



UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

IGOR ANTONIO DA COSTA SILVA

Conjunto de Antenas em Fase para Sistemas de Comunicação

NITERÓI

2024

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES

IGOR ANTONIO DA COSTA SILVA

Conjunto de Antenas em Fase para Sistemas de Comunicação

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Dispositivos e Sistemas para Comunicações Óticas.

Orientador:

D.Sc. Hypolito José Kalinowski

Co-orientador:

D.E.E. Tadeu Nagashima Ferreira

NITERÓI

2024

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

C837c Costa Silva, Igor Antonio da
Conjunto de Antenas em Fase para Sistemas de Comunicação /
Igor Antonio da Costa Silva. - 2024.
114 f.: il.

Orientador: Hypolito José Kalinowski.
Coorientador: Tadeu Nagashima Ferreira.
Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,
Escola de Engenharia, Niterói, 2024.

1. Antena de Casamento de Fase. 2. Comunicação Satelital.
3. Sistemas de Detecção e Rastreamento de Alvos Aéreos. 4.
Produção intelectual. I. Kalinowski, Hypolito José,
orientador. II. Ferreira, Tadeu Nagashima, coorientador. III.
Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia. IV.
Título.

CDD - XXX


IGOR ANTONIO DA COSTA SILVA

Conjunto de Antenas em Fase para Sistemas de Comunicação


Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Dispositivos e Sistemas para Comunicações Óticas.

Aprovada em 14 de março de 2024.


BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
 **HYPOLITO JOSE KALINOWSKI**
Data: 14/03/2024 13:17:31-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


Prof. Hypolito José Kalinowski, D.Sc. – Orientador, UFF

Documento assinado digitalmente
 **TADEU NAGASHIMA FERREIRA**
Data: 19/03/2024 20:21:13-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Tadeu Nagashima Ferreira, D.E.E. – Coorientador, UFF

Documento assinado digitalmente
 **MAURICIO WEBER BENJO DA SILVA**
Data: 19/03/2024 20:02:25-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Maurício Weber Benjô da Silva, D.E.E. – UFF

Documento assinado digitalmente
 **ADAILDO GOMES D ASSUNCAO**
Data: 18/03/2024 10:45:48-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Prof. Adaildo Gomes D'Assunção, D.E.E. – UFRN

Niterói

2024

À família

Agradecimentos

Agradeço a Deus, por sempre me capacitar e me guiar nas etapas da vida.

À minha esposa, Paola Maíra Gomes Caracciolo Silva, a quem tanto amo e que sempre está ao meu lado, por me incentivar em tudo e porque sempre me inspira a ser uma versão melhor de mim mesmo.

Aos meus pais, José Amaro de Barros Silva e Ana Maria Magrani da Costa Silva, por terem acreditado no meu potencial desde que eu era uma criança. Ver o orgulho em seus olhos ao responder simples operações matemáticas me incentivou a querer estudar.

À Marinha do Brasil, que, por intermédio da Diretoria de Comunicações e Tecnologia da Informação da Marinha (DCTIM), tornou este trabalho possível.

Aos meus orientadores, professor Hypolito José Kalinowski, D.Sc. e professor Tadeu Nagashima Ferreira, D.Sc., pela paciência e dedicação na orientação deste trabalho e por todo o conhecimento transferido.

Ao Capitão de Corveta (EN) Madjer de Andrade Martins, pela paciência e orientação.

Às agências CNPq, CAPES e FAPERJ, por ajudar a financiar este projeto.

Ao professor Maurício Weber Benjó da Silva, D.Sc., pelo ensinamento do método artesanal de fototransferência, pelo tempo disponibilizado, pela ajuda durante o procedimento e por aceitar o convite para participar desta banca examinadora.

Ao Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), por disponibilizar a sua câmara anecoica, com a qual foi possível realizar medições que enriqueceram este trabalho.

Ao professor Adaildo Gomes D'Assunção, D.Sc, por aceitar o convite para, junto aos demais professores, participar desta banca examinadora.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB), pela colaboração no processo de fabricação dos protótipos.

E a todos os demais familiares e amigos que torceram pelo meu sucesso.

Resumo

É proposto, neste trabalho, projetar uma antena coplanar com dimensões reduzidas para operar em banda X. A antena de casamento de fase coplanar com três elementos é projetada utilizando dipolos de circuito impresso como elementos irradiantes, guias de onda integrados em substrato para realizar o desacoplamento e o substrato de baixo custo FR-4. A estrutura proposta possibilita que seja realizada excitação ótica. O modelo simulado apresenta largura de banda de 610 MHz, sendo esta de 9,7 GHz a 10,31 GHz. É obtido um sensoriamento angular de até 68°, com áreas úteis de -34° a -19° e 19° a 34° . Em toda a área angular útil, o direcionamento do feixe varia 5° a cada defasamento de aproximadamente 50° no sinal de entrada. Quando os sinais de entrada não possuem diferença de fase, o feixe se torna menos diretivo e aponta para quatro ângulos diferentes: -35° , -6° , 6° e 35° . O protótipo fabricado apresenta largura de banda de 430 MHz, sendo esta de 9,44 GHz a 9,87 GHz. A comparação entre resultados simulados e medidos apresentam consistência. Apesar de ser angularmente limitada, a antena de casamento de fase proposta pode ser utilizada em algumas aplicações sugeridas, como, por exemplo, sistemas de detecção e rastreamento de alvos aéreos.

Palavras-chave: Antena de Casamento de Fase, Comunicação Satelital, Sistemas de Detecção e Rastreamento de Alvos Aéreos.

Abstract

This work proposes to design a coplanar antenna with reduced dimensions to operate in X-band. The three-element coplanar phased-array antenna is designed using printed circuit dipoles as radiating elements, substrate-integrated waveguides to realize decoupling, and the low-cost FR-4 substrate. The proposed structure allows optical excitation to be performed. The simulated model has a bandwidth of 610 MHz, ranging from 9.7 GHz to 10.31 GHz. Angular sensing of up to 68° is obtained, with useful areas of -34° to -19° and 19° to 34° . The direction of the beam varies by 1° with each 10° jump in the phase difference of the input signals. When the input signals have no phase difference, the beam becomes less directive and points at four different angles: -35° , -6° , 6° and 35° . The manufactured prototype has a bandwidth of 430 MHz, ranging from 9.44 GHz to 9.87 GHz. The comparison between simulated and measured results shows consistency. Despite being angularly limited, the proposed phased-array antenna can be used in some suggested applications, such as aerial target detection and tracking systems.

Keywords: Phased-Array Antenna, Satellite Communication, Aerial Target Detection and Tracking Systems.

Lista de Figuras

1.1	Aproximação de guia de onda retangular para linha de transmissão SIW	4
1.2	Esquema do guia de onda SIW e suas principais dimensões	5
1.3	Linhas <i>microstrip</i> e transições do guia de onda SIW	6
1.4	Comparação de estrutura SIW com guia de onda retangular	7
1.5	Distribuição de corrente em guia de onda retangular com furos metálicos	7
1.6	Visão isométrica de estrutura SIW	8
1.7	Transições entre linhas de transmissão planares e SIW	8
1.8	Estrutura de antena simplificada	11
1.9	Circuito do fotorreceptor	12
1.10	Módulo do coeficiente de reflexão de entrada da antena de um elemento	12
1.11	<i>Setup</i> utilizado nas medições	13
1.12	Padrão de irradiação da antena com um elemento	14
1.13	Estrutura de antena completa	15
1.14	Módulo do coeficiente de reflexão de entrada com um elemento com PBG	16
1.15	Padrão de irradiação da antena com um elemento com PBG	17
1.16	Padrão de irradiação da antena de conjunto coplanar em fase	17
1.17	Diagrama esquemático de uma PAA	18
1.18	Esquemático do sistema com PTTD	19
1.19	Resultados obtidos com o sistema com PTTD	19
1.20	Esquemático do sistema com FBG	20
1.21	Esquemático do sistema com CFBG	20
1.22	Esquemático do sistema com DCF	20

1.23	Resultados da detecção com um alvo	21
1.24	Resultados da detecção com dois alvos	22
1.25	Sistema com topologia de rede OTTD bidimensional	22
2.1	Regiões dos campos de uma antena	26
2.2	Transformador de impedância e linha <i>microstrip</i>	29
2.3	Fotografia de uma antena dipolo de circuito impresso fabricada	32
2.4	Protótipo de antena dipolo de circuito impresso	32
2.5	Esquema de antena dipolo de comprimento de onda completo	33
3.1	Diagrama de etapas do método hipotético-dedutivo	37
3.2	Diagrama detalhado de etapas do método hipotético-dedutivo	38
3.3	Configurações gerais de varredura de frequência no aplicativo Ansys HFSS	41
3.4	Configurações da primeira varredura de frequência no aplicativo Ansys HFSS	43
3.5	Configurações da segunda varredura de frequência no aplicativo Ansys HFSS	43
3.6	Configurações de interpolação de varredura no aplicativo Ansys HFSS . . .	44
3.7	Desenho da <i>wave port</i> no aplicativo Ansys HFSS	44
3.8	Configurações de <i>wave port</i> no aplicativo Ansys HFSS	45
3.9	Configurações de esfera infinita para o diagrama de irradiação	46
3.10	Tela do aplicativo TX-LINE	47
3.11	Tela do aplicativo MATLAB	48
3.12	Processo de desoxidação	50
3.13	Braço mecânico utilizado no processo HASL	50
3.14	Saída do processo HASL	51
3.15	Analisador de rede vetorial MS2034A da Anritsu	52
3.16	Analisador de microondas FieldFox N9951A da Keysight	52
4.1	Antena de referência com um elemento	55
4.2	Antena de referência com três elementos	55

4.3	Perda de retorno no modelo sem metalização	56
4.4	Diagrama de irradiação do modelo sem metalização interna	56
4.5	Perda de retorno do modelo com borda metalizada	57
4.6	Perda de retorno do modelo com metalização interna	57
4.7	Perda de retorno do modelo com três elementos	58
4.8	Ilustração das portas P1 e P2 nas simulações de linhas de transmissão . . .	60
4.9	Modelo com três elementos PBG	61
4.10	Modelo com quatro elementos PBG e respectivo parâmetro S	62
4.11	Simulação para $L_{SIW} = 3\lambda/4$	65
4.12	Simulação para $L_{SIW} = \lambda$ e $q_{PBG} = 11$	66
4.13	Simulação para $L_{SIW} = \lambda$ e $q_{PBG} = 13$	67
4.14	Exemplo de PAA com um elemento	68
4.15	Simulação com elemento irradiante	71
4.16	Padrão de irradiação de antena com um elemento sem blindagem	71
4.17	Modelo com estrutura de alumínio	72
4.18	Vista isométrica da antena de um elemento com estrutura de alumínio . . .	72
4.19	Simulação com blindagem realizada por estrutura de alumínio	72
4.20	Padrão de irradiação de antena com um elemento com blindagem	73
4.21	Modelo com dois elementos	74
4.22	Perda de retorno do modelo de dois elementos	74
4.23	Comparação de perda de retorno entre um e dois elementos	75
4.24	Diagrama de irradiação alterando a alimentação do modelo de dois elementos	75
4.25	Diagrama de irradiação comparando defasamento com dois elementos . . .	76
4.26	Modelo com três elementos	76
4.27	Perda de retorno do modelo de três elementos	77
4.28	Comparação de perda de retorno entre um, dois e três elementos	77

4.29	Diagrama de irradiação alterando a alimentação do modelo de três elementos	78
4.30	Ângulos de abertura das simulações com três elementos	79
4.31	Diagrama de irradiação comparando defasamento com três elementos . . .	80
4.32	Comparação de direção de feixe	80
4.33	Ganho e diretividade da PAA com três elementos	81
4.34	Etapas do processo realizado com o método artesanal de fototransferência .	83
4.35	protótipo fabricado com o método artesanal de fototransferência	83
4.36	Observação da marcação para os furos com microscópio portátil	84
4.37	Protótipo fabricado com o método HASL	84
4.38	Metalização dos elementos PBG do protótipo fabricado com o método HASL	85
4.39	Kit de calibração Pasternack	85
4.40	Comparação de S11 antes e depois da calibração	86
4.41	<i>Setup</i> para medição da perda de retorno na porta P2	86
4.42	Comparações entre a perda de retorno simulada e medida	87
4.43	Banda obtida com o protótipo de PAA	88
4.44	Protótipo com preenchimento no furos PBG	89
4.45	Comparação de resultados em 10 GHz	89
4.46	Comparação de resultados de 5 a 20 GHz	90

