonte: Próprio autor.

Após a fase de projeto e simulação das estruturas, os dados obtidos são analisados com base em parâmetros como frequência de corte, largura de banda, ganho e largura do feixe de meia potência. Em seguida, realiza-se uma otimização utilizando a ferramenta *Optimetrics* disponível no HFSS. Essa ferramenta permite o controle centralizado das iterações de projeto, explorando variações em geometria, materiais, limites e excitações. A otimização é fundamental para ajustar os parâmetros da antena e aprimorar seu desempenho, utilizando o algoritmo genético integrado ao *software* para identificar a configuração ideal da antena.

Os parâmetros da antena, modificados durante a otimização, incluem o comprimento ( $L_{slot}$ ) e a largura das fendas ( $W_{slot}$ ) do elemento irradiante, conforme ilustrado na Figura 20. Essa otimização é realizada por meio da integração da linguagem de programação Python com o HFSS. O Python automatiza a execução dos comandos no software, gerenciando todas as tarefas, desde a abertura até a visualização dos gráficos de resultados.

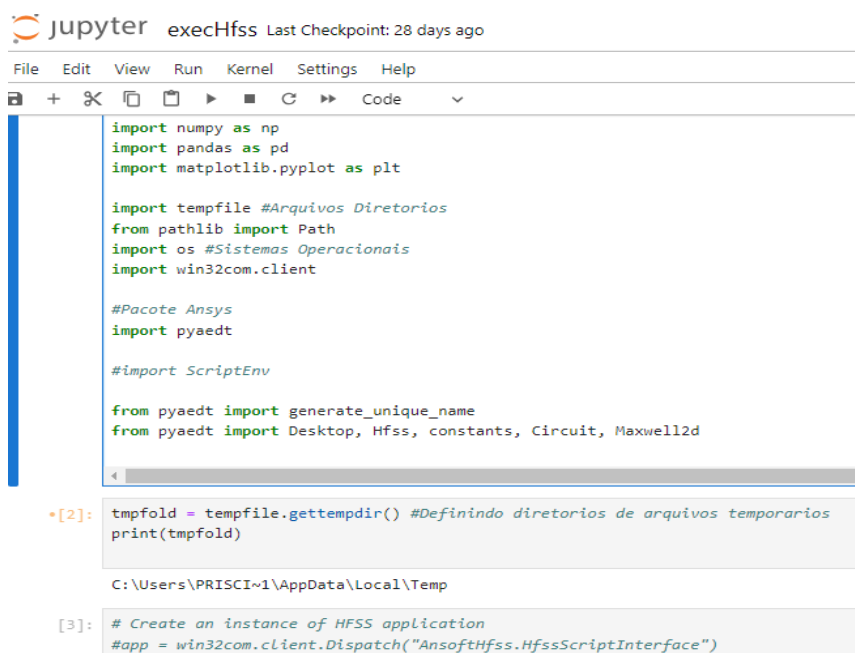
Durante o desenvolvimento do trabalho, foram utilizados o HFSS na versão 2023 R2, Python na versão 3.8 e algumas bibliotecas específicas de programação.

As bibliotecas necessárias para o projeto foram:

- Numpy: Utilizada para trabalhar com matrizes, oferecendo suporte a estruturas multidimensionais [77].

- Pandas: Ferramenta para limpeza, análise e tratamento de dados, além de fornecer suporte para atividades de inteligência artificial e visualização de dados [78].
- Matplotlib: é uma biblioteca dedicada à criação de gráficos e visualização de dados [79].
- Tempfile: Utilizada para manipulação de arquivos e diretórios temporários [80].
- OS: Biblioteca que fornece comandos do sistema operacional, auxiliando na realização de operações no computador [81].
- Pyvista: Biblioteca voltada para visualização em 3D [82].
- PyAEDT: Biblioteca Python que facilita a integração com o *Ansys Electronics Desktop* (AEDT), simplificando a criação de *scripts*.

O Jupyter Notebook IDE foi utilizado para simplificar o processo de escrita de código. A plataforma Jupyter Notebook é ilustrada na Figura 21.



The screenshot shows the Jupyter Notebook interface with the following content:

```

jupyter execHfss Last Checkpoint: 28 days ago
File Edit View Run Kernel Settings Help
+ ✂ 📄 ▶ ■ ⌂ ▶ ▶ Code ▾

import numpy as np
import pandas as pd
import matplotlib.pyplot as plt

import tempfile #Arquivos Diretorios
from pathlib import Path
import os #Sistemas Operacionais
import win32com.client

#Pacote Ansys
import pyaedt

#import ScriptEnv

from pyaedt import generate_unique_name
from pyaedt import Desktop, Hfss, constants, Circuit, Maxwell2d

•[2]: tmpfold = tempfile.gettempdir() #Definindo diretorios de arquivos temporarios
print(tmpfold)

C:\Users\PRISCI~1\AppData\Local\Temp

[3]: # Create an instance of HFSS application
#app = win32com.client.Dispatch("AnsoftHfss.HfssScriptInterface")

```

Figura 21: Plataforma Jupyter Notebook.

A integração do Python com o HFSS simplifica o processo de simulação e otimização das estruturas, possibilitando a implementação de algoritmos heurísticos para determinar a configuração mais adequada da antena. Esse processo é ilustrado na Figura 22, que especifica os principais tópicos realizados na metodologia de integração do HFSS com o Python, além da otimização utilizando o algoritmo genético.

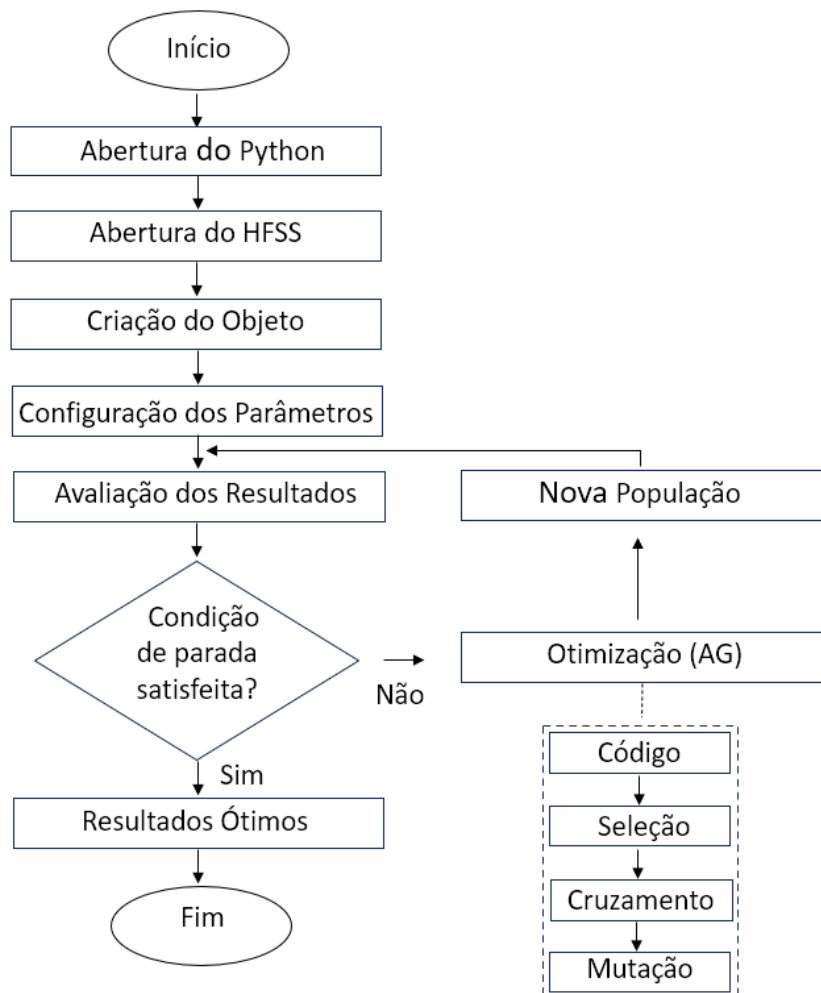


Figura 22: Tópicos Realizados na Metodologia da Integração do HFSS com o Python e a otimização utilizando o algoritmo genético.

Fonte: Próprio Autor

## 4.1 Considerações do Capítulo

Este capítulo descreve a metodologia adotada para o projeto da antena, abordando as equações utilizadas em cada etapa até a integração do software HFSS com o Python, com o objetivo de otimizar a estrutura da antena por meio do algoritmo genético. A

integração do HFSS com o Python facilita as simulações, oferecendo uma abordagem mais eficiente e automatizada.

Utilizando uma IDE, o Python executa os comandos no HFSS, gerenciando todas as tarefas necessárias, desde a inicialização do software até a exibição dos gráficos. Essa integração proporciona uma forma flexível e eficiente de projetar e otimizar antenas, aprimorando o desempenho do processo de simulação e análise.

# CAPÍTULO 5

## 5 Resultados

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos ao longo deste trabalho. As antenas projetadas utilizam substratos dielétricos de FR4 com constante dielétrica relativa ( $\epsilon_r$ ) de 4,4, tangente de perda ( $\delta$ ) de 0,02, altura ( $h$ ) de 1,6 mm e espessura do metal ( $t$ ) de 0,035 mm. A antena utilizada neste trabalho foi projetada para operar com a frequência de corte ( $f_c$ ) em 4 GHz.

### 5.1 Resultados Simulados

Nesta seção, são apresentados os resultados da simulação da antena projetada. Como exemplo, foi desenvolvida uma antena utilizando a tecnologia RSIW a partir da frequência de corte de 4 GHz, seguindo as etapas definidas na metodologia. As simulações foram realizadas utilizando o software *High Frequency Structure Simulator* (HFSS) da *ANSYS Electronics Desktop*. A simulação foi realizada em uma caixa de fronteira de vácuo como condição de contorno (*radiation boundary*) com dimensões de 79 x 124 x 36,67 mm<sup>3</sup> e a alimentação da antena foi do tipo *Lumped Port*.

Na primeira etapa foram definidas as dimensões do guia de ondas SIW para a frequência de corte desejada. Em cada lado da estrutura, foi instalada uma fonte de alimentação do tipo *Lumped Port*. O primeiro passo foi calcular a largura entre as vias do guia de onda; o valor obtido de ( $W_2$ ) foi de 17,8 mm, conforme é definida em (55). Em seguida, a largura efetiva ( $W_{eff}$ ) foi calculada em 19,8 mm, de acordo com (56) e o comprimento do SIW ( $L_{eff}$ ) resultou em 35,6 mm. Para esse comprimento, cada parede do SIW é composta por 9 vias metálicas. Para o projeto do SIW, foram utilizadas vias com diâmetros ( $d$ ) de 2 mm, espaçadas periodicamente por uma distância ( $p$ ) de 4 mm. A Figura 23(a) ilustra a geometria do SIW, enquanto a Figura 23(b) apresenta o coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) e o coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) simulados do guia de ondas equivalente. Observa-se que a frequência de corte da estrutura em -10 dB é de 4 GHz.

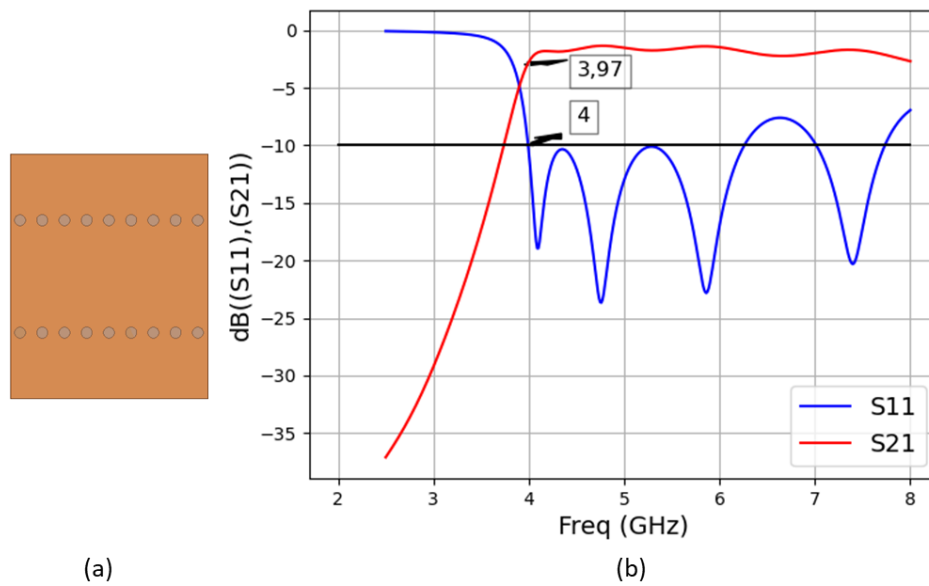


Figura 23: Guia de onda equivalente. (a) Geometria (b) S11 e S21.

Fonte: Próprio Autor.

A segunda etapa consiste na inserção da linha de microfita com impedância característica de  $50 \Omega$ . A Figura 24(a) ilustra a geometria do guia de onda com a linha de microfita e a Figura 24(b) apresenta os resultados dos parâmetros de transmissão e reflexão.