Lista de Tabelas

1.1	Parâmetros da antena simplificada apresentados no artigo	9
1.2	Parâmetros do substrato RT/duroid [®] 5880	9
1.3	Parâmetros da espuma Rohacell [®]	10
1.4	Parâmetros de transmissão/medição	10
1.5	Parâmetros da antena simplificada inferidos a partir da foto do artigo . . .	10
1.6	Parâmetros da antena completa apresentados no artigo	14
1.7	Parâmetros da antena completa inferidos pela foto do artigo	16
2.1	Recomendações e restrições de projeto	32
4.1	Parâmetros dos projetos com três elementos PBG	61
4.2	Parâmetros do projeto com quatro elementos PBG	62
4.3	Parâmetros calculados para $L_{SIW} = \lambda/2$	64
4.4	Parâmetros calculados para $L_{SIW} = 3\lambda/4$	65
4.5	Parâmetros calculados para $L_{SIW} = 2\lambda/3$	65
4.6	Parâmetros calculados para $L_{SIW} = \lambda$	66
4.7	Parâmetros calculados para $L_{SIW} = 6\lambda/4$	67
4.8	Parâmetros dos projetos em que varia-se p_d para $L_{SIW} = 3\lambda/4$	69
4.9	Parâmetros dos projetos em que varia-se w_d para $L_{SIW} = 3\lambda/4$	69
4.10	Parâmetros dos projetos em que varia-se p_d para $L_{SIW} = \lambda$	70
4.11	Comparação de ângulos de abertura	79
4.12	Comparação de direção de feixe	81
4.13	Valores da banda obtida com o protótipo de PAA	88

Lista de Abreviaturas e Siglas

CBCPW	Guia de Onda Coplanar com Condutor (<i>Conductor-Backed Coplanar Waveguide</i>)
CFBG	Fibra de Rede de Bragg com Gorjeio (<i>Chirped Fiber Bragg Grating</i>)
CPAA	Antena de Casamento de Fase Coplanar (<i>Coplanar Phased Array Antenna</i>)
CPW	Guia de Onda Coplanar (<i>Coplanar Waveguide</i>)
CPWG	Guia de Onda Coplanar com Terra (<i>Coplanar Waveguide with Ground</i>)
CW	Onda Contínua (<i>Continuous Wave</i>)
DC	Corrente Contínua (<i>Direct Current</i>)
DCF	Fibra de Compensação de Dispersão (<i>Dispersion-Compensating Fiber</i>)
DFB-LD	Diodo Laser DFB (<i>DFB Laser Diode</i>)
DWDM	Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda (<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>)
EBG	Abertura de Banda Eletromagnética (<i>Electromagnetic Bandgap</i>)
EDFA	Amplificador de Fibra Dopada com Érbio (<i>Erbium-Doped Fiber Amplifier</i>)
FBG	Fibra de Rede de Bragg (<i>Fiber Bragg Grating</i>)
FET	Transistor de Efeito de Campo (<i>Field-Effect Transistor</i>)
FR-4	Epóxi de Fibra de Vidro Retardadora de Chama (<i>Flame Retardant Fiberglass Epoxy</i>)
GOF	Fibra Ótica de Vidro (<i>Glass Optical Fiber</i>)
HASL	Nivelamento de Solda por Ar Quente (<i>Hot Air Solder Leveling</i>)
HBT	Transistor Bipolar de Heterojunção (<i>Heterojunction Bipolar Transistor</i>)
HFSS	High-Frequency Structure Simulator
HPBW	Largura do Feixe de Meia Potência (<i>Half Power Beam Width</i>)
IFPB	Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba

IPqM	Instituto de Pesquisas da Marinha
MATLAB	MATrix LABoratory
MZM	Modulador Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder Modulator</i>)
OCPAA	Antena de Casamento de Fase Controlada Oticamente (<i>Optically Controlled Phased Array Antenna</i>)
OEIC	Circuito Integrado Optoeletrônico (<i>Optoelectronic Integrated Circuit</i>)
OTTD	Retardo de Tempo Real Ótico (<i>Optical True Time Delay</i>)
PAA	Antena de Casamento de Fase (<i>Phased Array Antenna</i>)
PBG	Abertura de Banda Periódica (<i>Periodic Bandgap</i>)
PCB	Placa de Circuito Impresso (<i>Printed Circuit Board</i>)
PIC	Circuito Integrado Fotônico (<i>Photonic Integrated Circuit</i>)
POF	Fibra Ótica Polimérica (<i>Polymer Optical Fiber</i>)
PR	Fotorreceptor (<i>Photoreceiver</i>)
PTTD	Retardo de Tempo Real Fotônico (<i>Photonic True Time Delay</i>)
RF	Radiofrequência
RFC	Relação Frente-Costas
RWG	Guia de Onda Retangular (<i>Rectangular Waveguide</i>)
SIC	Circuito Integrado em Substrato (<i>Substrate Integrated Circuit</i>)
SIW	Guia de Onda Integrado em Substrato (<i>Substrate-Integrated Waveguide</i>)
SMA	Subminiatura Versão A (<i>Subminiature Version A</i>)
SMF	Fibra Monomodo (<i>Single-Mode Fiber</i>)
TTD	Retardo de Tempo Real (<i>True Time Delay</i>)
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)

Lista de Símbolos

a_{RWG}	Abertura do guia de onda retangular
a_{SIW}	Abertura da linha de transmissão SIW
L_{SIW}	Comprimento da linha de transmissão SIW
d_{PBG}	Diâmetro de um furo da estrutura PBG
p_{PBG}	Distância centro a centro entre furos da estrutura PBG
q_{PBG}	Quantidade de elementos da estrutura PBG
W	Largura da linha <i>microstrip</i>
a_t	Largura da linha de transição
L_t	Comprimento da linha de transição
w_d	Largura do dipolo
L_d	Comprimento do dipolo
l_d	Dimensão de um elemento do dipolo
p_d	Distância entre os elementos do dipolo
h_s	Altura do substrato
t_c	Espessura da metalização
a_n	Magnitude do sinal de uma PAA com um elemento
ω_n	Frequência angular do sinal de uma PAA
d	Distância entre elementos adjacentes da PAA

Sumário

1	Introdução e Estado da Arte	1
1.1	Estado da Arte	4
1.1.1	Guias de Onda Integrados em Substrato	4
1.1.2	Antenas de Casamento de Fase	9
2	Fundamentos Teóricos	24
2.1	Parâmetros das Antenas	24
2.1.1	Diagrama de Irradiação	24
2.1.2	Ângulo de Abertura ou Largura de Feixe	25
2.1.3	Eficiência	25
2.1.4	Diretividade	25
2.1.5	Ganho	25
2.1.6	Relação Frente-Costas	25
2.1.7	Resistência de Irradiação	25
2.1.8	Largura de Faixa	26
2.2	Regiões dos Campos de uma Antena	26
2.3	Linha de Transmissão	27
2.3.1	Guia de Onda Integrado em Substrato	28
2.4	Linha de Alimentação	28
2.4.1	<i>Microstrip</i>	28
2.5	Transformador de Impedância	29
2.6	Antena Dipolo	30

2.6.1	Antena Dipolo de Circuito Impresso	31
2.7	Conjunto de Antenas em Fase	33
2.7.1	Antena de Casamento de Fase	34
2.7.2	Antena de Casamento de Fase Coplanar	34
2.7.3	Antena de Casamento de Fase Controlada Oticamente	34
2.8	Abertura de Banda Periódica	34
2.9	Circuito Integrado Optoeletrônico	35
2.10	Fotorreceptor	36
3	Metodologia Empregada	37
3.1	O Problema	39
3.2	As Hipóteses	39
3.3	A Motivação	39
3.4	Materiais Utilizados	40
3.5	Simulações	40
3.5.1	Ansys HFSS	40
3.5.2	TX-LINE	46
3.5.3	MATLAB	47
3.6	Prototipagem	48
3.6.1	Método Artesanal de Fototransferência	48
3.6.2	Fabricação com Prototipadora	49
3.6.3	Nivelamento de Solda por Ar Quente	49
3.7	Medições	51
3.8	Aplicações Práticas	52
4	Resultados	54
4.1	Simulações Eletromagnéticas	54

4.1.1	Antena de Referência	54
4.1.2	Linha de Transmissão SIW	59
4.1.3	Antena com Um Elemento	68
4.1.4	Antena com Dois Elementos	73
4.1.5	Antena com Três Elementos	76
4.2	Antenas Prototipadas	82
4.3	Medições	85
5	Conclusões	91
5.1	Trabalhos Futuros	92
	Referências	94
	Apêndice A - Códigos MATLAB	98
A.1	CalculoL.m	98
A.2	funcL.m	100
A.3	PlotRetLoss.m	101
A.4	PontoMeiaPot.m	102
A.5	PlotRadPat1.m	106
A.6	PlotRadPat2.m	109

Capítulo 1

Introdução e Estado da Arte

A evolução contínua da tecnologia de Circuito Integrado em Substrato (*Substrate Integrated Circuit*) (SIC) permitiu o uso de componentes de radiofrequência, optoeletrônica e microondas [1] [2] [3] [4] como guias de onda dielétricos em substratos coplanares de baixa constante dielétrica. As técnicas de circuito coplanar têm sido amplamente utilizadas para aplicações que utilizam componentes de onda guiada [2]. Uma tecnologia de guia de onda em circuito coplanar é a Guia de Onda Coplanar com Condutor (*Conductor-Backed Coplanar Waveguide*) (CBCPW), também conhecida como Guia de Onda Coplanar com Terra (*Coplanar Waveguide with Ground*) (CPWG). Além dessa, existem outras tecnologias, como, por exemplo, Guia de Onda Integrado em Substrato (*Substrate-Integrated Waveguide*) (SIW), que é uma evolução das tecnologias de guia de onda em substrato coplanar que tem apresentado resultados promissores para frequências mais altas.

Antenas de Casamento de Fase (*Phased Array Antennas*) (PAAs) podem ser usadas em sistemas de comunicação por radiodifusão, como, por exemplo, em comunicação espacial [5]. Uma aplicação em particular é a utilização em uma sonda espacial não-tripulada enviada ao planeta Mercúrio. Essa sonda usou um sistema de comunicação por radiodifusão com antenas PAA operando na banda X [6]. Esse uso prático da tecnologia prova que as PAAs podem ser utilizadas em ambientes hostis e aplicadas em sistemas embarcados para comunicação por satélite na banda X. Além disso, sabe-se que as PAAs são amplamente utilizadas em sistemas de radar e de detecção de alvos aéreos e de superfície, o que permite várias aplicações militares.

Assim como a evolução dos guias de onda, as PAAs tiveram uma evolução que as permite ser projetadas em Placas de Circuito Impresso (*Printed Circuit Boards*) (PCBs) com o uso de tecnologias de substratos coplanares de baixa constante dielétrica. Quando há a necessidade de enfatizar a sua aplicação em circuitos coplanares, as PAAs são chamadas de

Antenas de Casamento de Fase Coplanares (*Coplanar Phased Array Antennas*) (CPAAs). Existem trabalhos de CPAA que fazem uso de substratos RT/duroid[®], da marca Rogers Corporation. Um exemplo desse uso são os trabalhos de Chakam e Freude [7] [8].

É de interesse da ciência que os sucessivos trabalhos busquem uma evolução no que já faz parte do que é considerado estado-da-arte. Além da busca por resultados otimizados, outra evolução científica que a comunidade busca é a de utilizar meios alternativos para alcançar objetivos já conhecidos. Um exemplo interessante é o trabalho de Magri et. al [9] [10]. Nesse trabalho, um filtro de SIW é produzido com o substrato Epóxi de Fibra de Vidro Retardadora de Chama (*Flame Retardant Fiberglass Epoxy*) (FR-4), que possui a vantagem de ser facilmente encontrado no mercado. Outro exemplo é a fabricação de uma antena de conjunto de fendas montada sobre um guia de ondas SIW utilizando o substrato FR-4 [4]. Com a otimização do projeto das dimensões de suas fendas, as antenas de conjunto de fendas apresentaram bom resultados para, pelo menos, uma das métricas consideradas. Tanto a resposta em frequência quanto o diagrama de irradiação demonstraram resultados coerentes para a transmissão de sinais na banda X.

Retornando às PAAs, o trabalho pode ser realizado de tal modo que se dispense o uso de fontes de Radiofrequência (RF), que, para essa aplicação, costumam ser caras e muito volumosas [5] [11] [12]. Quando projetadas de tal forma, pode-se optar pelo uso de alimentação optoeletrônica. Com esse uso, as PAAs vêm sendo chamadas de Antenas de Casamento de Fase Controladas Oticamente (*Optically Controlled Phased Array Antennas*) (OCPAAs). É importante observar que, além da redução do custo, a substituição da fonte de RF por alimentação ótica diminui as dimensões físicas e a complexidade do sistema, favorece um aumento na taxa de transmissão de dados e reduz interferências eletromagnéticas, dentre outras vantagens [5] [11] [12]. Como, por muitas vezes, essas antenas tiveram, ao longo das última décadas, investimentos de projetos espaciais, todas essas características obtidas foram favoráveis ao propósito.

Como já mencionado anteriormente, os trabalhos com PAAs projetadas em circuitos impressos já existem [13] e as antenas são chamadas de CPAAs, por serem alimentadas com o uso de Guias de Onda Coplanares (*Coplanar Waveguides*) (CPWs), que são linhas de transmissão que consistem em uma fita central entre dois planos de terra considerados semi-infinitos [13] [14].

O uso da alimentação ótica em uma PAA é uma abordagem para diminuição do seu custo de produção. O uso de substratos RT/duroid[®] é um elemento encarecedor. A busca por uma alternativa de baixo custo é de interesse e, também, um desafio. Para este traba-

lho, é um elemento motivador. Projetar a PAA que possa ser alimentada óticamente ainda apresenta outro elemento motivador. Fibras óticas com propriedades diferentes podem ser utilizadas na alimentação do sistema para realizar o defasamento do sinal. Trabalhar em ambientes confinados ou hostis, como, por exemplo, um navio, requer soluções como essas: redução de tamanho e redução de interferências eletromagnéticas.

O objetivo desta pesquisa é projetar uma antena de circuito impresso que seja de baixo custo, com funcionamento adequado e que possa ser, no futuro, alimentada por meios óticos. Será estudado tendo como base o trabalho de Chakam e Freude [7] [8]. Os trabalhos de Kunath et. al [5] [11] [12] também são de grande valor para este trabalho.

Para cumprir o seu objetivo, este estudo pretende utilizar o substrato FR-4 na elaboração da CPAA de baixo custo. Apesar de não ser um substrato idealizado para aplicações acima de 1 GHz, o FR-4 já se provou como uma opção viável para a frequência de 10 GHz [3] [4].

Ainda neste capítulo, será descrito o estado da arte no momento em que este trabalho foi desenvolvido. Para alcançar o seu objetivo, este trabalho será dividido nos demais seguintes capítulos.

O Capítulo 2 apresentará os fundamentos teóricos relacionados a este trabalho. Em seguida, o Capítulo 3 apresentará a metodologia empregada no trabalho. Serão descritos os métodos e materiais utilizados na pesquisa: quais simuladores comerciais são utilizados, quais métodos numéricos conhecidos na literatura são utilizados pelos simuladores e quais materiais foram escolhidos para este trabalho. Será explicado todo o trabalho teórico desenvolvido, bem como o que será feito em simulações do domínio eletromagnético e do domínio ótico e em realizações experimentais. Será descrito quais medições serão feitas, em que local serão feitas e com quais equipamentos serão feitas.

O Capítulo 4 apresentará os resultados das simulações e das medições realizadas. Serão apresentados resultados das simulações eletromagnéticas das antenas de referência e das antenas projetadas e das simulações óticas. Também serão apresentados resultados das realizações experimentais. O capítulo incluirá discussões que comparam os resultados dos artigos de referência com as antenas de referência simuladas, com as simulações das antenas projetadas e com as antenas fabricadas. Haverá também comentários sobre as prototipagens: quais antenas foram fabricadas, em quais quantidades e os motivos para essas escolhas. Por fim, o Capítulo 5 concluirá a dissertação, revisitando os principais pontos discutidos no trabalho, destacando as principais contribuições e estabelecendo os trabalhos futuros.

1.1 Estado da Arte

Será descrito nesta seção o estado-da-arte das PAAs e de outras tecnologias e materiais que serão de importância para este trabalho.

1.1.1 Guias de Onda Integrados em Substrato

Alguns métodos de aproximação começaram a ser desenvolvidos para ajudar a projetar linhas de transmissão SIW. O trabalho de Yan et al. [15] é um exemplo. Um modelo foi desenvolvido para projetar os SIWs através de aproximações realizadas a partir de um guia de onda retangular com os parâmetros desejados. A Figura 1.1 ilustra esse método.

A partir deste ponto, a abertura da linha de transmissão SIW será chamada de a_{SIW} , enquanto a abertura do guia de onda retangular é chamada de a_{RWG} .

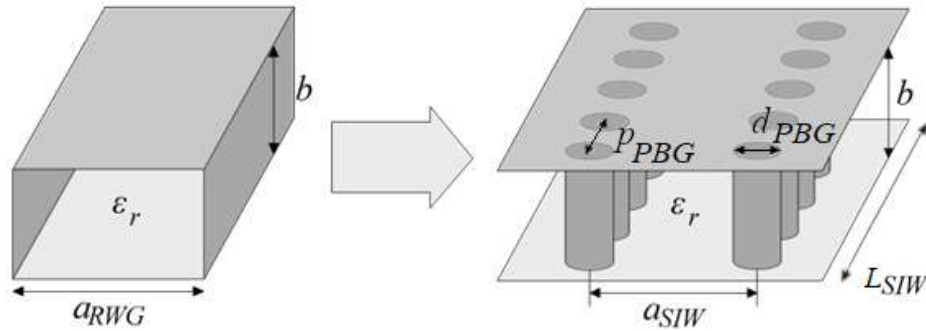


Figura 1.1: Aproximação de Guia de Onda Retangular (*Rectangular Waveguide*) (RWG) para linha de transmissão SIW. Fonte: [15].

A abertura da linha de transmissão SIW pode ser definida a partir de um método de cálculo que aproxima sua largura a_{SIW} como a largura a_{RWG} de um guia de onda retangular que guiará o mesmo comprimento de onda [15], conforme a seguir:

$$a_{SIW} = \frac{a_{RWG}}{\bar{a}}, \quad (1.1)$$

em que:

$$\bar{a} = \epsilon_1 + \frac{\epsilon_2}{\frac{p_{PBG}}{d_{PBG}} + \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 - \epsilon_3}{\epsilon_3 - \epsilon_1}}, \quad (1.2)$$

$$\epsilon_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{a_{SIW}}{p_{PBG}} - 1,0684}, \quad (1.3)$$

$$\epsilon_2 = -0,1183 - \frac{1,2729}{\frac{a_{SIW}}{p_{PBG}} - 1,201}, \quad (1.4)$$

$$\epsilon_3 = 1,0082 - \frac{0,9163}{\frac{a_{SIW}}{p_{PBG}} + 0,2152} \quad (1.5)$$

e as variáveis p_{PBG} e d_{PBG} representam, respectivamente, o diâmetro das aberturas circulares metalizadas de estrutura de Aberturas de Banda Periódicas (*Periodic Band-gaps*) (PBGs) e a distância entre o centro dessas aberturas PBG adjacentes.

Em 2019, o trabalho de Michalkiewicz et al. [16] aborda o projeto de um filtro passa-faixa utilizando a tecnologia de SIW e a topologia de janelas indutivas iris. Inicialmente, é apresentado o esquema do guia de onda SIW, destacando os principais parâmetros geométricos envolvidos na sua concepção. A estrutura do SIW é composta por duas fileiras de vias metalizadas espaçadas periodicamente, que têm a função de confinar a onda eletromagnética no guia de onda, de forma semelhante às paredes laterais dos guias metálicos tradicionais. As etapas do trabalho incluem o cálculo das linhas de 50Ω , o dimensionamento do corpo do guia de onda e a transição de impedância.

A Figura 1.2 apresenta o esquema do guia de onda SIW daquele trabalho e suas principais dimensões.

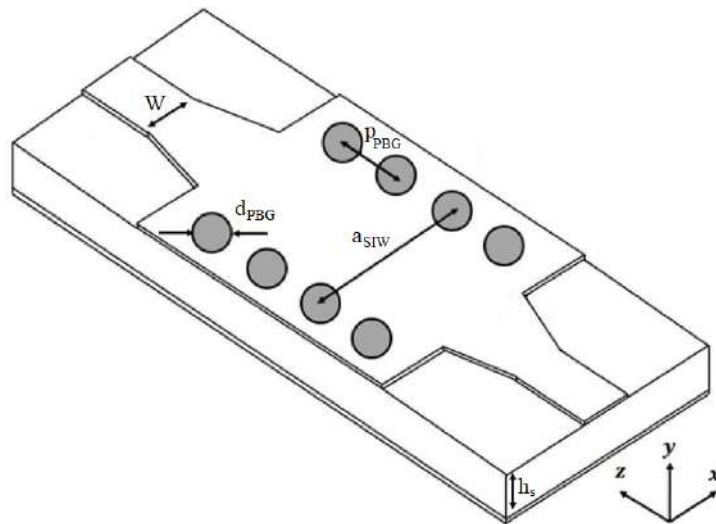


Figura 1.2: Esquema do guia de onda SIW e suas principais dimensões. Fonte: [16].

Os parâmetros d_{PBG} e p_{PBG} são, respectivamente, o diâmetro do furo de passagem e a distância entre o centro dos furos de passagem. O valor de d_{PBG} deve ser um pequeno segmento da largura do guia de onda a_{SIW} , definida pelas equações (1.6) a (1.8) [16]. A relação entre d_{PBG} e a largura do guia de onda a_{SIW} usualmente utilizada é apresentada

na equação (1.9) [16]. Já a distância entre os furos de passagem deverá respeitar a relação constante na equação (1.10) [16].

$$a_{SIW} = \frac{c}{2f_{c10}\sqrt{\epsilon_e}}, \quad (1.6)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo, f_{c10} é a frequência de corte no modo fundamental TE_{10} e

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h_s}{W}\right)^{-0,5}. \quad (1.7)$$

$$a_{SIW} = a_{RWG} - 1,08 \frac{d_{PBG}^2}{pPBG} + 0,1 \frac{d_{PBG}^2}{a_{RWG}} \quad (1.8)$$

$$d_{PBG} < a_{RWG}/8 \quad (1.9)$$

$$pPBG < 2,5d_{PBG} \quad (1.10)$$

A Figura 1.3 apresenta o esquema do guia de onda SIW, destacando as linhas *microstrip* de 50Ω e as transições.

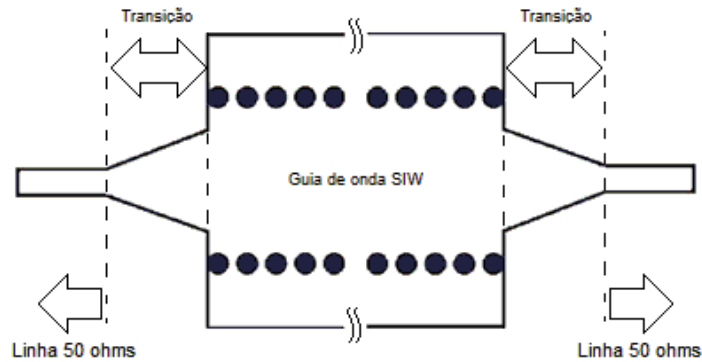


Figura 1.3: Linhas *microstrip* e transições do guia de onda SIW. Fonte: [16].

Durante o processo de cálculo do filtro, são considerados os efeitos capacitivos nas bordas do SIW e nas transições com a linha de 50Ω . A distribuição do campo no modelo *microstrip* não representa exatamente a realidade, sendo necessário ajustar os valores das distâncias das janelas indutivas por meio de simulações computacionais. Os resultados das simulações são apresentados, mostrando a resposta em frequência do filtro.

O artigo [16] conclui que o método passo-a-passo para a síntese do filtro passa-faixa utilizando a tecnologia SIW e a topologia iris atende às especificações de projeto propostas. Os desvios encontrados estão dentro da margem de precisão suportada pela tecnologia; porém, ressalta-se a importância de realizar ajustes computacionais para obter resultados mais precisos. A análise do caso real e a obtenção de protótipos reais para medidas podem contribuir para caracterizar melhor o material utilizado e obter parâmetros mais próximos da realidade.

Nwarjana e Obi [17] fornecem, em 2022, uma revisão abrangente da tecnologia de SIW e suas aplicações em componentes de microondas. O artigo de revisão [17] fornece uma análise aprofundada da tecnologia SIW e suas aplicações em componentes de microondas. O trabalho [17] aborda os parâmetros fundamentais de projeto do SIW, a relação entre o SIW e os guias de ondas tradicionais e os modos suportados pelas estruturas SIW. A revisão também explora as vantagens da tecnologia SIW, suas aplicações potenciais e as perspectivas futuras no campo da engenharia de radiofrequência e microondas.

A Figura 1.4 ilustra a comparação de uma estrutura SIW com um guia de onda retangular preenchido com ar e outro preenchido com o mesmo dielétrico do SIW.

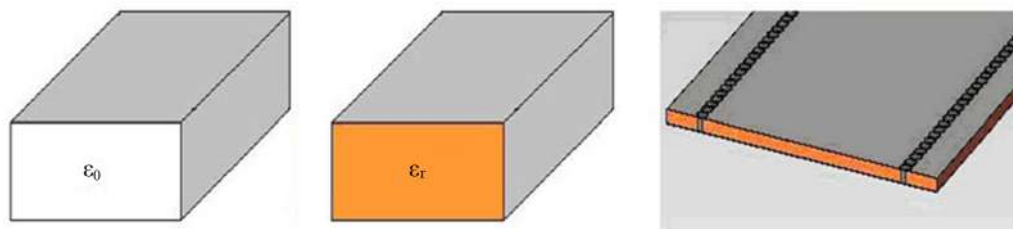


Figura 1.4: Comparação de estrutura SIW com guia de onda retangular. Fonte: [17].