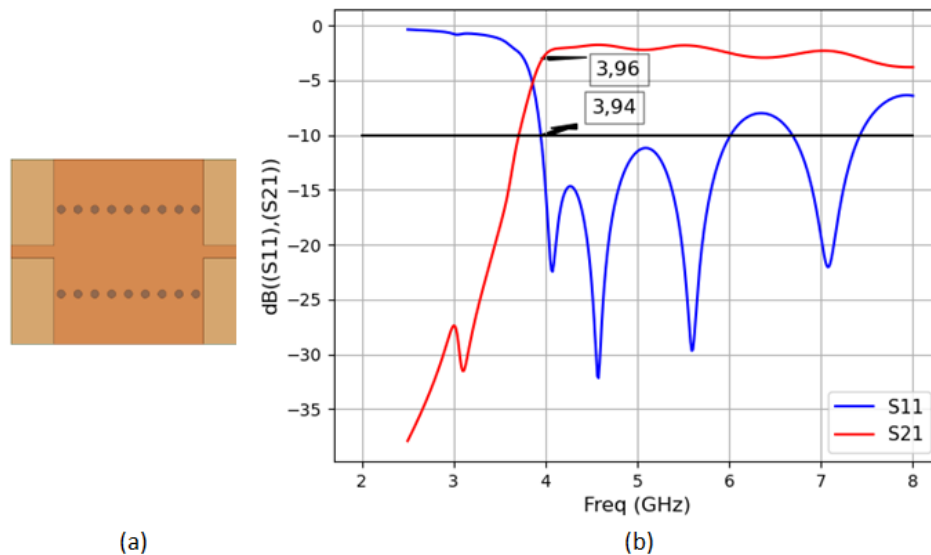


Figura 24: Linha de Microfita. (a) Geometria (b) S11 e S21.

Fonte: Próprio Autor.

Observa-se que a frequência de corte em  $-10$  dB da estrutura com a linha de microfita é de  $3,94$  GHz. A largura da linha de microfita ( $W_f$ ) foi calculada pela Expressão (57), enquanto a altura ( $L_f$ ) foi calculada a partir de (59). Os resultados obtidos

foram 3,05 mm e de 10,27 mm, respectivamente. Para otimizar o casamento de impedância, o valor de ( $W_f$ ) foi ajustado para 2,92 mm.

Na terceira etapa, foram projetados os *tapers*. A Figura 25(a) ilustra a geometria da integração utilizada, enquanto a Figura 25(b) representa o resultado simulado de S11 e S21 da integração entre a linha de microfita e a tecnologia SIW.

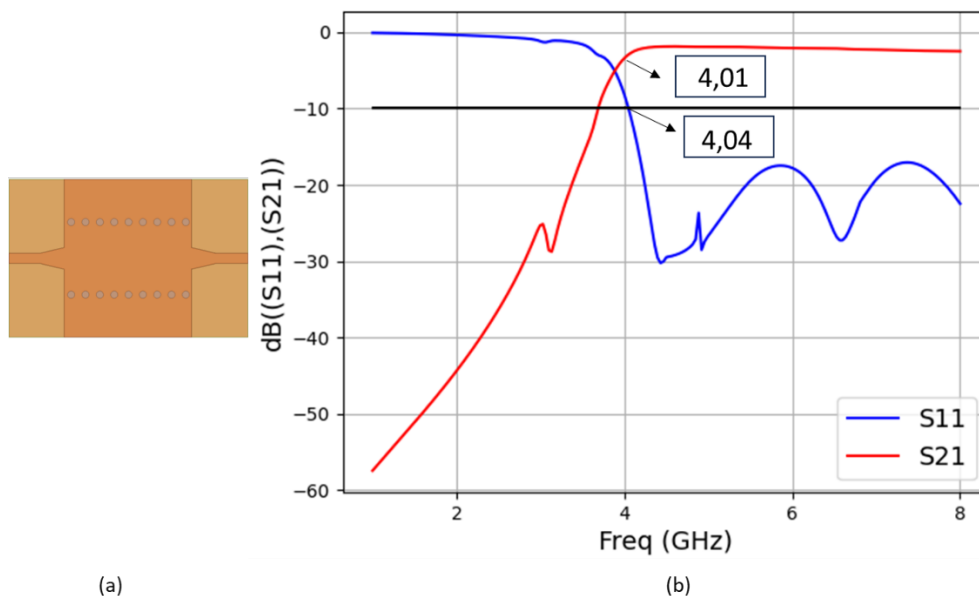


Figura 25: Integração entre a linha de microfita e a tecnologia SIW. (a) Geometria (b) S11 e S21.

Fonte: Próprio Autor.

A largura da porta de entrada foi fixada na largura da linha de transmissão de microfita ( $W_f = 2,92$  mm). O valor da porta de saída ( $W_1$ ) foi calculado a partir de (60), resultando em 5,67 mm. No entanto, optou-se por um valor de 6 mm para  $W_1$ , pois essa dimensão proporcionou um desempenho melhor na estrutura. O comprimento foi inicialmente definido como  $\lambda_g/4$  da frequência de operação e, em seguida, otimizado para obter um resultado superior. O valor final utilizado para  $L_1$  foi de 6,4 mm.

A linha de transição e a linha de alimentação microfita foram integradas à estrutura SIW, resultando em um bom casamento de impedância. A frequência de corte, medida em -10 dB, foi de 4,04 GHz, o que é muito próximo da frequência obtida na primeira etapa do guia de ondas. Além disso, observou-se uma redução nos valores de S11 em comparação aos resultados das estruturas que utilizavam apenas a tecnologia SIW.

A quarta etapa consiste na adição do elemento irradiante da antena SIW. O comprimento ( $L_s$ ) foi definido como 37,99 mm, correspondente a  $\lambda/2$ , enquanto a largura

(W3) foi estabelecida em 4 mm. A Figura 26 ilustra a antena utilizando a tecnologia SIW e seus parâmetros. A Tabela 4 apresenta as dimensões da antena (em mm).

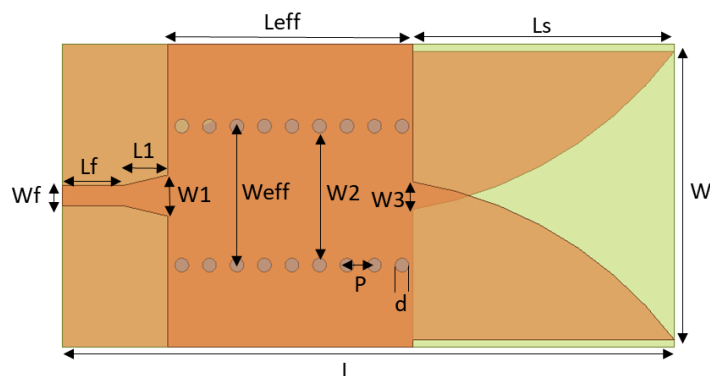


Figura 26: Parâmetros utilizados na AVA SIW.

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 4: Dimensões dos parâmetros da antena.

Parâmetros	Valor (mm)
Wf	2.92
W	42
L	89
L1	6.4
Lf	10.27
Ls	37.9
Weff	19.8
Leff	35.6
W1	6
W2	17.8
W3	4
d	2
P	4

A Figura 27 (a) ilustra a geometria da AVA SIW e a Figura 23 (b) ilustra o resultado do coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ). É possível observar o  $S_{11}$  abaixo de -10 dB da frequência de corte  $f_c = 4,15$  GHz até a frequência 9,46 GHz, o que representa uma largura de banda de 5,31 GHz.



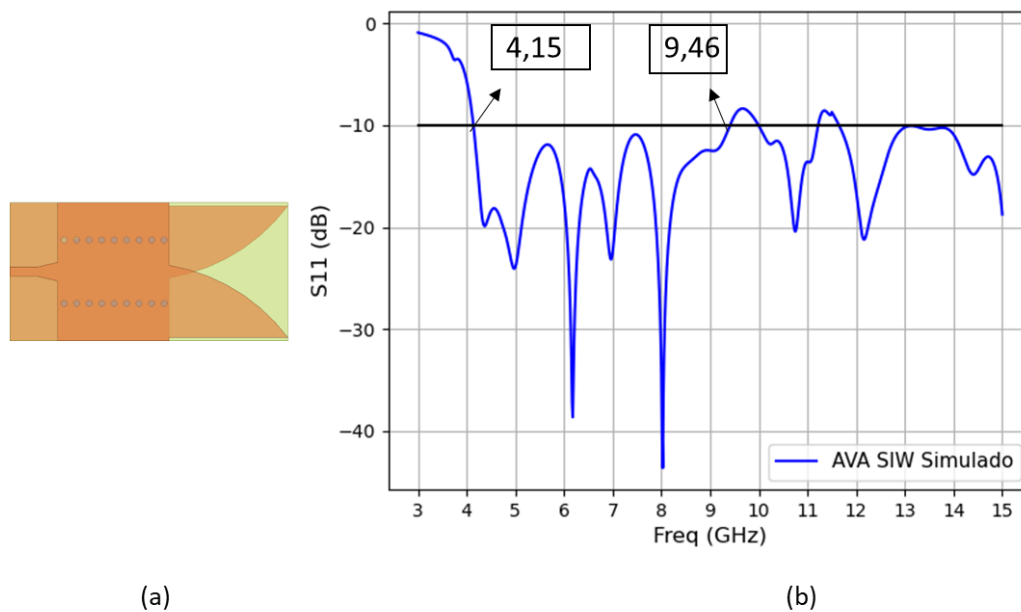


Figura 27: AVA SIW (a) Geometria (b) Parâmetro S11.

Fonte: Próprio Autor.

Após a análise da perda de retorno, foi analisado o diagrama de irradiação 2D e largura de feixe de meia potência da AVA SIW. A Figura 28(a) ilustra a geometria da AVA SIW, enquanto as Figuras 28 (b), (c) e (d) ilustram os diagramas em três frequências diferentes. Os diagramas foram simulados para três valores de frequência: 10% acima da frequência de corte inferior (4,56 GHz), a frequência central (6 GHz) e a frequência superior (9,46 GHz). O ganho máximo da antena, na frequência de 6 GHz, é de 5,29 dBi, com uma largura de feixe de meia potência de  $68^\circ$ .

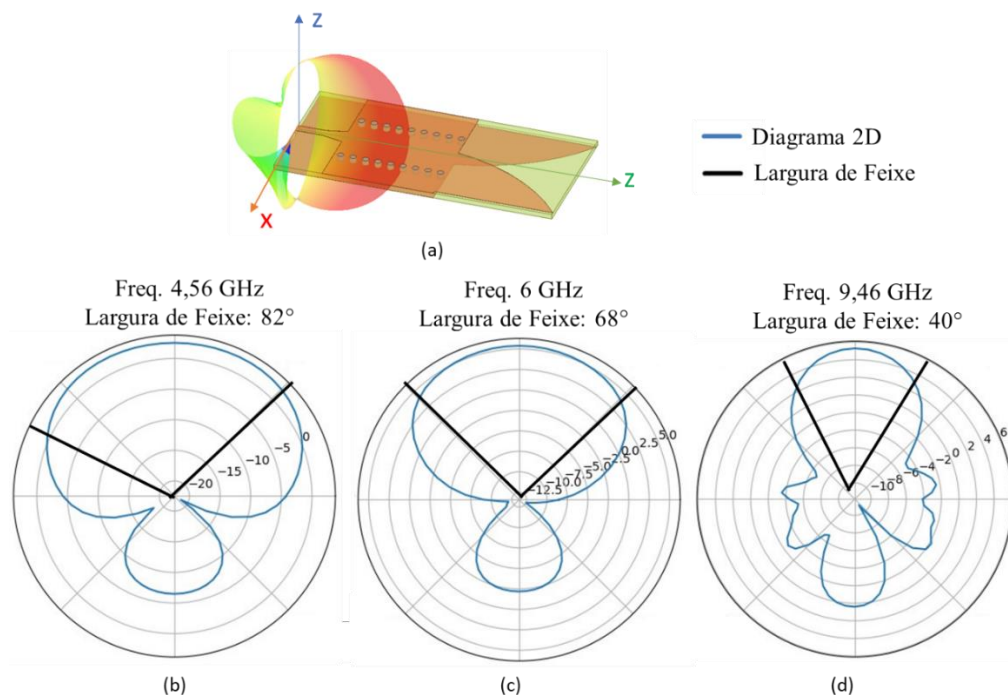


Figura 28 : Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f = 4,56 \text{ GHz}$  (c)  $f = 6 \text{ GHz}$  (d)  $9,46 \text{ GHz}$ .

Fonte: Próprio Autor

A quinta etapa é a adição da tecnologia RSIW. O *ridge* é composto por três linhas de postes metalizados cilíndricos de altura reduzida inseridos no substrato, com altura de 0,8 mm. O diâmetro ( $d=2 \text{ mm}$ ) e o espaçamento ( $P1=4 \text{ mm}$ ) entre os postes são os mesmos utilizados nas vias metálicas do SIW. A distância entre as fileiras dos postes é de  $P2=2,6 \text{ mm}$  e a largura do RSIW é de 7,2 mm. A linha central é composta por nove postes cilíndricos, enquanto as linhas laterais são compostas por sete postes cilíndricos. Para minimizar a perda de energia eletromagnética, dois postes com raios menores são inseridos na transição entre o *taper* e o SIW, conforme sugerido por [8]. A Figura 29 ilustra a Antena AVA RSIW. Foi realizado um estudo paramétrico da largura do *Ridge* para observar os efeitos, como ilustrado na Figura 30.

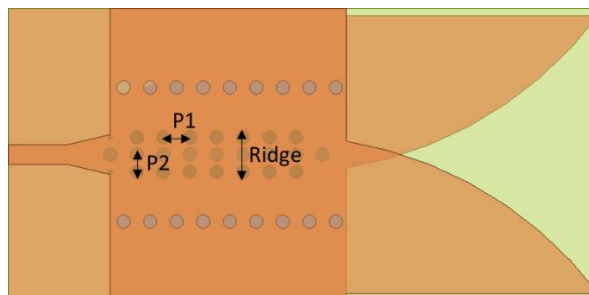


Figura 29: AVA RSIW.

Fonte: Próprio Autor.

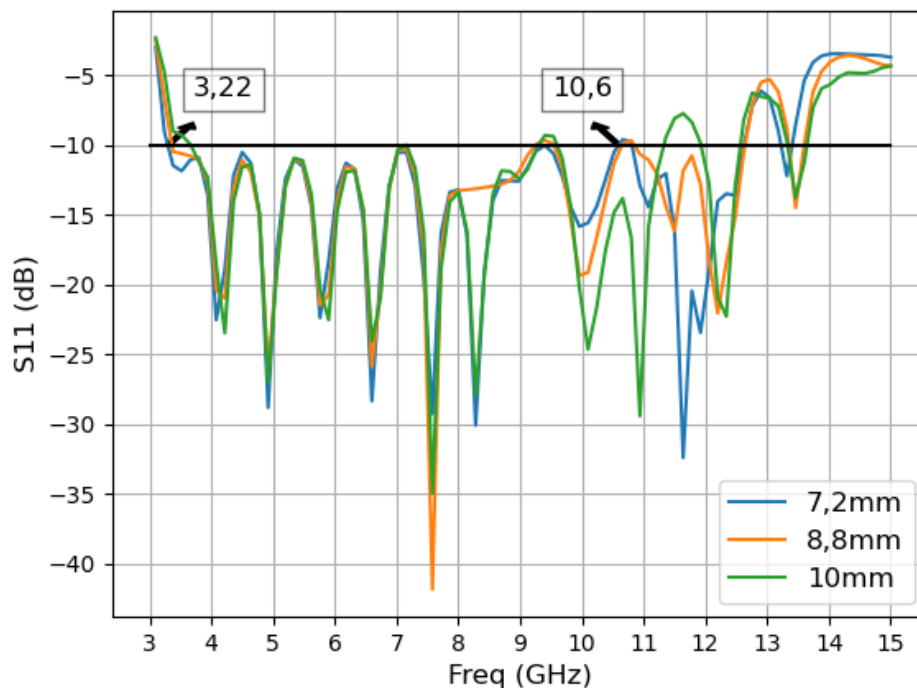


Figura 30: S11 da AVA RSIW com três diferentes larguras do Ridge (7,2 mm, 8,8 mm e 10mm).

Fonte: Próprio Autor.

A largura do *ridge* utilizada foi de 7,2 mm, pois resultou na menor frequência de corte e na maior largura de banda. A Tabela 5 apresenta as dimensões dos parâmetros do RSIW.

Tabela 5: Dimensões dos parâmetros do RSIW (em mm)

Parâmetro	Valor (mm)
P1	4
P2	2,6
Largura RSIW	7,2

Uma comparação do coeficiente de reflexão simulado e medido da AVA SIW e AVA RSIW é ilustrada na Figura 31. A frequência de corte da AVA RSIW é de 3,23 GHz, apresentando uma diferença de 0,92 GHz em relação ao AVA SIW. O AVA RSIW possui uma largura de banda maior de 7,37 GHz, marcando um aumento significativo de 2,06 GHz. Essa redução na frequência de corte poderia potencialmente contribuir para uma estrutura mais compacta. Além disso, a maior largura de banda do AVA RSIW pode indicar uma capacidade de lidar com uma gama mais ampla de frequências ou sinais.

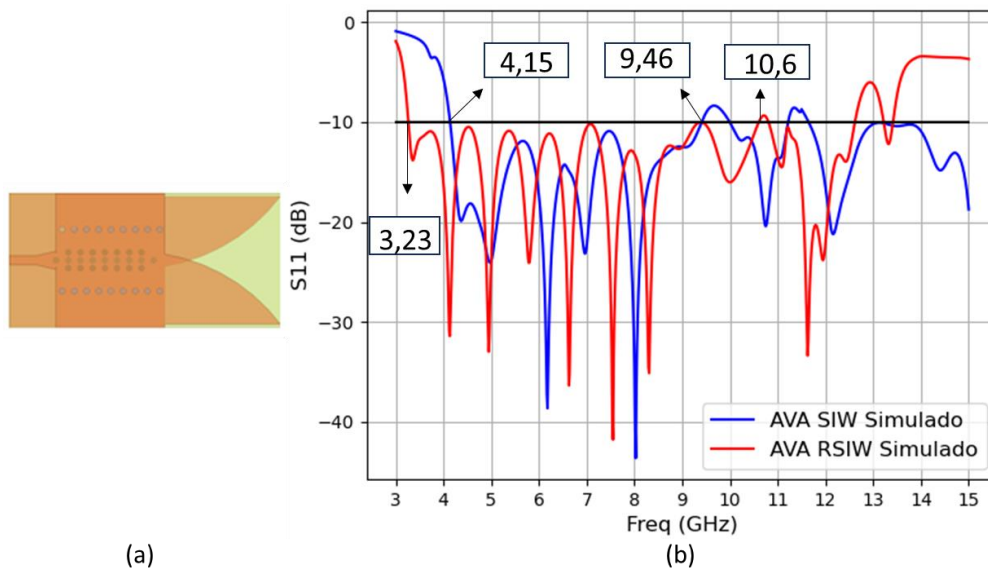


Figura 31: S11 AVA RSIW (a) Geometria (b) Comparação dos coeficientes de reflexão das antenas AVA SIW e AVA RSIW.

Fonte: Próprio Autor.

Em seguida, foi analisado o diagrama de irradiação 2D e largura de feixe de meia potência da AVA RSIW. A Figura 32(a) ilustra a geometria da AVA RSIW, enquanto as Figuras 32(b), (c) e (d) ilustram o diagrama de irradiação em três frequências diferentes. Foram simulados diagramas com a frequência 10% acima da frequência de corte inferior (3,55 GHz), a frequência central (6 GHz) e a frequência superior (10,6 GHz).

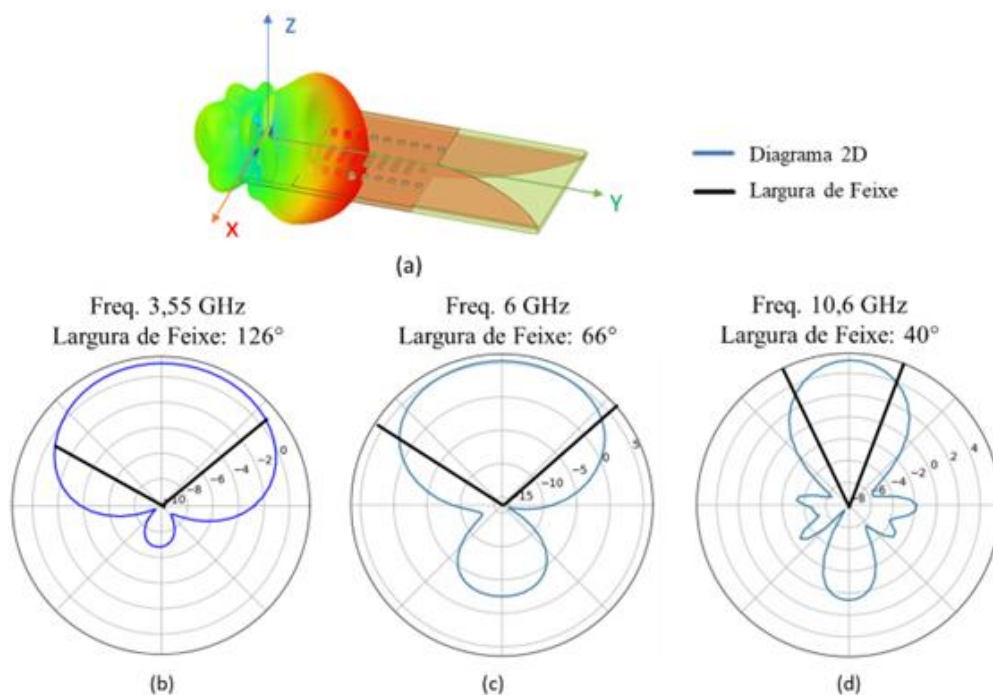


Figura 32: Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f_c = 3,55$  GHz, (c)  $f_c = 6$  GHz and (d)  $f_c = 10,6$  GHz.

Fonte: Próprio Autor.

A diretividade da antena aumenta com a diminuição do SLL (*Side Lobes Level*). Além de aumentar a largura de banda da antena, o AVA RSIW apresentou um aumento no ganho máximo na frequência de 6 GHz, passando de 5,29 dBi para 5,37 dBi.

A sexta etapa é composta pela adição das fendas. Os comprimentos das fendas utilizados foram otimizados numericamente, resultando em um valor em torno de  $\lambda / 2$ . Na Figura 33 é ilustrada a antena RSIW com fendas retangulares e na Tabela 6 são apresentadas as dimensões das fendas.

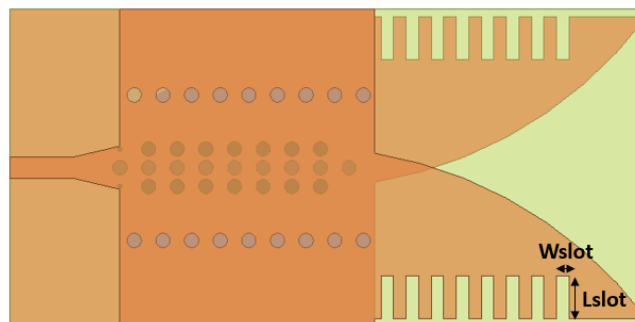


Figura 33: Antena RSIW com fendas.

Fonte: Próprio Autor.

Tabela 6: Dimensões dos parâmetros das fendas (em mm).

Lslot	Wslot
8mm	1,7mm

Uma comparação dos coeficientes de reflexão das antenas AVA SIW, AVA RSIW e AVA RSIW com fendas retangulares é apresentada na Figura 34. A frequência de corte da AVA RSIW com fendas retangulares é 3,44 GHz, 0,7 GHz menor que a AVA SIW e uma largura de banda com um aumento de 3,81 GHz é alcançada.

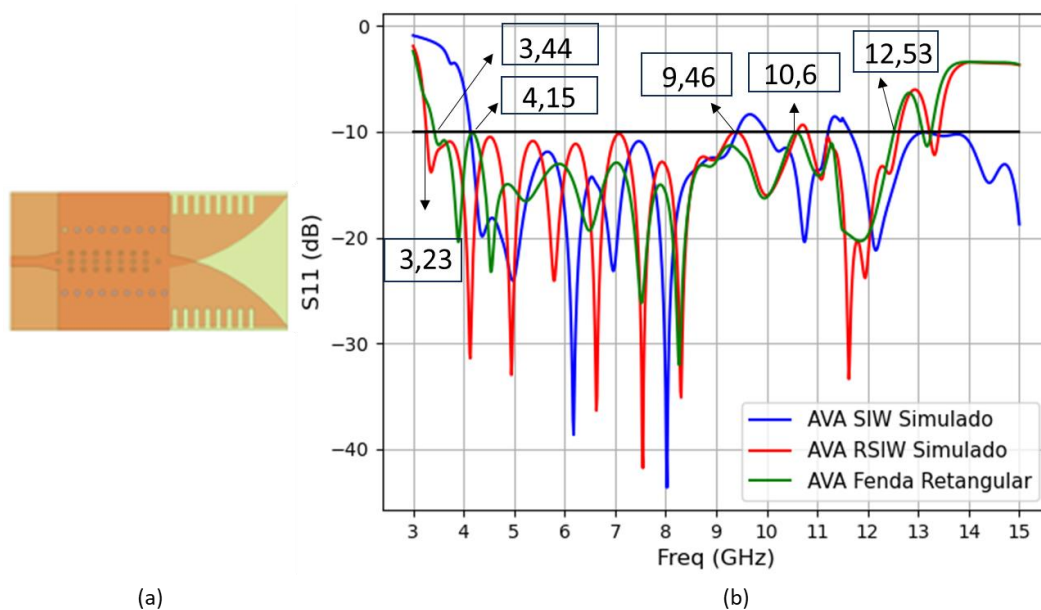


Figura 34: S11 AVA RSIW com fendas retangulares (a) Geometria (b) S11 das antenas AVA SIW, AVA RSIW e AVA RSIW com fendas retangulares.