A Figura 1.5 mostra a distribuição da corrente superficial do modo TE_{10} em um guia de onda retangular convencional com furos metálicos nas paredes laterais.

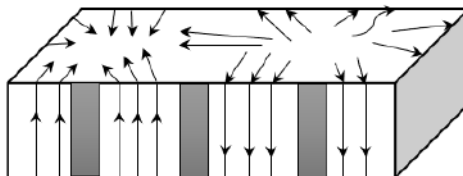


Figura 1.5: Distribuição de corrente em guia de onda retangular com furos metálicos. Fonte: [17].

A Figura 1.6 representa a estrutura física da linha de transmissão do guia de ondas integrado ao substrato.

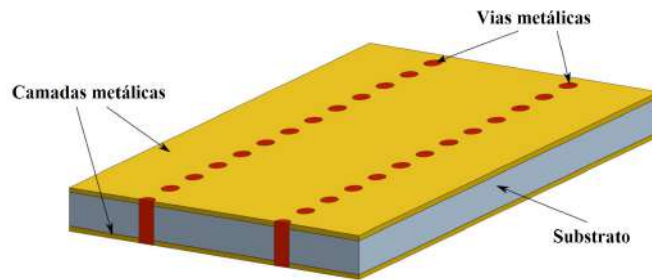
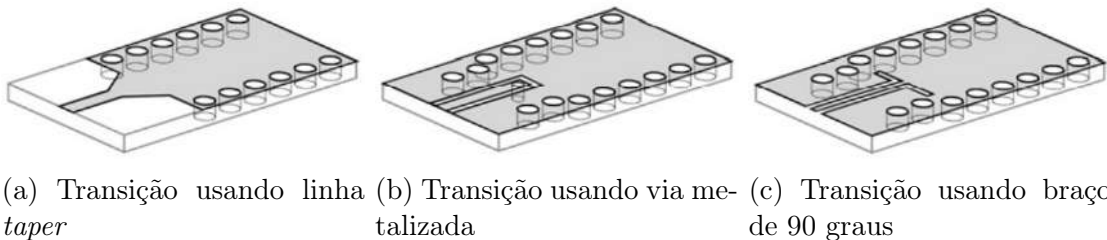


Figura 1.6: Visão isométrica de estrutura SIW. Fonte: [17].

Nwarjana e Obi [17] abordam as transições em estruturas SIW e a sua importância na integração de componentes de microondas. As transições são essenciais para conectar diferentes partes de um circuito com SIW, garantindo a continuidade do sinal e minimizando perdas.

A Figura 1.7 apresenta alguns exemplos de transição entre linhas de transmissão planares e SIWs, incluindo uma transição de uma linha *microstrip* de $50\ \Omega$ para um SIW com o uso de um *taper*, uma transição de um CPW para um SIW utilizando uma via metalizada entre as linhas e uma transição de uma CPW para uma SIW com braços de 90 graus. Essas transições são projetadas para converter os modos de propagação de um tipo de linha de transmissão para outro, garantindo a compatibilidade e eficiência do sinal.



(a) Transição usando linha *taper* (b) Transição usando via metalizada (c) Transição usando braço de 90 graus

Figura 1.7: Transições entre linhas de transmissão planares e SIW. Fonte: [17].

Na Figura 1.7a, o *taper* é utilizado para converter o modo quase-TEM da *microstrip* para o modo TE_{10} do SIW [17]. Na Figura 1.7b, foi proposta uma conversão envolvendo um CPW aterrado e um SIW estabelecida por uma via metalizada. O fluxo de corrente através da via produz um campo magnético que corresponde ao campo magnético dentro do SIW [17]. Na Figura 1.7c, o método de conversão facilita dupla flexibilidade no gerenciamento de acoplamentos de E/S; portanto, o fator de qualidade externo pode ser alterado ao modificar a impedância escalonada do CPW e o tamanho do breve caminho do sinal do CPW [17].

Aquele trabalho [17] lista os seguintes atributos de performance, de acordo com Deslandes e Wu [18]: tamanho compacto, baixa perda de radiação, facilidade de integração,

elevado fator de qualidade não carregado, elevada capacidade de manipulação de potência, estabilidade térmica, etc. Esses atributos de desempenho dos SIWs contribuem para sua eficácia e versatilidade na aplicação em dispositivos de microondas e comunicações modernas.

A revisão conclui que a tecnologia SIW oferece vantagens em termos de compactidade, integração e desempenho no design de componentes de microondas. Ao otimizar os parâmetros de projeto das estruturas SIW, como largura, diâmetro metálico e passo, pode-se obter transmissão eficiente e baixas perdas de radiação.

1.1.2 Antenas de Casamento de Fase

Chakam e Freude descreveram em 1999 um conjunto de antenas dipolo coplanares com uma rede de alimentação ótica operando em 20 GHz [7] [8]. Em um de seus trabalhos publicados [8], um modelo de estrutura simplificada desta PAA foi apresentado. A Tabela 1.1 apresenta alguns parâmetros percorridos naquele trabalho.

Tabela 1.1: Parâmetros da antena simplificada apresentados no artigo. Fonte: [7] [8].

Parâmetros apresentados no artigo	Valor	Unidade
Dimensões da PCB	63×63	mm
Quantidade de elementos irradiantes	3	–
Largura da linha de alimentação na corneta/transição	50	μm
Largura da linha de alimentação próxima ao dipolo	100	μm
Dimensões dos <i>slots</i> dos dipolos	5×1	mm
Separação centro a centro entre dipolos	17	mm

O projeto e a fabricação da PAA fez uso do substrato RT/duroid[®] 5880 (fibra de vidro/Teflon), da Rogers Corporation, e de uma espuma Rohacell[®], da Evonik Industries. As Tabelas 1.2 e 1.3 apresentam parâmetros dos materiais supracitados. A espuma Rohacell[®], com espessura de 5 mm, é utilizada para evitar radiação reversa na linha de transmissão utilizada, que é do tipo CBCPW.

Tabela 1.2: Parâmetros do substrato RT/duroid[®] 5880. Fonte: [8].

Parâmetros do substrato RT/duroid [®] 5880	Valor	Unidade
Espessura do material dielétrico	1,57	mm
Índice de refração η_d	1,5	–
Espessura das camadas de metalização (superior e inferior)	35	μm

Tabela 1.3: Parâmetros da espuma Rohacell[®]. Fonte: [8].

Parâmetros da espuma Rohacell [®]	Valor	Unidade
Espessura	5	mm
Índice de refração η_R	1,025	–

Os parâmetros de transmissão/medição das antenas apresentadas nas publicações [7] [8] podem ser vistos na Tabela 1.4.

Tabela 1.4: Parâmetros de transmissão/medição. Fonte: [7] [8].

Parâmetros de transmissão/medição	Valor	Unidade
Frequência de operação	20	GHz
Comprimento de onda no ar	15	mm
Comprimento de onda no dielétrico	10	mm

A partir das imagens reais da antena fabricada, é possível inferir os parâmetros apresentados na Tabela 1.5.

Tabela 1.5: Parâmetros da antena simplificada inferidos a partir da foto do artigo. Fonte: [7] [8].

Parâmetros inferidos pela foto do artigo	Valor	Unidade
Largura das linhas de transmissão	3	mm
Largura da linha de transmissão na entrada do sinal	1,5	mm
Comprimento das linhas de transmissão	41	mm
Comprimento da corneta/transição	11	mm
Distância borda a borda entre linhas de transmissão	14	mm
Distância centro a centro entre linhas de transmissão	17	mm
Distância entre borda da linha de transmissão e borda da PCB	13	mm
Distância entre centro da linha de transmissão e borda da PCB	14,5	mm
Distância entre borda do dipolo e borda da PCB	13,5	mm
Distância entre centro do dipolo e borda da PCB	14	mm
Separação entre elementos do dipolo	3	mm

Naquele trabalho, o sinal RF de entrada modula uma portadora ótica. A luz modulada é transferida ao circuito optoeletrônico com o uso de uma fibra ótica monomodo posicionada ortogonalmente ao plano do circuito. No circuito optoeletrônico, o sinal é detectado e amplificado por um Fotorreceptor (*Photoreceiver*) (PR) integrado híbrido. O sinal detectado é convertido e transferido para os elementos da antena [7]. O uso de luz

modulada e um fotorreceptor tem por objetivo simplificar e reduzir os custos do projeto. A Figura 1.8 ilustra a estrutura do conjunto de antenas dipolo em uma placa de circuito impresso de 63 mm por 63 mm.

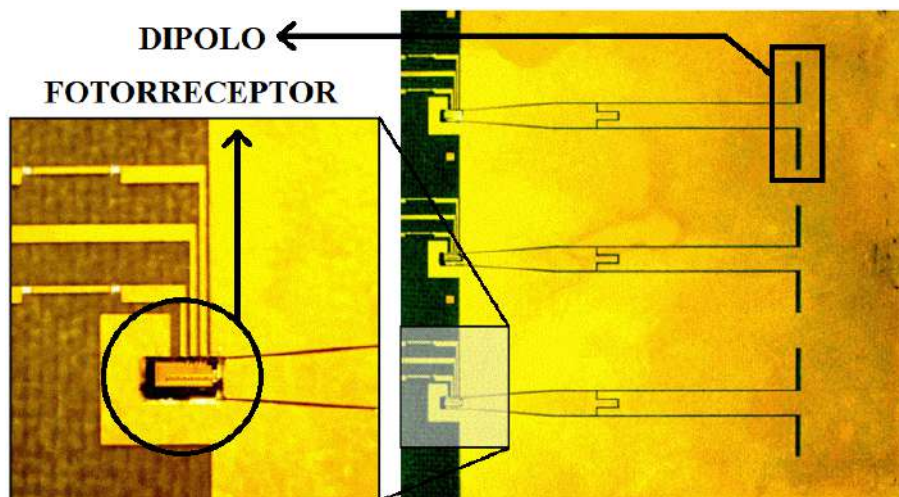


Figura 1.8: Estrutura de antena simplificada. Fonte: [7].

O conjunto de antenas dipolo de circuito impresso projetado funciona como uma PAA e possui alimentação ótica. Por serem financiados para a exploração espacial, os projetos demandavam o uso de altas frequências. Essa antena foi projetada para uma frequência de operação de 20 GHz.

O lado direito da Figura 1.8 representa a estrutura completa da antena coplanar. Foi utilizado o substrato RT/duroid[®] 5880, com dimensões de 63 mm × 63 mm e espessura de 1,57 mm. Os elementos do dipolo possuem 5 mm de tamanho. A largura do guia de onda, próximo ao dipolo, é 100 μm . Já próximo ao PR, a largura do guia de onda é 50 μm .

O lado esquerdo da Figura 1.8 mostra uma ampliação da área marcada, no lado direito, por um quadrado. Essa ampliação ilustra o posicionamento do circuito optoeletrônico fotorreceptor em substrato de arseneto de gálio semi-isolante, com dimensões de 2,5 mm × 1 mm. O PR é polarizado/amplificado por um sinal de Corrente Contínua (*Direct Current*) (DC) que precisa ser bloqueado na saída do fotorreceptor, uma vez que a sua inserção provoca ruído no sinal RF. O bloqueio do sinal DC é feito por um capacitor interdigital de 0,2 pF. O capacitor é utilizado para desacoplar a saída RF do fotorreceptor do sinal DC de polarização, provocando a filtragem do nível DC no sinal RF de saída.

O circuito do fotorreceptor marcado na Figura 1.8 é ampliado na Figura 1.9. O circuito integrado optoeletrônico PR foi fabricado em um substrato de dimensões de 2,5 mm × 1 mm. Consiste em um amplificador distribuído de quatro estágios, com ganho total de 14 dB, e um fotodiodo PIN, cuja área sensível à luz equivale a 10 μm e está demarcada na

Figura 1.8. Em $\lambda = 1,55 \mu\text{m}$, o fotodiodo possui responsividade de $0,34 \text{ A/W}$, corrente escura de 15 nA e capacitância de 109 pF .

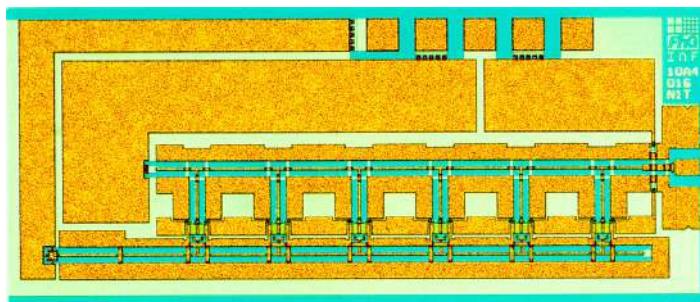


Figura 1.9: Circuito do fotorreceptor. Fonte: [8].

Na Figura 1.10, é possível visualizar o coeficiente de reflexão de entrada do módulo de antena com um elemento, com e sem o capacitor de bloqueio de sinal DC.