Fonte: Próprio Autor

A Figura 35(a) ilustra a geometria da AVA RSIW com fendas retangulares, enquanto as Figuras 35(b), (c) e (d) ilustram os diagramas de irradiação 2D e largura de feixe de meia potência em três frequências diferentes. O ganho da antena foi de 6,57 dBi na frequência central, com uma largura de feixe de 63°. Nos resultados, foi observado o aumento no ganho e a redução na largura do feixe de meia potência. Além disso, a diretividade também aumenta com a diminuição do nível do lóbulo lateral (SLL).

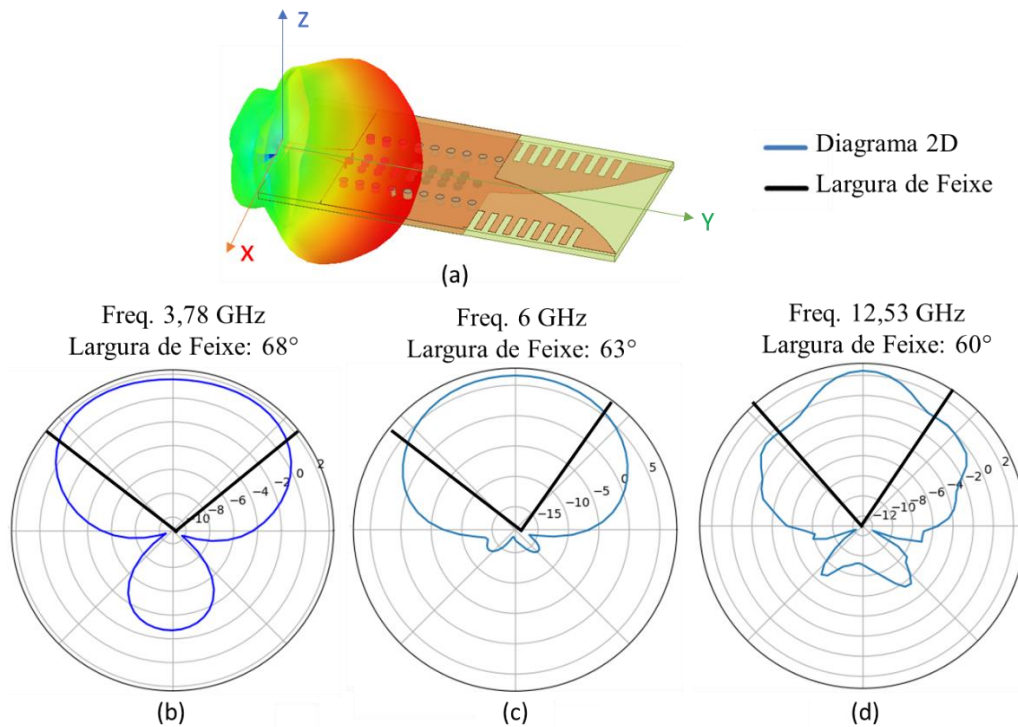


Figura 35: Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA RSIW com fenda retangular com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f = 3,88 \text{ GHz}$  (c)  $f = 6 \text{ GHz}$  (d)  $12,53 \text{ GHz}$ .

Fonte: Próprio Autor.

A aplicação dessa técnica, em relação à AVA SIW, apresentou aumento de largura de banda e do ganho. Em seguida, outro formato de fenda é testado. O formato da fenda utilizado é em elipse e o tamanho e a largura das fendas são os mesmos utilizados nas fendas retangulares. Na Figura 36 é ilustrada a antena RSIW com fendas elípticas.

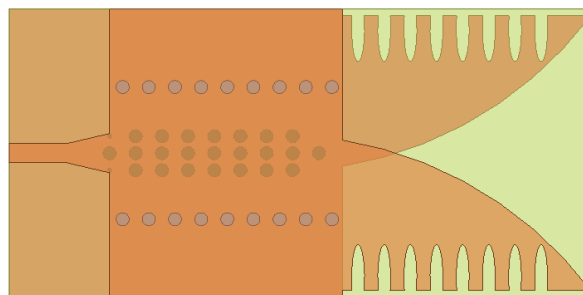


Figura 36: AVA RSIW com fendas elípticas.

Fonte: Próprio Autor.

Uma comparação dos coeficientes de reflexão das antenas AVA SIW, AVA RSIW e AVA RSIW com fenda retangular e AVA RSIW com fenda elíptica é apresentada na Figura 37. A frequência de corte ( $f_c$ ) da antena é de  $3,22 \text{ GHz}$ , com uma largura de banda de  $9,4 \text{ GHz}$ .

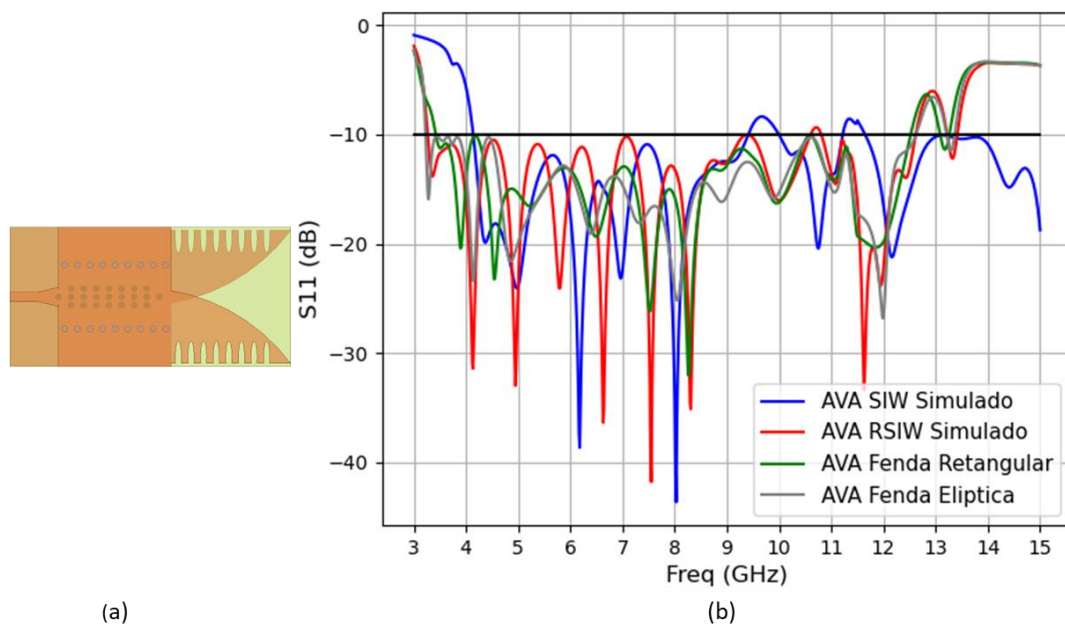


Figura 37: S11 AVA RSIW com fendas elípticas (a) Geometria (b) S11 das antenas AVA SIW, AVA RSIW, AVA RSIW com fendas retangulares e AVA RSIW com fendas elípticas.

Fonte: Próprio Autor.

A frequência de corte da AVA RSIW com fendas elípticas é 0,22 GHz menor do que a da AVA RSIW com fendas retangulares, e uma largura de banda aprimorada de 0,32 GHz é alcançada.

A Figura 38(a) ilustra a geometria da AVA RSIW com fendas elípticas, enquanto as Figuras 38(b), (c) e (d) ilustram a largura de feixe de meia potência e os diagramas de irradiação 2D na frequência (3,54 GHz), na frequência central (6 GHz) e na frequência superior (12,62 GHz). A antena apresentou um ganho de 6,7 dBi na frequência de 6 GHz, com largura de feixe de 58°. Comparado ao AVA SIW, o AVA RSIW com fendas elípticas apresenta um aumento de 4,09 GHz na largura de banda, uma redução na frequência de corte de 0,93 GHz, um acréscimo de 1,41 dB no ganho e uma redução de 10° na largura do feixe a meia potência. Ao reduzir a frequência de corte, a estrutura alcança dimensões elétricas menores. Como resultado, torna-se viável construir uma estrutura de tamanho menor mantendo a frequência de corte.



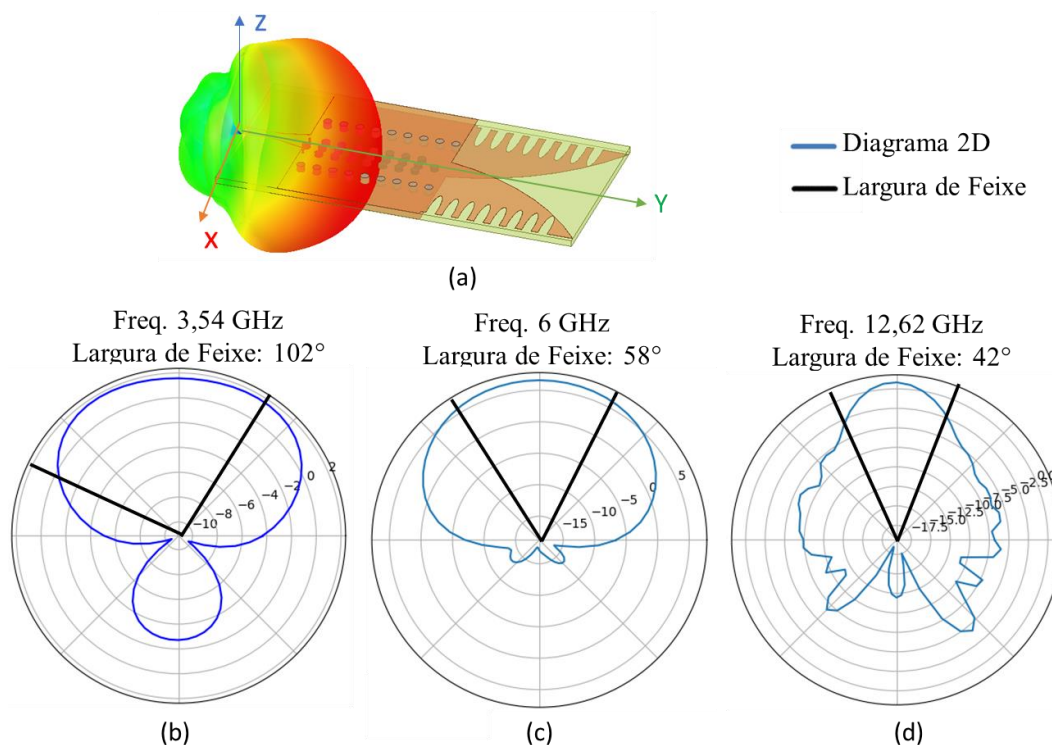


Figura 38: Diagramas de irradiação da AVA RSIW com fendas elípticas com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f = 3,54 \text{ GHz}$  (c)  $f = 6 \text{ GHz}$  (d)  $12,62 \text{ GHz}$ .

Fonte: Próprio Autor.

A Tabela 7 ilustra uma comparação dos parâmetros de irradiação das antenas projetadas na frequência central (6 GHz). Observa-se que, quanto menor a largura do feixe, maior será a diretividade da antena, o que, por sua vez, resulta em um ganho maior. Uma largura de feixe mais estreita permite concentrar a irradiação em uma direção específica, aumentando a intensidade do sinal nessa direção e, assim, aprimorando a eficiência da antena. Essa relação é fundamental para otimizar o desempenho da antena em sistemas que demandam alta precisão e alcance direcional.

Tabela 7: Parâmetros de irradiação na frequência central das antenas SIW, RSIW, RSIW com Fendas Retangulares e RSIW com Fendas elípticas.

ANTENA	$f_c$ (GHz)	BW (GHz)	HPBW	GANHO (dBi)
SIW	4,14	5,31	$68^\circ$	5,29
RSIW	3,23	7,37	$67^\circ$	5,37
RETANGULAR	3,44	9,08	$63^\circ$	6,57
ELÍPTICA	3,22	9,4	$58^\circ$	6,7

## 5.2 Resultados Experimentais

Esta seção descreve em detalhes o processo de fabricação das antenas, incluindo as técnicas utilizadas e os materiais utilizados. As vias das antenas foram criadas no substrato utilizando uma fresadora LPKF (Protomat S43), que permite precisão na fabricação. Após a criação das vias, a geometria da antena foi impressa em um adesivo e fixada na superfície da estrutura. A corrosão foi realizada com percloroeto de ferro para remover o material metálico indesejado, preservando apenas as áreas que fazem parte da antena. As vias foram metalizadas inserindo parafusos metálicos, com o diâmetro correspondente aos furos feitos no substrato. Por fim, um conector SMA foi instalado na entrada da antena para permitir a realização das medições.

Na antena com a tecnologia SIW, foi utilizada uma placa de 1,6 mm de espessura. Já na antena com a tecnologia RSIW, foram utilizadas duas placas de 0,8 mm cada, com postes cilíndricos confeccionados em uma das placas. Os postes cilíndricos foram inseridos no substrato dielétrico com altura de 0,8 mm e preenchidos com pasta de solda da marca Mbo, modelo Sac 305. Para aquecer a pasta, foi utilizada uma estação da marca Toyo, modelo TS-850D, a uma temperatura de 370°C. A Figura 39 ilustra a antena AVA RSIW com fendas retangulares fabricadas, proporcionando uma visualização da estrutura da antena.