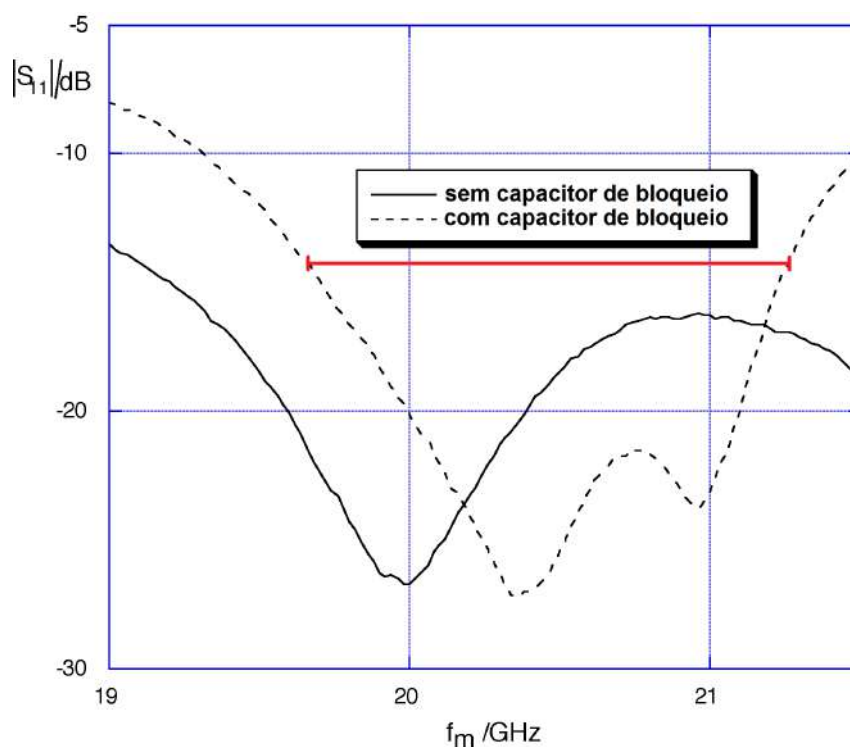


Figura 1.10: Módulo do coeficiente de reflexão de entrada do módulo de antena de um elemento. Fonte: [7].

Observa-se que, apesar de ter a frequência de operação em 20 GHz sem o uso do capacitor de bloqueio, é necessário bloquear o sinal DC e, portanto, o uso do capacitor de bloqueio é necessário. Com o seu uso, há um pequeno deslocamento na frequência de operação, para aproximadamente $20,3 \text{ GHz}$. Há também um leve acréscimo na perda de reflexão na frequência de operação, cujos valores não estão explícitos, mas que pode ser observado na Figura 1.10. A perda de reflexão ainda é aceitável, tanto na melhor frequên-

cia (aproximadamente 20,3 GHz) quanto na frequência de operação desejada (20 GHz). Para um limiar de -14 dB, a antena garante uma largura de banda de 1,5 GB, incluindo a frequência de operação desejada.

Na Figura 1.10, a marcação do limiar de -14 dB facilita a visualização da largura de banda de 1,5 GB (aproximadamente de 19,7 GHz a 21,2 GHz). O limiar de -14 dB foi definido pelos autores em [7].

Para as medições da antena fabricada, foi montado o *setup* esquematizado na Figura 1.11.

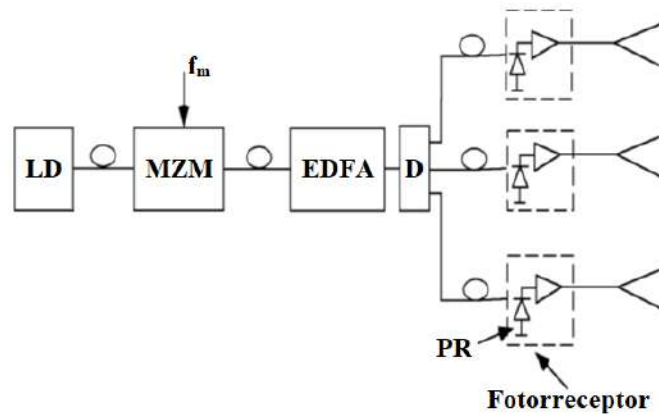


Figura 1.11: *Setup* utilizado nas medições. Fonte: [7] [8].

Um sinal de luz de Onda Contínua (*Continuous Wave*) (CW) é gerado por um Diodo Laser DFB (*DFB Laser Diode*) (DFB-LD). A luz CW é injetada em um Modulador Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Modulator*) (MZM). Um sinal RF de frequência $f_m = 20$ GHz modula a portadora ótica no MZM.

Um Amplificador de Fibra Dopada com Érbio (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) (EDFA) aumenta a potência do sinal ótico modulado. Um divisor de potência de fibra ótica D distribui simetricamente a luz modulada. A luz modulada é transferida para a placa de circuito impresso através de Fibras Monomodo (*Single-Mode Fibers*) (SMFs) posicionada ortogonalmente à PCB. A luz modulada é acoplada aos fotodiodos de cada fotorreceptor integrado híbrido. O sinal é detectado e amplificado por cada PR.

Nota-se que há uma limitação nessa montagem. Os sinais resultantes da amplificação e divisão serão iguais em fase. Uma vez que o sinal injetado nos diferentes PRs é o mesmo, não há a possibilidade de mudar o perfil de radiação.

A Figura 1.12 apresenta resultados de padrão de irradiação de plano H, isto é, o gráfico polar obtido com o corte feito pelo plano yz, de um elemento irradiante da estrutura da

Figura 1.8. Os resultados obtidos são uma comparação entre medições com excitação totalmente elétrica às com a alimentação optoeletrônica descrita no artigo [7].

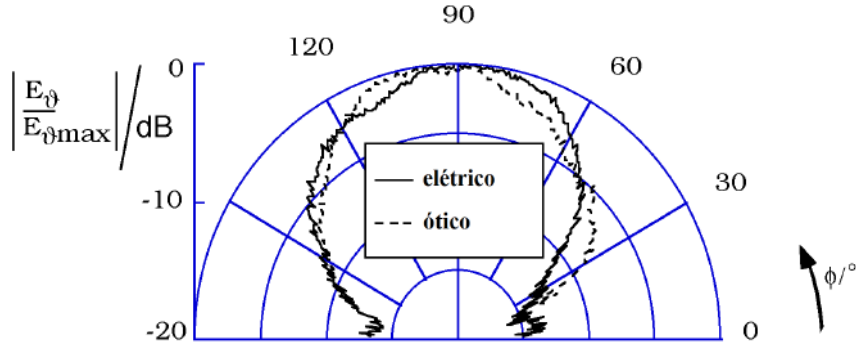


Figura 1.12: Padrão de irradiação da antena com um elemento. Fonte: [7].

A limitação de banda e a abertura do lóbulo principal do padrão de irradiação ocorrem porque a antena simplificada do artigo permite uma corrente parasita entre os elementos. Não foram realizadas medições com o conjunto de elementos para essa antena simplificada.

Ainda em 1999, Chakam e Freude apresentam, em sua segunda publicação [8], um modelo mais avançado de sua PAA, com uma estrutura de PBG. A antena apresentada é alimentada por um Circuito Integrado Optoeletrônico (*Optoelectronic Integrated Circuit*) (OEIC) [19] como PR.

A Tabela 1.6 compila os parâmetros que foram apresentados naquele trabalho. É informado no artigo [8] que o diâmetro dos furos PBG é: $0,2 \times \lambda = 0,3 \times \lambda_{ef} = 3 \text{ mm}$. Da mesma forma, a distância centro-a-centro entre furos PBG é: $\lambda/3 = \lambda_{ef}/2 = 5 \text{ mm}$.

Tabela 1.6: Parâmetros da antena completa apresentados no artigo [8].

Parâmetros apresentados no artigo	Valor	Unidade
Dimensões da PCB	104×81	mm
Quantidade de elementos irradiantes	3	—
Largura da linha de alimentação na corneta/transição	15	μm
Largura da linha de alimentação próxima ao dipolo	100	μm
Largura da linha de alimentação no <i>Bias-T</i>	150	μm
Dimensões dos <i>slots</i> dos dipolos	5×1	mm
Separação centro a centro entre dipolos	17	mm
Diâmetro do PBG	3	mm
Distância centro a centro entre elementos PBG	5	mm

A antena completa do artigo [8] também foi fabricada em substrato RT/duroid[®] 5880, com dimensões de $104 \text{ mm} \times 81 \text{ mm}$ e espessura de $1,57 \text{ mm}$. A Figura 1.13 ilustra a antena com estrutura PBG.

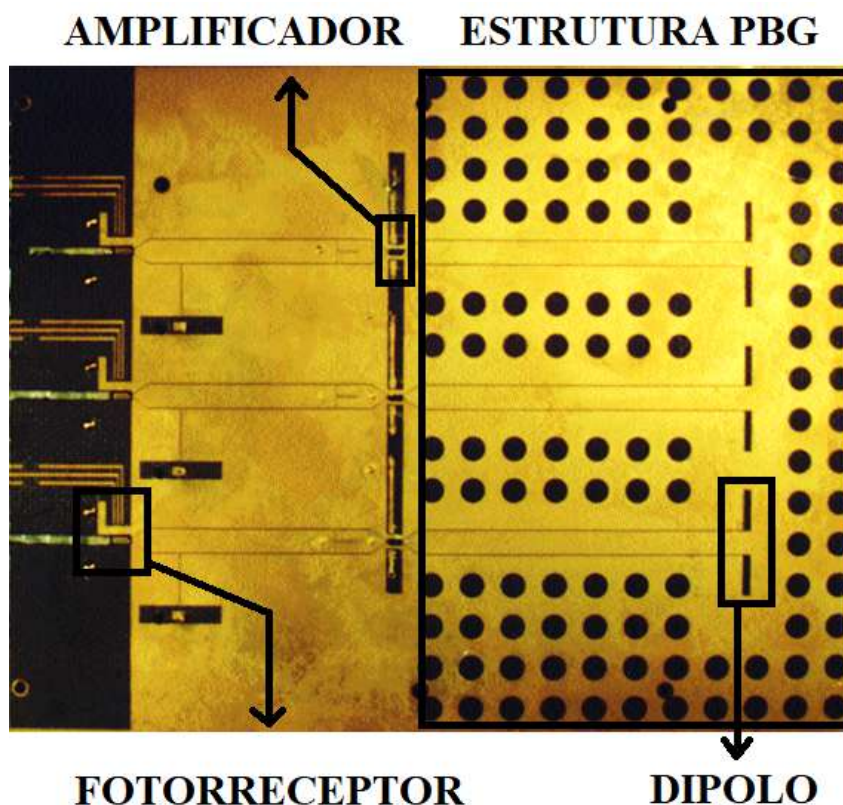


Figura 1.13: Estrutura de antena completa. Fonte: [8].

Além dos parâmetros da Tabela 1.6, a partir de uma análise visual em uma foto da antena fabricada, obtida na publicação, é possível inferir os parâmetros da Tabela 1.7. Os parâmetros das Tabelas 1.2, 1.3 e 1.4 mantêm-se os mesmos neste trabalho.

O esquema de polarização do PR é análogo ao do artigo anterior [7]. É utilizado um capacitor interdigital de bloqueio para impedir o acoplamento do sinal de saída RF com o sinal de *bias*. Para tal, um *bias-T* é inserido entre os fotorreceptores e as linhas de transmissão (guias de onda) das antenas dipolo. Consiste em uma linha de $150\ \mu\text{m}$ de largura, na qual o capacitor interdigital de bloqueio é inserido. Um amplificador é inserido na entrada de cada linha de transmissão das antenas dipolo.

Os guias de onda e os *slots* irradiantes são cercados por aberturas circulares periódicas nas camadas de metal superior e inferior, cada uma com diâmetro de $0,2 \times \lambda = 0,3 \times \lambda_{ef} = 3\ \text{mm}$. Essa estrutura de aberturas circulares periódicas é chamada de PBG.

O período espacial da estrutura PBG é igual ao comprimento $\lambda/3 = \lambda_{ef}/2 = 5\ \text{mm}$ das ranhuras irradiantes. Qualquer irradiação das aberturas PBG é cancelada por interferência destrutiva. A estrutura elimina, assim, as correntes parasitas entre os elementos da antena.

Tabela 1.7: Parâmetros da antena completa inferidos pela foto do artigo [8].