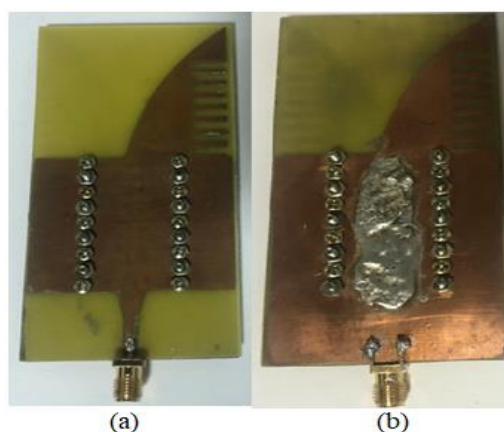


Figura 39: AVA RSIW utilizando fendas retangulares (a) Vista Superior (b) Vista Inferior.

Fonte: Próprio Autor.

As medições foram realizadas no Laboratório de Medidas no Instituto Federal da Paraíba (IFPB), utilizando o analisador de rede (Agilent - ENA E5071C). Para a configuração experimental, a antena proposta foi utilizada como transmissora (Tx), enquanto uma antena do tipo corneta *double ridge guide* (modelo SAS571 da A. H.

Systems) foi empregada como antena receptora (Rx). A distância entre as antenas de transmissão e recepção foi fixada em 1,3 metros, e as medições foram realizadas a cada intervalo de 5 graus. A configuração experimental é ilustrada na Figura 40, proporcionando a visualização da disposição das antenas e do ambiente de medição.

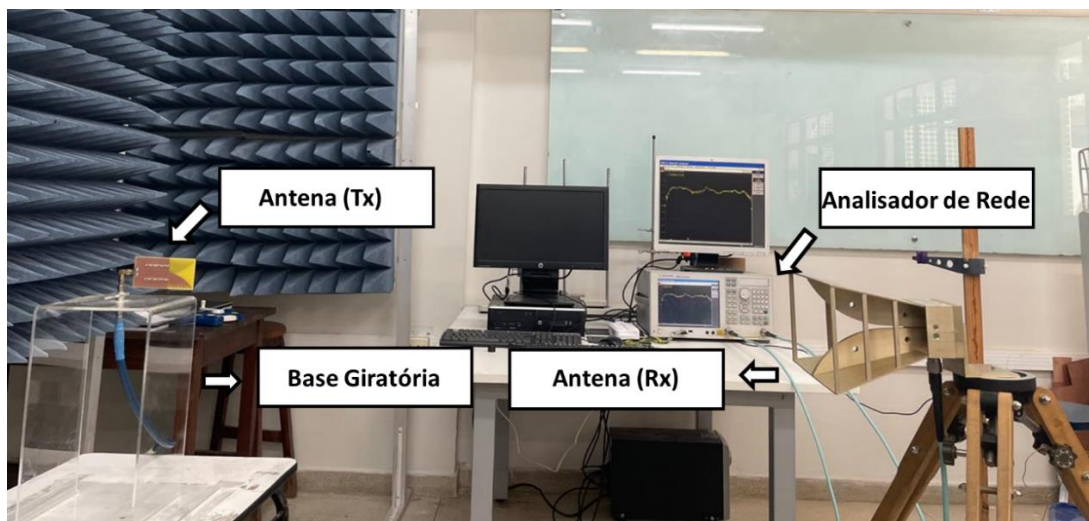


Figura 40: Ambiente de Medição.

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 41(a) ilustra a geometria da AVA SIW e a Figura 41(b) ilustra o comportamento do módulo do parâmetro  $S_{11}$  em dB, em função da frequência, exibindo tanto os resultados simulados quanto os resultados medidos. Observa-se que a frequência de corte da antena fabricada foi de 4,14 GHz, um valor bastante próximo ao da antena simulada. Além disso, os resultados das antenas AVA SIW medidas estão em concordância com os resultados das antenas simuladas, apesar de uma redução na perda de retorno ( $S_{11}$ ) na medição da AVA SIW.

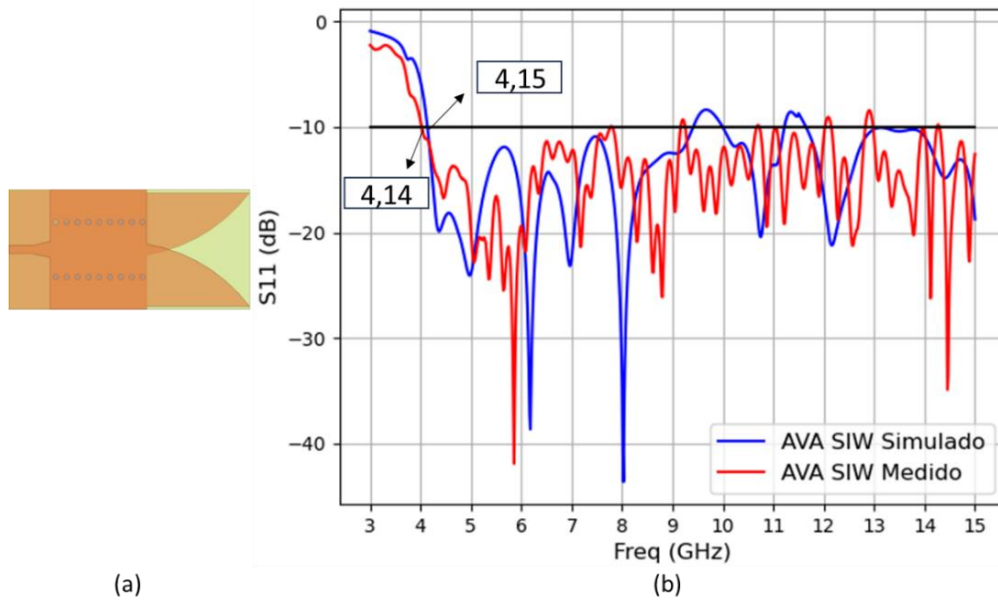


Figura 41: AVA SIW (a) Geometria (b) Parâmetro S11 da AVA SIW simulada e fabricada.

Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 42(a) é ilustrada a geometria da AVA RSIW. Já nas Figuras 42(b), 42(c) e 42(d), são ilustrados os padrões de radiação 2D, tanto simulados quanto medidos, juntamente com a largura do feixe em três frequências diferentes: 10% acima da frequência de corte (4,56 GHz), a frequência central (6 GHz) e a frequência superior (9,46 GHz).

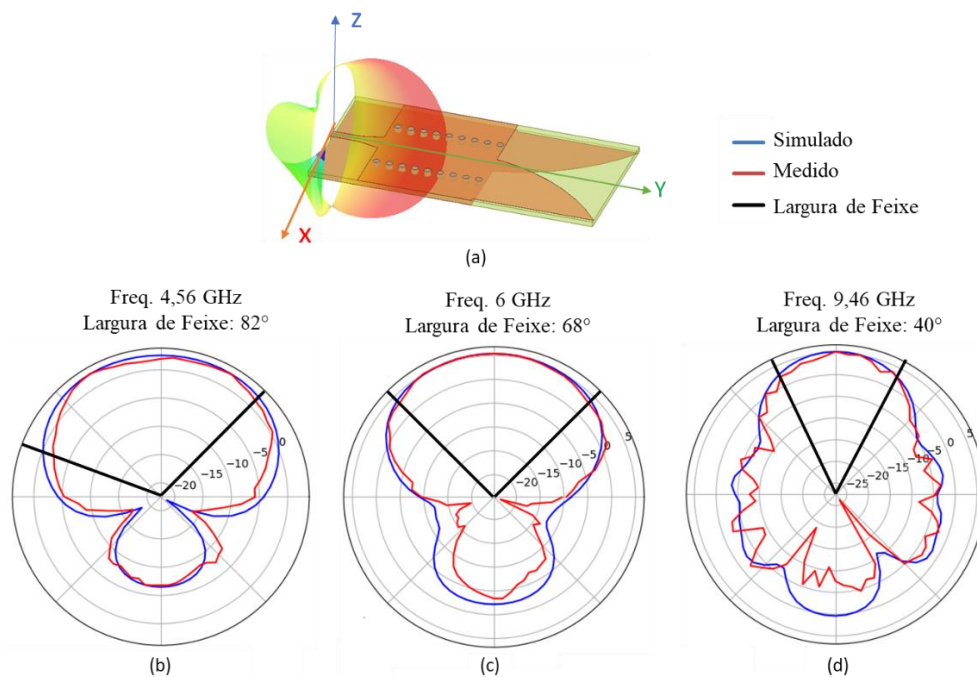


Figura 42: Diagramas de irradiação (medido e simulado) e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f = 4,56 \text{ GHz}$  (c)  $f = 6 \text{ GHz}$  (d)  $9,46 \text{ GHz}$ .

Fonte: Próprio Autor

Na Figura 43(a) é ilustrado a geometria da AVA RSIW. Já na Figura 43(b) é ilustrado o S11, tanto simulado quanto medido. Observa-se que ocorreram leves picos nas frequências de 3,8 GHz, 7,2 GHz e 10 GHz, juntamente com uma redução na perda de retorno (S11) em comparação com a simulação. No entanto, a antena demonstra um desempenho satisfatório, e a concordância entre os resultados simulados e medidos indicam uma validação aceitável do seu projeto original.

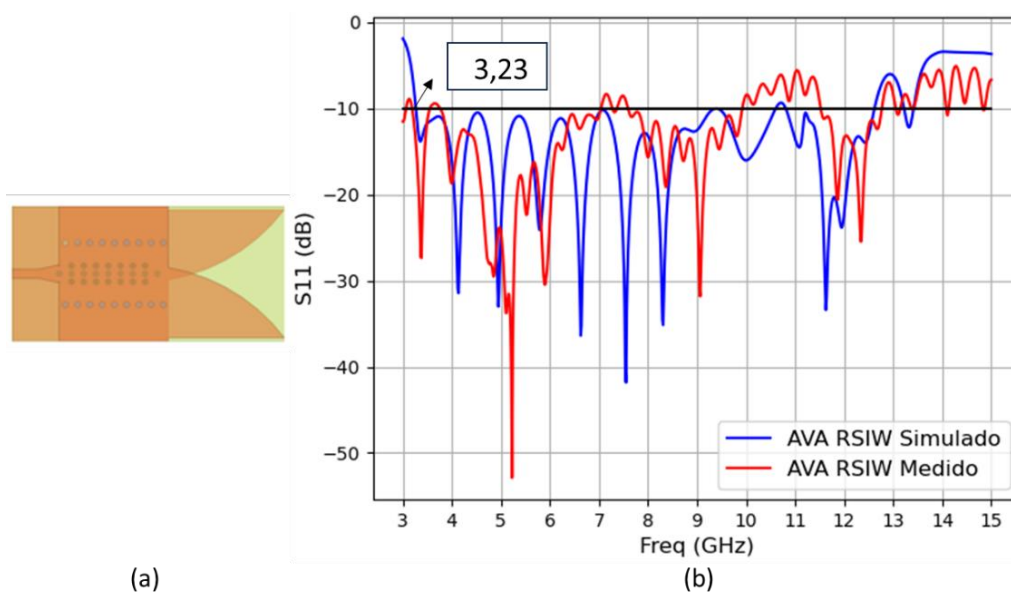


Figura 43: AVA RSIW (a) Geometria (b) Parâmetro S11 da AVA RSIW simulada e medida.

Fonte: Próprio Autor.

A Figura 44(a) ilustra a geometria da AVA RSIW. Enquanto nas Figuras 44(b), (c) e (d) são ilustrados os diagramas de irradiação 2D, tanto simulados quanto medidos, juntamente com a largura de feixe de meia potência da AVA RSIW em três frequências diferentes: a frequência de 3,55 GHz, a frequência central de 6 GHz e a frequência superior de 10,6 GHz.

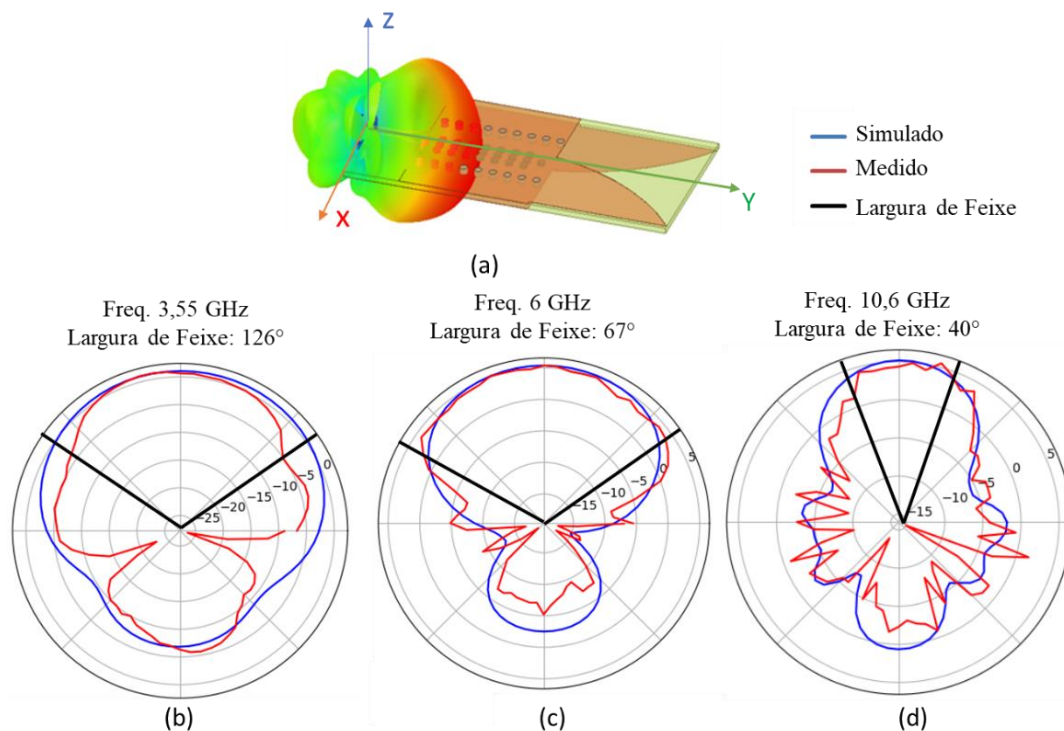


Figura 44 : Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA SIW com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f_c = 3,55$ , (c)  $f_c = 6$  GHz and (d)  $f_c = 10,6$  GHz.

Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 45(a) é ilustrada a geometria, e na Figura 45(b) o  $S_{11}$  da AVA RSIW com fendas retangulares simuladas e fabricadas. O resultado do  $S_{11}$  da AVA RSIW com fendas retangulares medidos começa com a mesma frequência de corte do resultado das antenas simuladas, porém apresenta algumas distorções, como o primeiro pico acima de -10 dB entre as frequências 4 GHz e 5 GHz, em seguida um entre as frequências 9 GHz e 10 GHz. Essas distorções em algumas faixas de frequência podem ser explicadas por eventos ocorridos durante o processo de fabricação da antena, já que a construção foi um processo caseiro, ou mesmo durante a medição da antena.

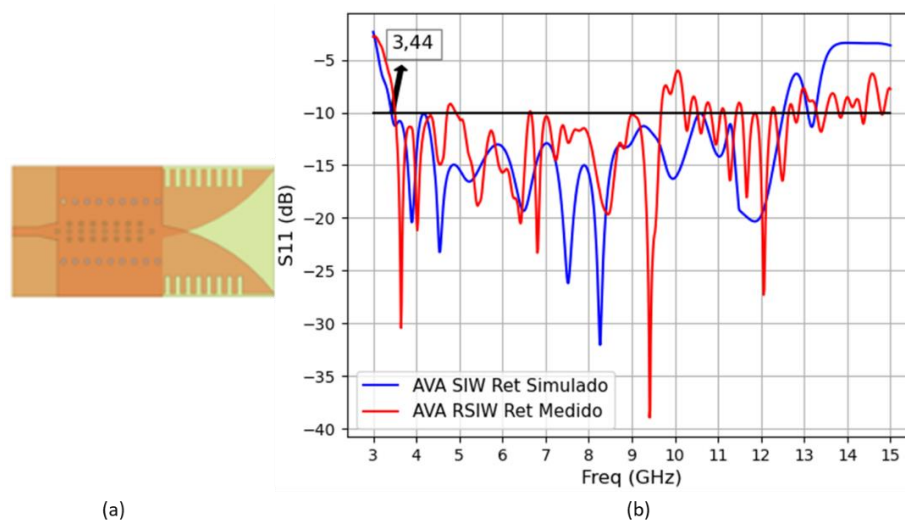


Figura 45: AVA RSIW com fendas retangulares (a) Geometria (b) Parâmetro S11 simulada e medida.  
Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 46(a), é ilustrada a geometria da AVA RSIW com fendas retangulares, enquanto as Figuras 46(b), (c) e (d) apresentam os diagramas de irradiação 2D (simulados e medidos) e a largura do feixe de meia potência da AVA RSIW. Os diagramas são simulados e medidos nas seguintes frequências: na frequência de 3,78 GHz, na frequência central de 6 GHz e na frequência superior de 12,53 GHz.

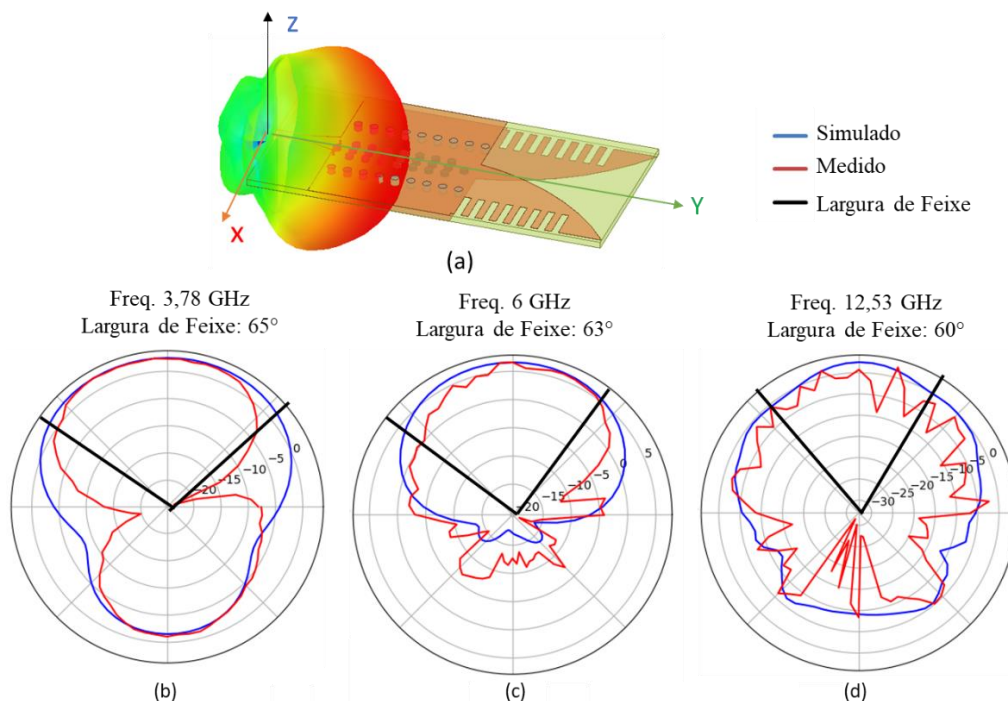


Figura 46: Diagramas de irradiação e largura de feixe de meia potência da AVA RSIW com fenda retangular com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f = 3,78 \text{ GHz}$  (c)  $f = 6 \text{ GHz}$  (d)  $12,53 \text{ GHz}$ .  
Fonte: Próprio Autor.

Na Figura 47(a), é ilustrada a geometria da AVA RSIW com fendas elípticas, enquanto o coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ) da antena simulada e medida é apresentado na Figura 47(b). O resultado medido começa com a mesma frequência de corte dos resultados das antenas simuladas, porém ocorrem picos acima de -10 dB após a frequência de 6 GHz.

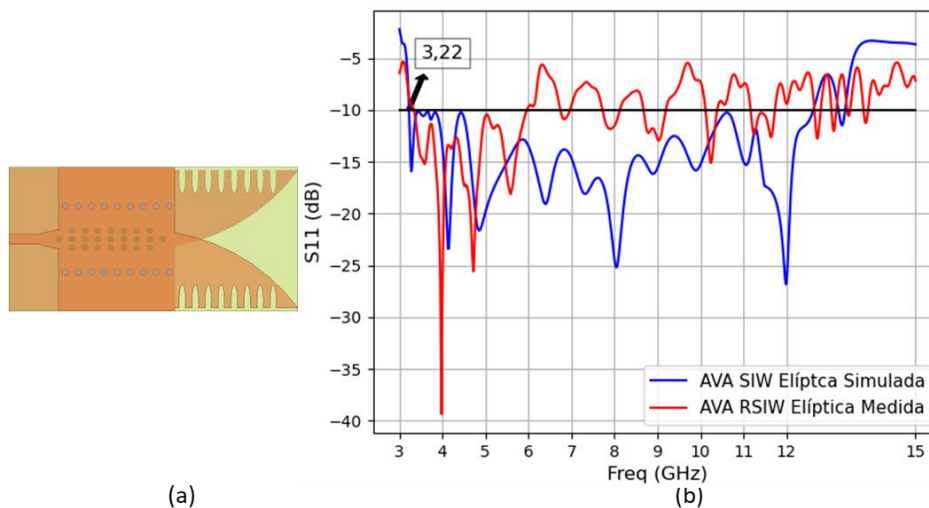


Figura 47: AVA RSIW com fendas elípticas (a) Geometria (b) Parâmetro  $S_{11}$  simulada e medida.

Fonte: Próprio Autor.

A geometria da AVA RSIW com fendas elípticas é ilustrada na Figura 48(a), enquanto as Figuras 48(b), (c) e (d) ilustram o diagrama de irradiação 2D (simulado e medido) e a largura do feixe da AVA RSIW com fendas elípticas. Os diagramas são simulados e medidos nas frequências de 3,54 GHz, na frequência central de 6 GHz e na frequência superior de 12,62 GHz.



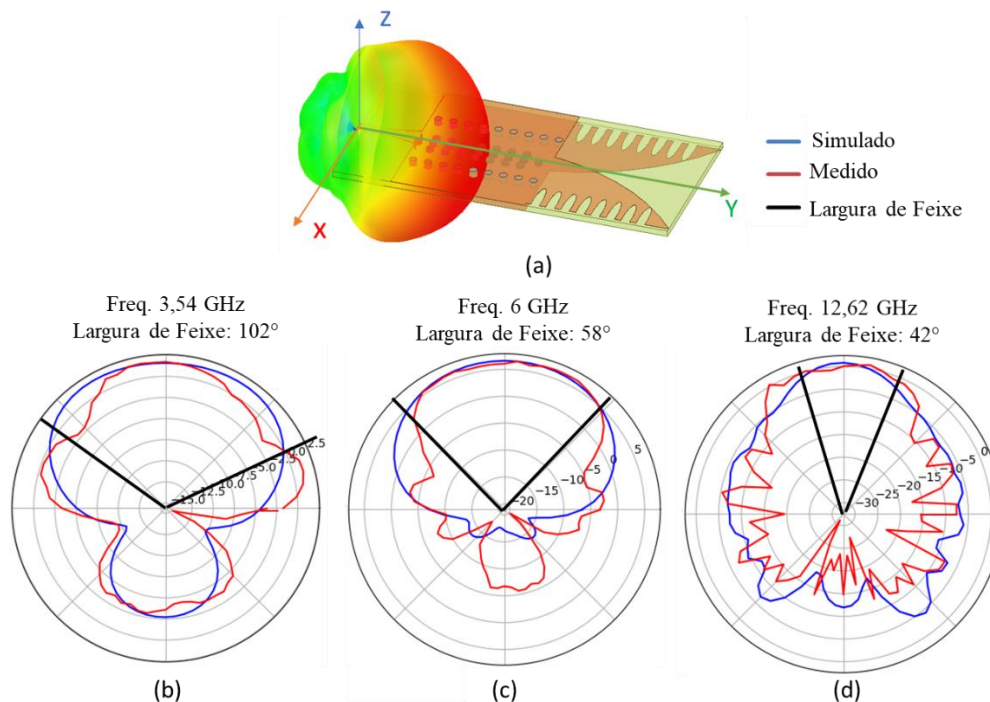


Figura 48: Diagramas de irradiação da AVA RSIW com fendas elípticas com  $\text{PHI} = 90^\circ$ . (a) Geometria (b)  $f = 3,54 \text{ GHz}$  (c)  $f = 6 \text{ GHz}$  (d)  $12,62 \text{ GHz}$ .

Fonte: Próprio Autor.

Após a construção da antena com fendas retangulares (Figura 20), foi realizada uma otimização para aprimorar seus resultados. Essa otimização envolveu a integração do *software HFSS Electronics Desktop do Ansys* com a linguagem de programação Python. O algoritmo genético, disponível no próprio HFSS, foi utilizado para ajustar os parâmetros da antena. Os parâmetros alterados durante o processo foram o comprimento ( $L_{\text{slot}}$ ) e a largura das fendas ( $W_{\text{slot}}$ ) do elemento irradiante, cujos valores foram manipulados por meio de comandos em Python e utilizando a ferramenta *Optimetrics* do HFSS.

Durante a otimização, diversas variações foram testadas para identificar a melhor configuração da antena. O melhor desempenho foi alcançado com a largura das fendas ( $W_{\text{slot}}$ ) de 1,7 mm e o comprimento ( $L_{\text{slot}}$ ) de 4 mm. A Figura 49 ilustra a comparação entre os parâmetros  $S_{11}$  simulados para a antena com fendas retangulares e os resultados simulados e medidos da melhor configuração encontrada.