Parâmetros inferidos pela foto do artigo	Valor	Unidade
Largura das linhas de transmissão	3	mm
Largura da linha de transmissão na entrada do sinal	1	mm
Comprimento das linhas de transmissão	31 + 42	mm
Comprimento da corneta/transição	2	mm
Distância borda a borda entre linhas de transmissão	14	mm
Distância centro a centro entre linhas de transmissão	17	mm
Distância entre borda da linha de transmissão e borda da PCB	22	mm
Distância entre centro da linha de transmissão e borda da PCB	23,5	mm
Distância entre borda do dipolo e borda da PCB	13,5	mm
Distância entre centro do dipolo e borda da PCB	14	mm
Quantidade de elementos PBG entre linhas de transmissão	2 × 7	–
Quantidade de PBG entre linha de transmissão e borda	4 × 7	–
Distância centro-borda entre PBG e linha de transmissão	3,5	mm
Distância centro a centro entre PBG e linha de transmissão	5	mm
Distância entre centro do elemento PBG e borda	3,5	mm
Distância centro-borda entre elemento PBG e dipolo	6	mm
Distância centro a centro entre elemento PBG e dipolo	6,5	mm
Separação entre elementos do dipolo	3	mm

A Figura 1.14 apresenta o coeficiente de reflexão de entrada da antena com um elemento da Figura 1.13. Podemos, assim, comparar o coeficiente de reflexão da antena com e sem a estrutura PBG.

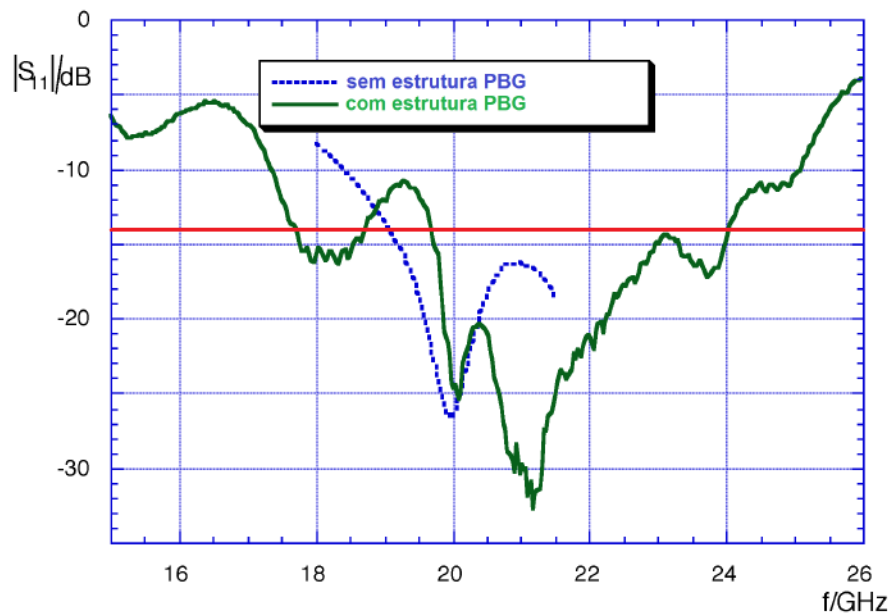


Figura 1.14: Módulo do coeficiente de reflexão de entrada da antena com um elemento com estrutura PBG. Fonte: [8].

Com a estrutura PBG, a largura de banda da antena triplicou. A antena simplificada, sem a estrutura PBG, possui largura de banda de 1,5 GHz. Com a estrutura PBG, a largura de banda é de 4,4 GHz.

Na Figura 1.14, é feito uma marcação de um limiar de -14 dB para facilitar a visualização da largura de banda. O limiar de -14 dB foi definido pelos autores em sua publicação [8].

A largura de banda da antena com estrutura PBG varia entre 19,6 e 24 GHz.

É importante observar que a curva de comparação que utilizaram não é a mesma que fornece o valor de 1,5 GHz no caso comparativo. Utilizaram a curva que foi obtida com a antena sem o capacitor de bloqueio, quando deveriam ter utilizado a curva da antena com o capacitor de bloqueio.

A Figura 1.15 apresenta o padrão de irradiação da antena com um elemento projetada com a estrutura de PBG da Figura 1.13 no plano H (plano yz).

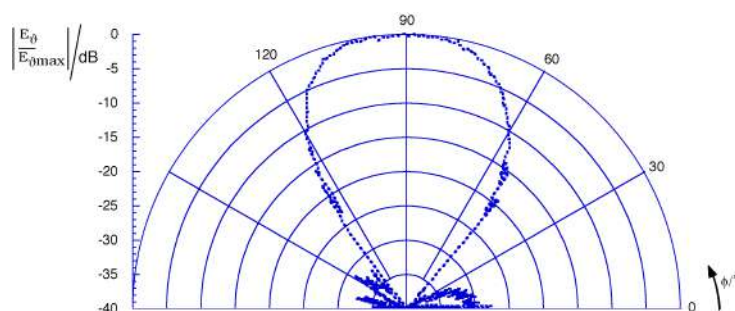


Figura 1.15: Padrão de irradiação da antena com um elemento com estrutura de PBG. Fonte: [8].

É possível observar que o ângulo de 3 dB obtido é de 40° , que é mais diretivo que o que foi obtido pela antena sem a estrutura PBG e que pode ser visto na Figura 1.12. A Figura 1.16 apresenta o padrão de irradiação do conjunto de antenas da estrutura com PBG da Figura 1.13.

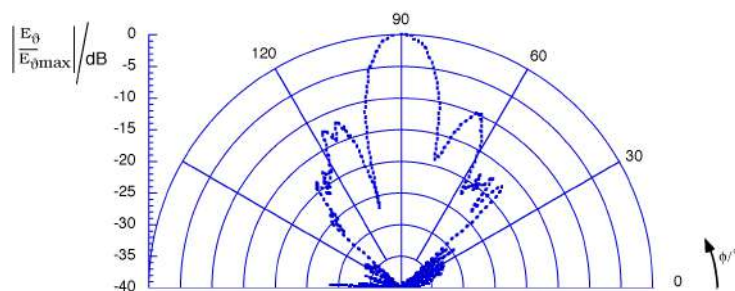


Figura 1.16: Padrão de irradiação da antena de conjunto coplanar em fase. Fonte: [8].

O ângulo de 3 dB obtido, neste caso, é de 16° , que é 40 % do ângulo de 3 dB da antena com um elemento.

O lóbulo principal obtido é satisfatoriamente diretivo. Os lóbulos laterais, entretanto, estão acima dos valores usuais de 12 a 15 dB. Os autores não atualizaram o *layout* por restrições de disponibilidade de poder computacional.

Desde então, alguns trabalhos vêm fazendo uso de tecnologias de Retardo de Tempo Real (*True Time Delay*) (TTD) para provocar diferença de fase entre os sinais que alimentam os elementos irradiantes adjacentes de uma PAA.

Em 2019, o trabalho de Shi et al. [20] utiliza tecnologia de Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda (*Dense Wavelength Division Multiplexing*) (DWDM) como uma proposta de implementação de um Retardo de Tempo Real Fotônico (*Photonic True Time Delay*) (PTTD).

A Figura 1.17 [20] mostra o diagrama esquemático de uma PAA com N elementos de antena.

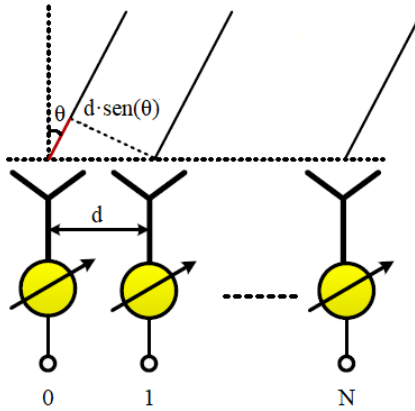


Figura 1.17: Diagrama esquemático de uma PAA [20].

O sinal de microondas de cada elemento de dipolo é alimentado por meio de uma unidade de fase, que adiciona uma fase característica ϕ_n . O campo distante do feixe da antena em um ângulo θ é dado pela Equação (1.11) [20] [21] [22].

$$E(\theta, \omega_m) = \sum_{n=0}^N a_n \exp(j\omega_m t) \exp[j(\phi_n + n\omega_m d \text{ sen } \theta/c)], \quad (1.11)$$

onde a_n é a magnitude do sinal da antena com um elemento, ω_m é a frequência angular do sinal e d é a distância entre elementos de antena adjacentes.

Quando o padrão de cada elemento da antena é isotrópico, o feixe da antena é proporcional ao fator de conjunto da antena. Se o feixe estiver apontado para, aproximadamente, o ângulo θ_0 , a diferença de fase é definida pela Equação (1.12) [20] [21] [22].

$$\phi_n = -nkd \operatorname{sen} \theta_0, \quad (1.12)$$

onde $k = 2\pi f/c$ é o número de onda do sinal de microondas, f é a frequência do sinal e c é a velocidade da luz no vácuo.

A Equação (1.12) pode ser reescrita da seguinte forma [20]:

$$\phi_n = -2\pi fnd \operatorname{sen} \theta_0/c. \quad (1.13)$$

O deslocamento angular do feixe da antena, isto é, a diferença de ângulo de feixe da antena provocada pela diferença entre as fases dos sinais de alimentação, é descrito pela Equação (1.14) [20].

$$\Delta\theta_0 = -\tan \theta_0(\Delta\omega_m/\omega_m). \quad (1.14)$$

A Figura 1.18 apresenta um esquemático do sistema proposto com PTTD e a Figura 1.19 apresenta os resultados obtidos por aquele trabalho [20] com $N = 4$, $d = 0,00125$ m, $f = 12$ GHz e, da esquerda para a direita, $\theta = 13,1^\circ$, $\theta = 29,9^\circ$, $\theta = -33,2^\circ$ e $\theta = -17,9^\circ$.

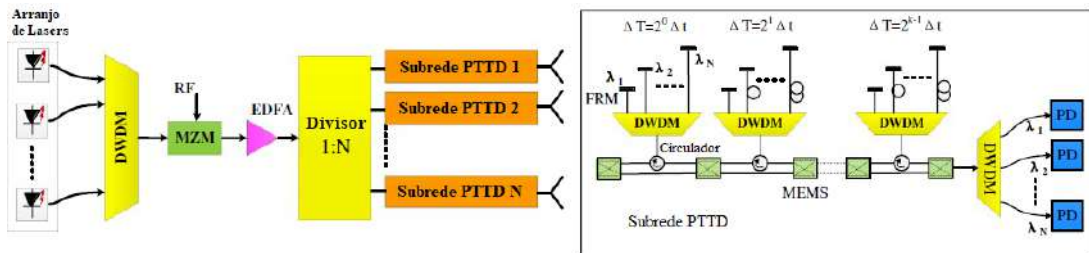


Figura 1.18: Esquemático do sistema com PTTD. Fonte: [20].

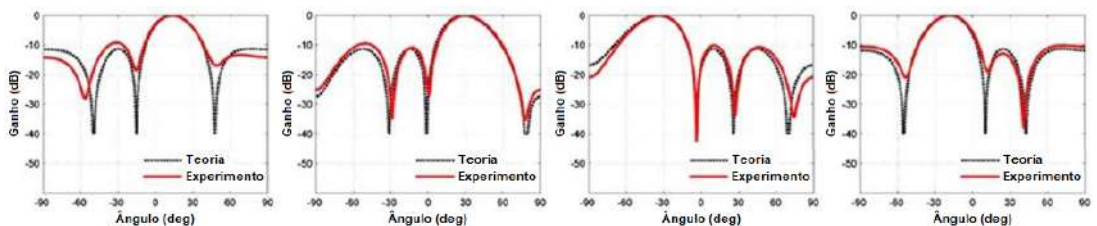


Figura 1.19: Resultados obtidos com o sistema com PTTD. Fonte: [20].

Além disso, aquele trabalho [20] também faz o uso de Fibras de Rede de Bragg (*Fiber Bragg Gratings*) (FBGs) e Fibras de Rede de Bragg com Gorjeio (*Chirped Fiber Bragg Gratings*) (CFBGs) para o propósito. As Figuras 1.20 e 1.21 apresentam os esquemáticos propostos para o uso de FBGs e CFBGs para provocar TTD.

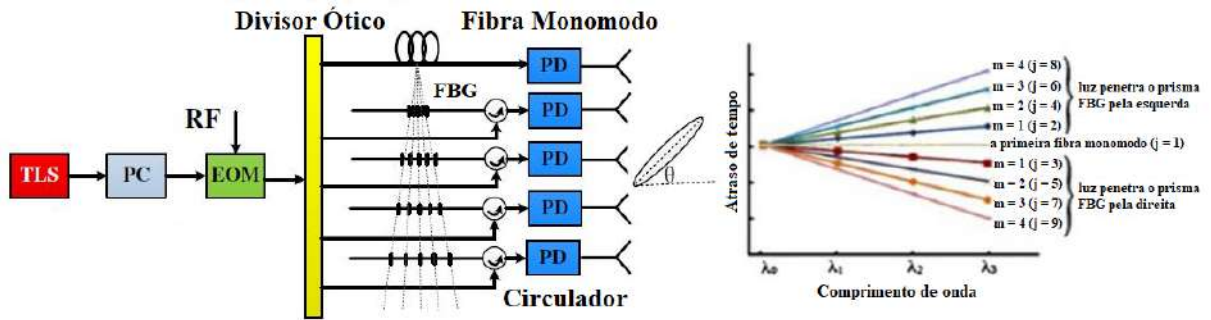


Figura 1.20: Esquemático do sistema com FBG. Fonte: [20].