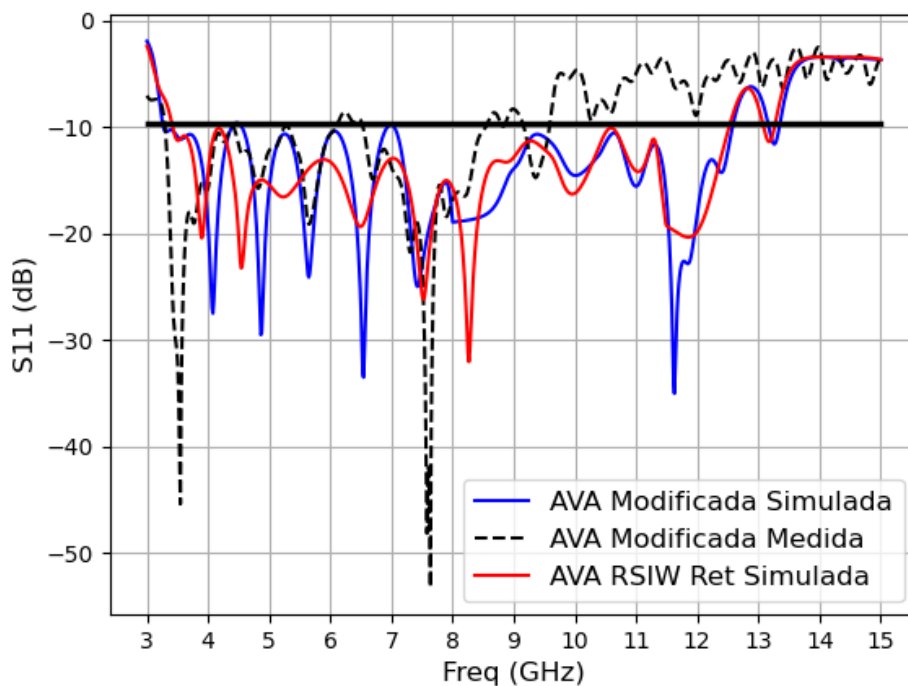


Figura 49: S11 AVA RSIW Retangular Modificada.

Fonte: Próprio Autor.

A antena AVA RSIW com fendas retangulares possui uma fenda de 8 mm de comprimento e 1,7 mm de largura, com uma frequência de corte de 3,44 GHz, uma largura de banda de 9,08 GHz e um ganho de 6,57 dBi. Quando modificada, com a altura ajustada para 4 mm e mantendo a largura de 1,7 mm, a antena apresenta uma frequência de corte de 3,26 GHz e uma largura de banda de 9,33 GHz. A versão modificada, portanto, oferece uma largura de banda maior e uma frequência de corte reduzida em comparação com a configuração original.

A Figura 50 ilustra o Diagrama de irradiação da antena otimizada (AVA RSIW Modificada) e a largura do feixe de meia potência em três frequências diferentes. A antena modificada demonstra uma otimização nos resultados em comparação com a AVA RSIW com fendas retangulares, como a frequência de corte de 3,44 GHz para 3,26 GHz, a largura de banda aumentou em 0,25 GHz, e a largura do feixe foi reduzida em 12°.

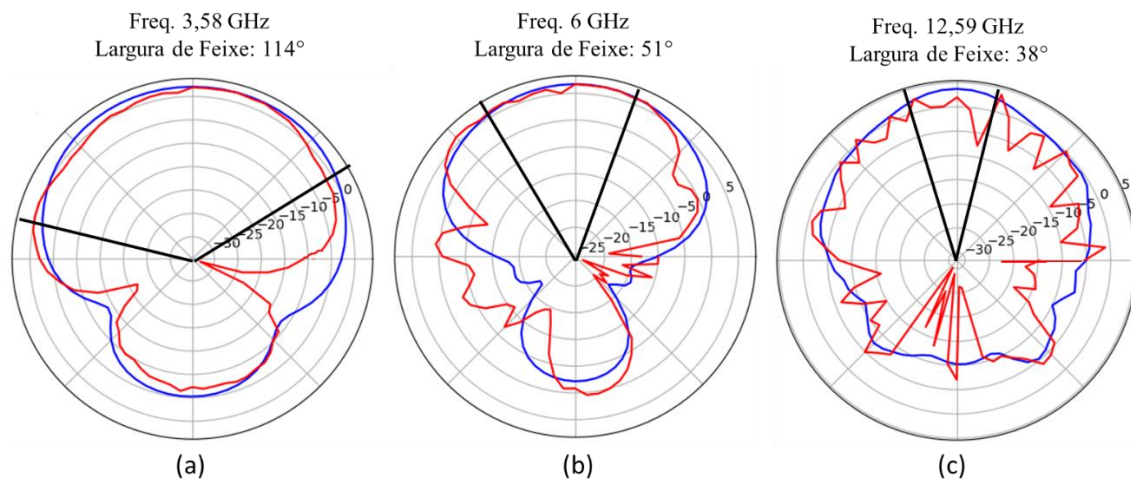


Figura 50: Diagramas de irradiação e largura de feixe da AVA RSIW Modificada, com  $\text{PHI} = 90^\circ$ : a)  $f_c = 3,58$  GHz, b)  $f_c = 6$  GHz e c)  $f_c = 12,59$  GHz.

Fonte: Próprio autor.

A Tabela 8 ilustra uma comparação dos parâmetros de irradiação na frequência central (6 GHz) das antenas RSIW Retangular e RSIW Modificada.

Tabela 8: Parâmetros de irradiação das antenas RSIW 1 e RSIW Modificada.

ANTENA	BW (GHz)	HPBW ( $f_0$ )	GANHO (dBi)
AVA RSIW Retangular	9,08	63°	6,57
AVA RSIW Modificada	9,33	51°	6,72

# CAPÍTULO 6

## 6 Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho, são propostas antenas Vivaldi com configurações antipodais para possíveis aplicações em sistemas de geração de imagens por micro-ondas. As antenas possuem abertura exponencial e utilizam uma estrutura RSIW na alimentação, com o objetivo de otimizar o desempenho. O substrato escolhido para a fabricação foi o FR4, com espessura de 1,6 mm, que oferece uma boa relação custo-benefício, mantendo a eficiência do dispositivo.

A implementação da tecnologia RSIW em comparação a antena de referência resultou em um aumento de 2,06 GHz na largura de banda operacional e em uma redução de 0,91 GHz na frequência de corte. Esses ganhos tornaram viável a construção de uma estrutura mais compacta, mantendo a frequência de corte, o que é um avanço significativo em termos de miniaturização e desempenho.

Adicionalmente, a introdução de fendas na borda do elemento irradiante resultou em benefícios adicionais, como um aumento de 1,41 dB no ganho da antena, um incremento de 4,09 GHz na largura de banda e uma redução de 10° na largura de feixe de meia potência. Esses aprimoramentos tornaram a antena mais diretiva e contribuíram para sua miniaturização.

Para otimizar o processo de simulação e análise, foi integrada a ferramenta HFSS com a linguagem Python. A otimização dos resultados foi realizada por meio de um algoritmo genético disponível no software, o que aprimorou a eficiência na execução das simulações, na geração de gráficos e na obtenção dos melhores parâmetros para a antena. Isso permitiu uma análise mais precisa e ágil dos resultados, favorecendo uma maior assertividade na otimização do desempenho da antena.

A antena modificada, comparada à versão com fendas retangulares originalmente proposta, apresentou avanços significativos: um aumento de 0,25 GHz na largura de banda, uma redução de 12° na largura do feixe de meia potência e um incremento no ganho de 0,15 dBi. Esses resultados ressaltam a eficácia da metodologia adotada, demonstrando um desempenho superior da antena, especialmente para aplicações em sistemas de imagens em micro-ondas.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Algumas das possíveis linhas de continuidade desta pesquisa, que podem ser consideradas como trabalhos futuros, incluem:

- Desenvolvimento de antenas Vivaldi antipodais utilizando estruturas RSIW e fendas fractais no elemento irradiante;
- Desenvolvimento de antenas Vivaldi antipodais com estruturas RSIW e a inclusão de elementos parasitas ou metamateriais, com o intuito de aprimorar os resultados;
- Otimização de outros parâmetros da antena utilizando algoritmos heurísticos, visando determinar a melhor configuração e alcançar os melhores resultados;
- Simulação das antenas desenvolvidas neste trabalho em campo próximo, considerando que a proposta se apresenta como uma forte candidata para aplicações em imagens de micro-ondas;

## 6.2 Produções Científicas

Durante esse período do doutorado, foram publicados os seguintes artigos científicos em revista e congressos internacionais:

CARNEIRO, P. K. P. M.; SANTOS, M. P.; GOMES NETO, A.; SERRES, A. J. R.; HERBSTER, A. F. “Design of an Antipodal Vivaldi Antenna Using RSIW Technology.”, *Journal of microwaves, optoelectronics and electromagnetic applications.*, v. 23, p. 1-14, 2024.

CARNEIRO, P. K. P. M.; SANTOS, M. P.; SERRES, G. K. F.; GOMES NETO, A.; HERBSTER, A. F.; SERRES, A. J. R. “Parameterization of Antipodal Vivaldi Antennas Using RSIW technology based on Python.”, In: *2024 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, 2024.

CARNEIRO, P. K. P. M.; SOUZA J. S.; SERRES, G. K. F.; GOMES NETO, A.; HERBSTER, A. F.; SERRES, A. J. R. “Vivaldi Antipodal Antenna with triangular slots fed by air-filled RSIW for UWB applications”. In: *1<sup>st</sup> IEEE Latin American Conference on Antennas & Propagation*, 2024.

CARNEIRO, P. K. P. M.; SERRES, G. K. F.; COHEN, M.V.R.; GOMES NETO, A.; HERBSTER, A. F.; SERRES, A. J. R. “Analysis of the Effects of Slots in Antipodal Vivaldi Antennas with RSIW Structures.” In: *2025 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, 2025. (SUBMETIDO)

# Referências

- [1] S. Kumar, S. Dixit, R. Malekar, H. Raut e L. Shevada, “Fifth Generation Antennas: A Comprehensive Review of Design and Performance Enhancement Techniques,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 163568-163593, 2020.
- [2] S. Dixit e S. Kumar, “A Survey of Performance Enhancement Techniques of Antipodal Vivaldi Antenna,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 45774 - 45796, 2020.
- [3] L. Zhou, M. Tang e J. Mao, “3-D Printed Vivaldi Antenna Fed by SIW Slot for Millimeter-Wave Applications,” *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 23-26 May, Nanjing, 2021.
- [4] P. J. Gibson, “The Vivaldi Aerial,” *9th European Microwave Conference*, 17-20 Sep, Brighton, 1979.
- [5] E. Grazit, “Improved Design of the Vivaldi Antenna,” *IEEE Proceedings*, vol. 135, nº 2, pp. 89-92, 1988.
- [6] J. Deng, R. Cao, D. Sun, Y. Zhang e L. Guo, “Bandwidth Enhancement of an Antipodal Vivaldi Antenna Facilitated by Double-Ridged Substrate-Integrated Waveguide,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, nº 12, Dec 2020.
- [7] M. Bozzi, A. Georgiadis e K. Wu, “Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 5, pp. 909-920, Jun, 2011.
- [8] C. Albuquerque, A. Gomes, A. Oliveira, G. Serres e A. Serres, “Triple RSIW Fed Antipodal Vivaldi Antenna,” *15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 22-26 Mar, Dusseldorf, 2021.
- [9] M. Sharma e N. Kashyap, “Examine and Develop Novel Substrate Integrated Waveguide Circulators in the Ku Band,” *International Conference on Intelligent Innovations in Engineering and Technology (ICIET)*, 22-24 Sep, Coimbatore, 2022.
- [10] H. Zhu, L. Ji, X. Li e J. Mao, “Design of Ridged Structural Composite Transmission Line,” *IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, 12-15 Aug, Harbin, 2022.
- [11] M. Santos, R. Freire, H. Baundrand, G. Serres, A. Serres e S. Morais, “Compact Band-pass Filter with RSIW Cavity,” *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 1-5 Apr, Krakow, 2019.

- [12] M. A. Ashraf, I. Memon e S. A. Alshebeili, "Design and analysis of broadband antipodal Vivaldi antenna for radio over fiber systems," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 59, n° 6, 2017.
- [13] L. Narasimha, V. Kumar e M. Swaminathan, "Ultra-Wide Bandwidth Substrate Integrated Waveguide Fed Vivaldi Antenna in D-Band Using Glass Interpose," *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 22-25 Jan, Las Vegas, 2023.
- [14] Y. Zhang, Y. Xue-Xia e L. Tian, "A High Gain UWB Vivaldi Antenna Loaded with Elliptical Slots," *IEEE International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*, 20-30 Jul, Beijing, 2018.
- [15] D. Awan, S. Bashir, S. Khan, S. Al-Bawri e M. Dalarsson, "UWB Antenna with Enhanced Directivity for Applications in Microwave Medical Imaging", *Sensors*, 2024.
- [16] M. Islam, M. Mahmud, S. Kibria e M. Samsuzzaman, "A Low Cost and Portable Microwave Imaging System for Breast Tumor Detection Using UWB Directional Antenna array", *Scientific Reports*, 2019.
- [17] A. Weiss e A. Elsherbeni, "Computational Performance of MATLAB and Python for Electromagnetic Applications," *IEEE International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, 27-31 Jul, Monterey, 2020.
- [18] R. J. Sánchez-Mesa, D. M. Cortés-Hernández, J. E. Rayas-Sánchez, Z. Brito-Brito e L. Mora-Hernández, "EM Parametric Study of Length Matching Elements Exploiting an ANSYS HFSS Matlab-Python Driver," *IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018)*, 12-14 Dec, Arequipa, 2018.
- [19] L. Shi e L. He, "Research on an Automatic Design Method of Wearable Antenna based on Python," *IEEE International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES-China)*, 9-12 Dec, Xuzhou, 2002.
- [20] E. C. Fear, P. M. Meaney e M. A. Stuchly, "Microwaves for breast cancer detection?," *IEEE Potentials*, 2003.
- [21] M. Zulfiker, M. Islam, N. Misran e A. Almutairi, "Ultra-Wideband (UWB) Antenna Sensor Based Microwave Breast Imaging: A Review.," *Sensors*, 2018.
- [22] M. A. Han-Qing, Z. J. Cheng e L. Bin, "Substrate integrated waveguide feeding antipodal linearly tapered slot antenna with reduced mutual coupling," *IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 08-11 May, Chengdu, 2010.
- [23] Z. Yin, X. Yang e T. Lou, "A high gain uwb vivaldi antenna loaded with elliptical slots," *International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium - China (ACES)*, 20-30 Jul, Beijing, 2018.

- [24] M. Horst, M. Ghasr e R. Zoughi, "Design of a Compact V-Band Transceiver and Antenna for Millimeter-Wave Imaging Systems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, n° 11, pp. 1-12, 2019.
- [25] M. Ahmadian e H. Oraizi, "Improving Co- to Cross-Polarization Ratio of Vivaldi Antenna Using TE<sub>20</sub> Mode SIW Launcher," *2020 9th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 04-07 Aug, Xiamen, 2020.
- [26] J. Deng, R. Cao, D. Sun, Y. Zhang e T. Y. a. L. Guo, "Bandwidth Enhancement of an Antipodal Vivaldi Antenna Facilitated by Double Ridge Substrate Integrated Waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, n° 12, pp. 8192 - 8196, 2020.
- [27] Z. Yang, R. Hong, J. Zhang, D. Guan e B. Liu, "High Gain Antenna Based on Odd-Even Mode Composite Waveguide," *2021 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 23-26 May, Nanjing, 2021.
- [28] L. Zhou, M. Tang, J. Qian, Y. Zhang e J. Mao, "Vivaldi Antenna Array With Heat Dissipation Enhancement for Millimeter-Wave Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 70, n° 1, pp. 288-295, 2022.
- [29] N. Tewari, M. Dadel e S. Srivastava, "A Pattern Reconfigurable Antipodal Vivaldi SIW Filtenna at K band", *IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON)*, 11-14 Dec, Ahmedabad, 2023.
- [30] M. Han, Y. Yu, Z. Chu, Z. Qian e W. Wu, "Wideband Compact Vivaldi Antenna For Millimeter-Wave Applications," *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 13-15 Nov, Chengdu, 2023 .
- [31] H. Wu, F. Lan, Y. Zhang, Z. Yang, T. Song e L. Wang, "Sub-Terahertz Antipodal Vivaldi Antenna with CSRR Meta-Walled SIW Excitation," *Cross Strait Radio Science and Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*, 10-13 Nov, Guilin, 2023.
- [32] J. Hu, Z. Xia, W. Xia, X. Cao, X. Xiong e R. C. a. H. Luo, "A High-gain Antipodal Vivaldi Antenna Loaded with Metamaterial and Semi-trapezoidal Slots," *Photonics & Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 21-25 Apr, Chengdu, 2024.
- [33] R. Golla e S. Nelaturi, "Antipodal Vivaldi Antenna Array for 5G mmWave Applications at 28 GHz," *IEEE Wireless Antenna and Microwave Symposium (WAMS)*, 1-3 Mar, Visakhapatnam, 2024.
- [34] P. K. P. M. Carneiro, M. P. Santos, A. G. Neto, A. J. R. Serres e A. F. Herbster, "Design of an Antipodal Vivaldi Antenna Using RSIW Technology," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 23, n° 2, 2024.



- [35] P. K. P. M. Carneiro, M. P. Santos, G. K. F. Serres, A. G. Neto, A. F. Herbster e A. J. R. Serres, "Parameterization of Antipodal Vivaldi Antennas Using RSIW technology based on Python," *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting.*, 14-19 Jul, Firenze, 2024.
- [36] A. M. Oliveira, "Desenvolvimento e otimização de antenas Vivaldi antipodais para aplicações a altas frequências," Tese de Doutorado, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2016.
- [37] J. Bai, S. Shi e D. Prather, "Modified Compact Antipodal Vivaldi Antenna for 4–50-GHz UWB Application," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.*, vol. 59, nº 4, pp. 1051 - 1057, 2011.
- [38] D. M. Pozar, Microwave engineering, 4, Ed., POZAR, D. M. Microwave engineering. 4th. Ed. New York: John Wiley, 2012.: John Wiley, 2012.
- [39] J. Shin e D. Schaubert, "A parameter study of stripline-fed Vivaldi notch-antenna arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, nº 5, 1999.
- [40] T. Thungren, E. Kollberg e K. Yngvesson, "Vivaldi Antennas for Single Beam Integrated Receivers," em *12th European Microwave Conference*, 13-17 Sep, Helsinki, 1982.
- [41] D. Schaubert, E. Kollberg, T. Korzeniowski, T. Thungren, J. Johansson e K. Yngvesson, "Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 33, nº 12, pp. 1392 - 1400, 1985.
- [42] D. Yang, S. Liu e D. Geng, "A Miniaturized Ultra-Wideband Vivaldi Antenna With," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 23352-23357, 2017.
- [43] S. Bisht, "Study the various feeding techniques of microstrip antenna using design and simulation using cst microwave studio," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, nº 9, pp. 1-7, 2014.
- [44] G. Kumar e K. P. Ray, Broadband Microstrip Antennas, Boston: Artech House, 2003.
- [45] X. Shi, Y. Cao, Y. Hu, X. Luo, H. Yang e L. Ye, "A High-Gain Antipodal Vivaldi Antenna With Director and Metamaterial at 1–28 GHz," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 20, nº 12, 2021.
- [46] O. Mukherjee, S. Sarkar, A. Gorai e R. Ghatak, "Enhancement in Gain of a compact UWB Vivaldi antenna by using zero index metamaterial array," *IEEE 2nd International Conference on Applied Electromagnetics, Signal Processing, & Communication (AESPC)*, 26-28 Nov, Bhubaneswar, 2021.
- [47] S. Tangwachirapan, W. Thaiwirot e P. Akkaraekthalin, "Design of Ultra-Wideband Antipodal Vivaldi Antenna with Square Dielectric Lens for Microwave Imaging

- Applications” 7th International Electrical Engineering Congress (iEECON), 06-08 Mar, Hua Hin, 2019.
- [48] R. Cicchetti, V. Cicchetti, O. Testa, A. Faraone e L. Foged, “Radiative Performance of a Vivaldi Antenna Equipped with Petal-Shaped and Massive Lens,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, 04-10 Dec, Singapore, 2021.
- [49] Y. Chen, Y. He, W. Li, L. Zhang, S. Wong e A. Boag, “A 3–9 GHz UWB High-Gain Conformal End-Fire Vivaldi Antenna Array,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI)*, 04-10 Dec, Singapore, 2021.
- [50] Z. Yuan, J. Zhang, C. Gao e E. Li, “A Bistatic Antenna System Based on Eight-cell Tightly Coupled Vivaldi Antenna Array,” *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 12-15 Aug, Harbin, 2022.
- [51] O. Heaviside, “Electromagnetic Theory,” vol. 1, London, Ernest Benn Limited, 1893.
- [52] L. Rayleigh, “On the passage of electric waves through tubes, or the vibrations of dielectric cylinders,” *Philosophical Magazine*, vol. XLIII, pp. 125-132, 1897.
- [53] K. S. Packar, “The Origin of Waveguides: A Case of Multiple Rediscovery,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, n° 9, pp. 961 - 969, 1984.
- [54] S. M. Wentworth, *Eletromagnetismo Aplicado: Abordagem Antecipada das Linhas de Transmissão.*, 1 ed., Porto Alegre: Bookman, 2009.
- [55] D. M. Pozar, *Microwave Engineering.*, 4 ed., New York: John Wiley, 2012.
- [56] F. Parment, “Guides d’onde Intégrés au Substrat (SIW) multicouches à haute performance pour des circuits millimétriques à faible coût,” *Docteur de La Communauté Université Grenoble Alpes*, Grenoble, 2015.
- [57] C. Xiao e W. Ke, “Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, n° 5, pp. 108 - 116, 2014.
- [58] S. Ramo, J. Whinnery e T. Duzer, *Fields and waves in communication electronics.*, 3 ed., New York: John Wiley, Inc, 1994.
- [59] R. E. Collin, *Foundations for microwave engineering*, 2 ed., Singapore: McGrawHill, 1992.
- [60] D. Deslandes e K. Wu, “Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11 , n° 2, pp. 68-70, 2001.

- [61] T. Djerafi, A. Doghri e K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Antennas," *Handbook of Antenna Technologies*, pp. 1-60, 2015.
- [62] K. Wu, "Integration and interconnect techniques of planar and non-planar structures for microwave and millimeter-wave circuits - current status and future trend," *APMC 2001. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference*, 03-06 Dec, Taipei, 2001.
- [63] D. Deslandes e K. Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, n° 6, 2006.
- [64] A. O. Nwajana, A. Dainkeh e K. Yeo, "Substrate Integrated Waveguide (SIW) Bandpass Filter with Novel Microstrip-CPW-SIW Input Coupling," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, n° 2, 2017.
- [65] D. Deslandes e K. Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide components," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 51, n° 2, pp. 593–596,, Feb 2003.
- [66] R. Kazemi e A. E. Fathy, "Design of a wideband eight-way single ridge substrate integrated waveguide power divider," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 9, n° 7, p. 648–656, 2015.
- [67] W. Che, C. Li, P. Russer e Y. L. Chow, "Propagation and band broadening effect of planar integrated ridged waveguide in multilayer dielectric substrates," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 15-20 Jun, Atlanta, 2008.
- [68] W. Che, K. Deng, D. Wang e Y. L. Chow, "Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, n° 1, pp. 35 - 41, 2008.
- [69] W. Che, C. Li, D. Zhang e Y. L. Chow, "Investigations on propagation and the band broadening effect of ridged rectangular waveguide integrated in a multilayer dielectric substrate," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, n° 6, pp. 674 - 684, 2010.
- [70] J. Helszajn, Ridge waveguide and passive microwave components. The Institution of Electrical Engineers., MPG Books Limited, 2000.
- [71] S. Moscato, R. Moro e M. P. a. M. Bozzi, "Two-Material Ridge Substrate Integrated Waveguide for Ultra-Wideband Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, n° 10, pp. 3175 - 3182, 2015.
- [72] F. Gustrau., RF and Microwave Engineering: Fundamentals of Wireless Communications., Wiley, 2012.

- [73] R. C. Caleffo, “Estudo e aplicações de guia de ondas integrados ao substrato em frequência de microondas,” Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2016.
- [74] G. Yoon, Y. Hong e Y. A. a. J. Jang, “High-gain planar tapered slot antenna for Ku-band applications,” *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, 7-10 Dec, Yokohama, 2010.
- [75] R. Waterhouse, *Printed Antennas for Wireless Communications*, vol. 1, John Wiley Sons, Ltd, 2007.
- [76] M. P. Santos, "*Contribuição ao método iterativo das ondas para a análise de estruturas RSIW*", Campina Grande: Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande., Campina Grande, 2019.
- [77] L. S. JR., “Entendendo a biblioteca NumPy.,” 2018. [Online]. Available: <https://medium.com/ensina-ai/entendendo-a-biblioteca-numpy-4858fde63355>. [Acesso em Dezembro 2013].
- [78] M. Almeida, “Pandas Python: o que é, para que serve e como instalar.,” Agosto 2023. [Online]. Available: <https://www.alura.com.br/artigos/pandas-o-que-e-para-que-serve-como-instalar>. [Acesso em Dezembro 2023].
- [79] Y. Matheus, “Introdução: Matplotlib uma biblioteca Python,” Agosto 2023. [Online]. Available: <https://www.alura.com.br/artigos/criando-graficos-no-python-com-a-matplotlib>. [Acesso em Dezembro 2023].
- [80] AWARI, “ Como usar a biblioteca tempfile do Python para manipular arquivos temporários,” Novembro 2023. [Online]. Available: <https://awari.com.br/tempfile-como-usar-a-biblioteca-tempfile-do-python-para-manipular-arquivos-temporarios>.
- [81] V. Ramos, “A BIBLIOTECA OS DO PYTHON,” Julho 2023. [Online]. Available: <https://pythonacademy.com.br/blog/a-biblioteca-os-do-python>. [Acesso em Dezembro 2023].
- [82] “PyVista Tutorial,” Pyvista, 2022. [Online]. Available: <https://tutorial.pyvista.org/>.