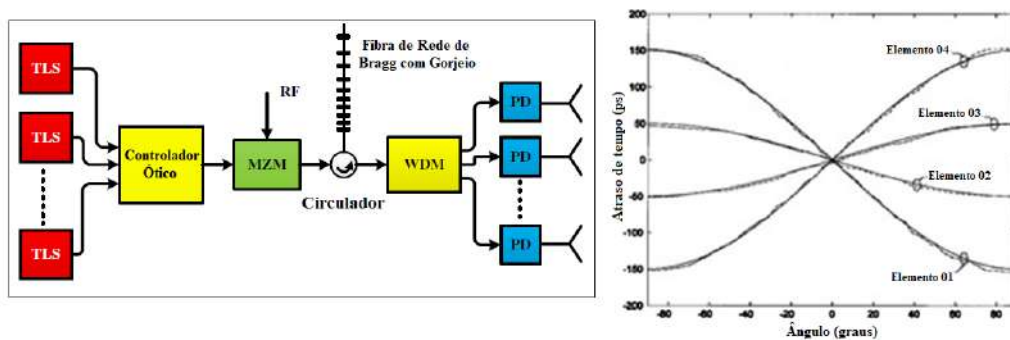


Figura 1.21: Esquemático do sistema com CFBG. Fonte: [20].

Por fim, é proposto um modelo que utiliza Fibra de Compensação de Dispersão (*Dispersion-Compensating Fiber*) (DCF). A Figura 1.22 apresenta um esquemático do sistema proposto com DCF.

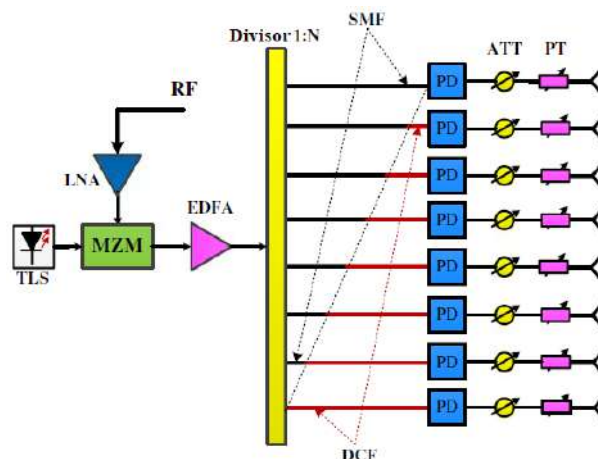


Figura 1.22: Esquemático do sistema com DCF. Fonte: [20].

No trabalho [20], foram realizados dois *setups*: o primeiro para avaliar a qualidade da detecção de alvos e o segundo para demonstrar a resolução de alcance.

Setup para detecção com um alvo:

- Comprimento de onda de 1545 nm;
- Varredura de frequências de 8 a 12 GHz;
- Alvos a distâncias de: 1,25, 1,65, 2,95 e 3,95 m;
- Teste de calibração para referenciar zero *delay*: 268,412 m;
- O intervalo calculado de ida e volta (duas vezes a distância) dos alvos foi de 2,485, 3,277, 5,881 e 7,891 m;
- Erro de menos de 1,5 cm.

A Figura 1.23 apresenta os resultados obtidos com as medições do primeiro *setup*.

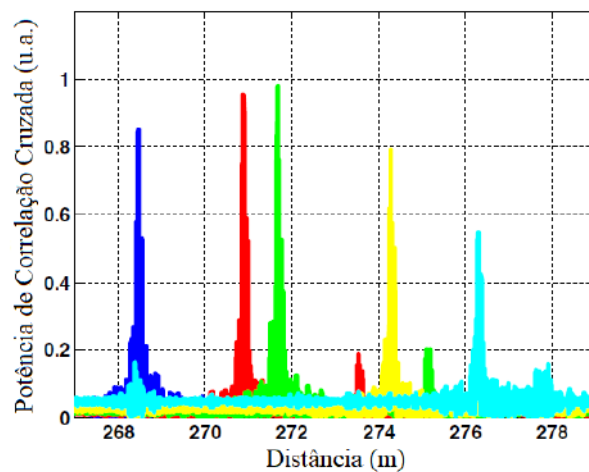


Figura 1.23: Resultados da detecção com um alvo. Fonte: [20].

Setup para detecção com dois alvos:

- Placas duplas são colocadas lado a lado, separadas por uma distância, mas mantendo o mesmo alcance;
- As distâncias de separação entre as placas duplas são de 1,9, 3,2, 4,5 e 6,0 cm;
- Alvos duplos a distâncias de: 0,38, 5,0 e 7,6 cm;
- Resolução de alcance teórica de $\approx 3,75$ cm;

- Resolução de alcance prática de $\approx 3,8$ cm.

A Figura 1.23 apresenta os resultados obtidos com as medições do segundo *setup*.

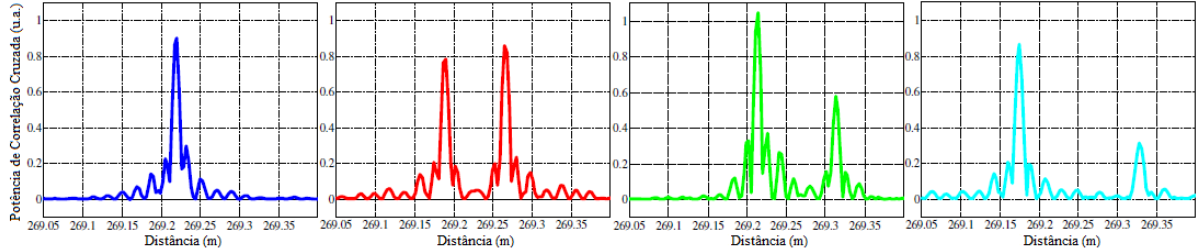


Figura 1.24: Resultados da detecção com dois alvos. Fonte: [20].

Em 2021, Cheng et al. [23] propõe uma rede de formação de feixes ótica integrada para uso em radar de PAA bidimensional. A Figura 1.25 apresenta um esquemático do sistema com topologia de rede Retardo de Tempo Real Ótico (*Optical True Time Delay*) (OTTD) bidimensional integrada.

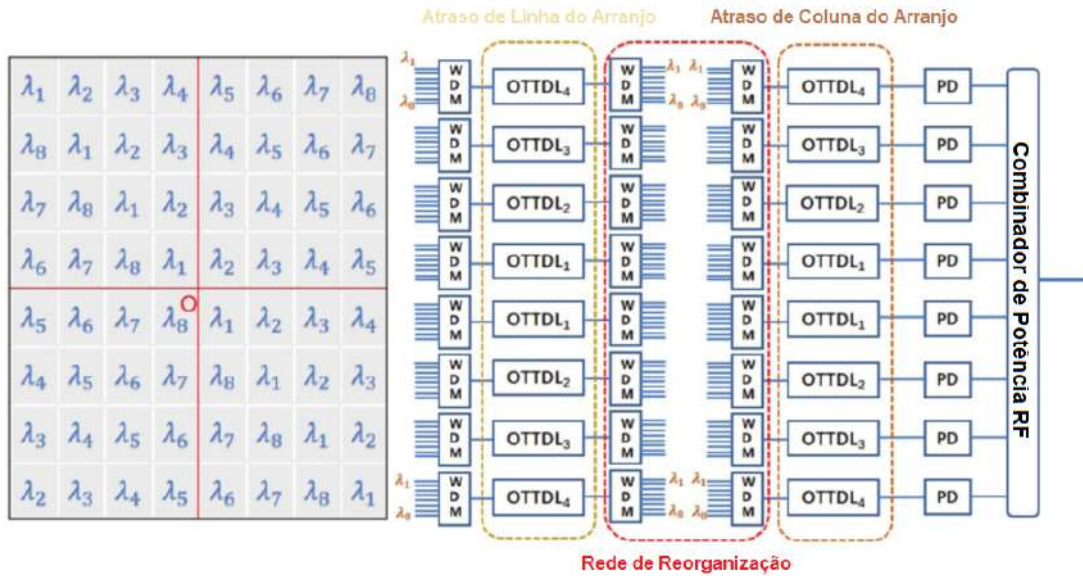


Figura 1.25: Esquemático do sistema com topologia de rede OTTD bidimensional integrada para radar PAA. Fonte: [23].

Os sinais provenientes da matriz são, primeiramente, processados por linha. Cada linha é multiplexada e os 64 sinais originais são combinados em oito sinais multiplexados Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda (*Wavelength Division Multiplexing*) (WDM). Cada sinal, nesta etapa, é a combinação de todos os sinais da linha correspondente. Os sinais multiplexados passam por blocos de OTTD e o processamento de atraso de tempo por linha é realizado.

No bloco da rede de reorganização, os oito sinais multiplexados e processados pelos blocos OTTD são separados, novamente, em 64 sinais. Em seguida, os 64 sinais passam por mais uma etapa de multiplexação, sendo agora em arranjo de coluna. Os arranjos de coluna são novamente processados por blocos OTTD.

Os oito sinais multiplexados WDM e processados pelos blocos OTTD, em linha e em coluna, são convertidos eletricamente pelos fotodetectores e combinados.

Ao final dessas etapas, os sinais terão sofrido os atrasos de tempo desejáveis para o funcionamento do sistema.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

Neste capítulo, os fundamentos teóricos importantes para o desenvolvimento deste trabalho são apresentados.

2.1 Parâmetros das Antenas

Algumas das principais características que definem as antenas são aqui enumeradas.

2.1.1 Diagrama de Irradiação

É uma função matemática ou um gráfico que representa as propriedades de irradiação da antena em função de um sistema de coordenadas [24]. É a representação, geralmente, em coordenadas polares, da intensidade de campo irradiada ou recebida por uma antena para todas as direções do espaço [25].

Cada antena tem o seu próprio modo de irradiar [24]. Para o exemplo de uma antena isotrópica, que irradia igualmente para todas as direções do espaço, o gráfico espacial para a intensidade do campo será uma esfera. Os cortes horizontais e verticais da esfera geram os diagramas de irradiação horizontal e vertical [25].

Pelos diagramas de irradiação, são identificados os lóbulos principais e secundários. O lóbulo principal concentra o maior volume de energia e, por isso, deve ser direcionado para o local de recepção. Os lóbulos secundários ficam voltados para outras direções e, na maioria das vezes, são considerados desperdício de energia [24].

2.1.2 Ângulo de Abertura ou Largura de Feixe

É o ângulo formado pelos dois pontos onde o campo máximo cai de 0,707 do seu valor, ou seja, 3 dB [25]. Pode-se, também, medir o ângulo de abertura de 5 dB.

2.1.3 Eficiência

É a relação entre a potência realmente irradiada por uma antena e a potência a ela entregue pelos transmissores [25].

2.1.4 Diretividade

É a relação entre o campo irradiado pela antena em uma determinada direção e o campo que seria irradiado por uma antena isotrópica que recebesse a mesma potência [25].

2.1.5 Ganho

É o resultado do produto da eficiência pela diretividade [25].

2.1.6 Relação Frente-Costas

É a relação entre a potência irradiada em uma direção predominante e aquela irradiada no mesmo eixo, mas em direção oposta [25].

2.1.7 Resistência de Irradiação

A resistência de irradiação estabelece o casamento de impedâncias da antena com a linha de transmissão, bem como determina a potência irradiada pela antena, conforme o definido pela equação (2.1) a seguir:

$$P_{RAD} = R_A \frac{I_P^2}{2}, \quad (2.1)$$

onde I_P é a corrente de pico ao longo da antena [25].

2.1.8 Largura de Faixa

É a faixa de frequências na qual a antena pode operar satisfatoriamente, sem alterar as suas características mais importantes [25]. Neste trabalho, considera-se satisfatório que a perda de retorno seja inferior a -10 dB.

2.2 Regiões dos Campos de uma Antena

Divide-se em três campos as regiões em torno de uma antena transmissora, os quais recebem as seguintes denominações [24]:

- Campo próximo reativo;
- Campo próximo à irradiação (região de Fresnel);
- Campo distante (região de Fraunhofer).

As três regiões são delimitadas por dois círculos concêntricos, de raios R_1 , do campo próximo reativo, e R_2 , que separa as regiões de Fresnel e Fraunhofer, onde geralmente se localiza a antena receptora do enlace [24]. A Figura 2.1 ilustra os raios que delimitam as regiões dos campos de uma antena.

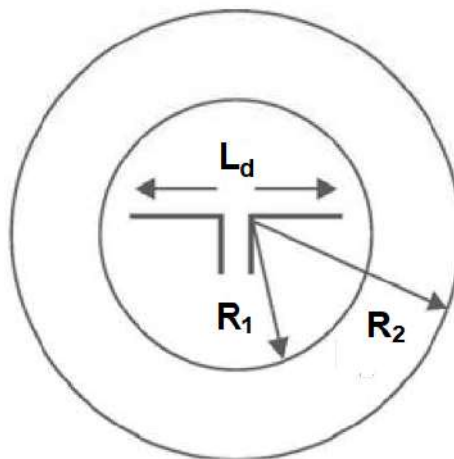


Figura 2.1: Regiões dos campos de uma antena. Fonte: [24].

Se a antena tem sua maior dimensão da ordem do comprimento de onda, a região de Fresnel pode não existir. Para uma antena apontada para o infinito, a região do campo próximo reativo é, algumas vezes, tratada como região de Fresnel [24].

2.3 Linha de Transmissão

Uma linha de transmissão é um sistema de guiamento de onda eletromagnética utilizado para transmissão ponto-a-ponto eficiente de sinais elétricos (informações) e energia. Em outras palavras, uma linha de transmissão é um sistema distribuído que suporta a propagação de ondas eletromagnéticas para a transmissão de sinais. Uma linha de transmissão geralmente consiste em dois ou mais condutores embutidos em um sistema de meio dielétrico [26].

Exemplos práticos de linhas de transmissão incluem cabos coaxiais, linhas coplanares, linhas balanceadas e linhas de fio único. Dentre os exemplos de linhas coplanares, este trabalho faz uso de *microstrips* e guias de onda coplanares SIW.

As linhas de transmissão têm sido empregadas em vários tipos de sistemas elétricos, cobrindo uma ampla gama de frequências e aplicações. Exemplos de aplicações comuns em linhas de transmissão incluem cabos de TV, linhas de alimentação de antena, cabos telefônicos, cabos de rede de computadores, PCBs e linhas de energia [26].

Em altas frequências, as linhas de transmissão são superiores a uma comunicação ponto-a-ponto simples por apresentarem as seguintes três características [27]:

- Menor distorção do sinal;
- Menor interferência eletromagnética;
- Menor diafonia.

Em circuitos de alta frequência, as linhas de transmissão se comportam como guias de onda, sujeitas a fenômenos de reflexão, impedância característica e propagação de sinais. Johnson e Graham [27] explicam como o tempo de trânsito do sinal se torna relevante, levando a problemas como reflexões e efeitos de terminação.

O uso de linhas de transmissão auxilia no dimensionamento de trilhas e na disposição de componentes em PCBs, evitando acoplamentos indesejados em frequências elevadas. O conhecimento dessa teoria permite o funcionamento confiável de sistemas eletrônicos em ambientes de alta velocidade.

Em muitas aplicações práticas, uma ou ambas as extremidades de uma linha de transmissão são combinadas para evitar reflexões múltiplas, que podem levar à distorção do sinal [26].

2.3.1 Guia de Onda Integrado em Substrato

As linhas de transmissão SIW oferecem uma alternativa inovadora aos guias de onda tradicionais, em particular, os RWGs.

Essas linhas permitem a propagação de ondas eletromagnéticas de alta frequência dentro de uma estrutura coplanar, o que é vantajoso para aplicações onde a miniaturização é essencial. Essa abordagem oferece benefícios significativos em termos de economia de espaço, integração de componentes e facilidade de fabricação.

A linha de transmissão SIW tem aplicações abrangentes em sistemas de comunicações sem fio, radar, sensoriamento remoto e, também, em tecnologias de satélite. A capacidade de integrar guias de onda diretamente em substratos abre novas perspectivas para o desenvolvimento de dispositivos compactos e eficientes em microondas.

Neste trabalho, adota-se o método de aproximação desenvolvido por Yan et al. [15]. Usando um método numérico para resolver o sistema de equações (1.1) a (1.5), é possível obter a largura da linha de transmissão. Para manter uma adequada condição de correspondência de fase com o sinal inserido, o comprimento da linha de transmissão L_{SIW} é ajustado adequadamente de acordo com o comprimento de onda operacional.

2.4 Linha de Alimentação

As linhas de alimentação desempenham um papel importante na transferência de energia elétrica, de maneira eficiente, para circuitos ativos e passivos. São componentes essenciais em dispositivos como amplificadores de RF, sistemas de comunicação sem fio, radares e muito mais. Desempenham um papel fundamental na minimização da perda de sinal e na manutenção da integridade do sinal em frequências elevadas.

Para que seja possível a conectorização de uma estrutura de guia de onda coplanar, utiliza-se o projeto de linha de alimentação de $50\ \Omega$ [28] [29], na qual é possível soldar um conector Subminiatura Versão A (*Subminiature Version A*) (SMA) e realizar a interligação da estrutura com uma fonte ou outras estruturas.

2.4.1 *Microstrip*

Os circuitos de *microstrip* consistem em uma linha de transmissão planar, onde uma faixa condutora é separada de um plano de terra por um substrato dielétrico. Essa configuração

permite o transporte de sinais de alta frequência, com a largura e a espessura da fita condutora, a espessura do material dielétrico e a permissividade dielétrica ϵ_r , determinando as características do circuito. São comumente utilizados em projeto de circuitos de RF e microondas.

A teoria das *microstrips* permite o desenvolvimento de antenas, conhecidas como antenas de *microstrip*. São amplamente utilizadas em dispositivos de comunicação e sistemas de radar de alta frequência.

Sabendo disso, é necessário ter cuidado com o seu uso em sistemas irradiantes (principalmente, quando não há interesse em que a linha *microstrip* funcione como uma antena), pois *microstrips* influenciam a impedância, atenuação, dispersão e características de propagação de ondas eletromagnéticas no sistema.

Neste trabalho, a linha *microstrip* tem a função de permitir a conectorização da PCB e, portanto, é considerada como uma linha de alimentação. Para tal propósito, a linha *microstrip* é geralmente posicionada na parte traseira da PCB. Deste modo, evita-se a inserção de ruído provocado pela irradiação propagada pela *microstrip*.

2.5 Transformador de Impedância

Um transformador de impedância pode ser inserido na alimentação da antena para conectá-la suavemente à linha de transmissão e reduzir a perda de retorno.

Uma proposta de transição entre a linha *microstrip* de $50\ \Omega$ e a estrutura de guia de onda consiste no uso de um *taper* trapezoidal *microstrip* no mesmo substrato dielétrico [29].

A Figura 2.2 ilustra a linha *microstrip* e o transformador de impedância trapezoidal conectados a uma seção de uma linha de transmissão SIW.

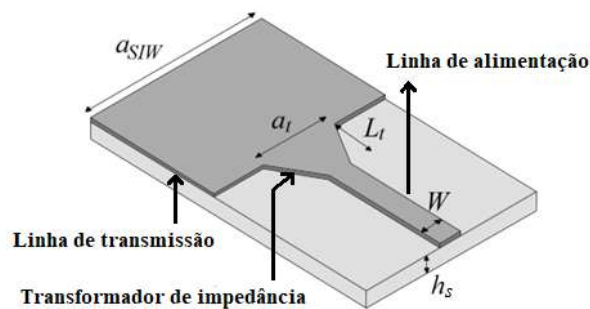


Figura 2.2: Transformador de impedância e linha *microstrip*. Fonte: [29].

2.6 Antena Dipolo

Antenas feitas com fios são familiares porque são vistas em praticamente todos os lugares. Há vários formatos de antenas de fio, como, por exemplo, antenas feitas com o fio reto, antenas de loop e antenas de hélice [30]. As antenas feitas com fio reto são o que chamamos de dipolos. Uma antena dipolo, entretanto, pode ser construída de outras maneiras, como, por exemplo, utilizando bastões metálicos ou um circuito impresso cuja trilha metálica apresente características físicas análogas às de uma antena dipolo tradicional.

Uma antena dipolo tradicional é basicamente constituída por duas hastes condutoras (fios rígidos ou bastões metálicos) alimentadas pelo centro do que vem a ser a antena [25]. As duas hastes condutoras metálicas são chamadas de elementos do dipolo. Quando uma corrente elétrica é aplicada a esses elementos, é gerado um campo eletromagnético que irradia ondas de RF.

Os dipolos podem ser classificados em dipolo curto, dipolo de meia onda, dipolo de onda completa, dipolo de uma onda e meia e dipolo dobrado.

O dipolo curto é aquele cujo comprimento é aproximadamente dez vezes menor que o comprimento de onda do sinal a ser transmitido. A largura de feixe desse tipo de antena é de 90° e sua Relação Frente-Costas (RFC) é de $1:1$. Seu ganho é de $1,5$ ou $1,76$ dB_i. Sua resistência de irradiação, R_A , cujos valores típicos são na faixa de até $8\ \Omega$, pode ser obtida pela equação (2.2) a seguir:

$$R_A = 80 \left[\frac{\pi L_d}{\lambda} \right]^2, \quad (2.2)$$

em que L_d é o comprimento do dipolo e λ é o seu comprimento de onda [25].

O dipolo de meia onda é aquele cujo comprimento é a metade do comprimento de onda do sinal. A largura de feixe é de 78° e a RFC é de $1:1$. O ganho é de $1,64$ ou $2,15$ dB_i. A resistência de irradiação é de $73\ \Omega$ [25].

O dipolo de onda completa tem o comprimento físico igual ao de onda e seu diagrama de irradiação é praticamente o mesmo do dipolo de meia onda, mas com uma largura de feixe ligeiramente menor. O seu ganho pode chegar a $3,8$ dB_i. A sua resistência de irradiação é de aproximadamente $200\ \Omega$ [25].

O dipolo de uma onda e meia possui o comprimento igual a uma vez e meia o comprimento de onda do sinal irradiado. Sua aplicação prática não é muito vasta, uma vez

que seus lóbulos secundários são muito pronunciados [25].

O dipolo dobrado é um dipolo de meia onda que apresenta praticamente todas as mesmas características, exceto a resistência de irradiação, que passa a ser descrita pela equação (2.3) a seguir:

$$R_A = 73(1 + N)^2, \quad (2.3)$$

onde N é o número de dobras introduzidas no dipolo, não passando, na prática, de duas [25].

Geralmente (mas não necessariamente), a antena dipolo tem o seu comprimento igual à metade do comprimento de onda da frequência de operação desejada. Como, neste trabalho, existe uma exigência de que a antena dipolo esteja acoplada a uma linha de transmissão SIW, as limitações físicas não permitem o uso de um dipolo de meia onda. As equações (1.1) a (1.5), quando buscam aproximar um guia de onda retangular com frequência de operação de 10 GHz e o uso do substrato FR-4, que possui um valor de permissividade relativa alto, apresentam resultados considerados altos para a abertura a_{SIW} . Para combinar com um dipolo de meia onda, os elementos do dipolo precisariam ser menores que a abertura entre eles, o que faria os dois elementos se comportarem como elementos irradiantes distintos. Assim sendo, é escolhido que as antenas dipolo deste trabalho possuam o comprimento de uma onda completa.

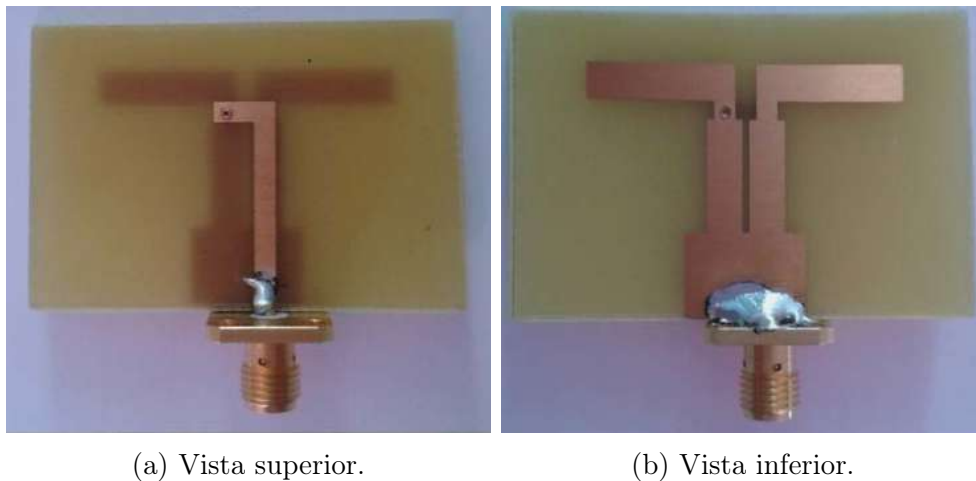
2.6.1 Antena Dipolo de Circuito Impresso

Uma antena dipolo de circuito impresso é uma variação do dipolo tradicional, projetada para ser integrada em PCBs. São amplamente utilizadas em aplicações de comunicação sem fio, devido ao seu baixo perfil e facilidade de integração.

Os dipolos de circuito impresso são fabricados diretamente na superfície de um PCB, o que envolve desenhar as trilhas condutoras em um padrão que simule os dois elementos.

Uma das maneiras de projetar os elementos do dipolo na PCB consiste em projetar duas trilhas, em direções opostas, com as dimensões exatas para a irradiação. As figuras 2.3 e 2.4 ilustram antenas dipolo de circuito impresso fabricadas com este processo.

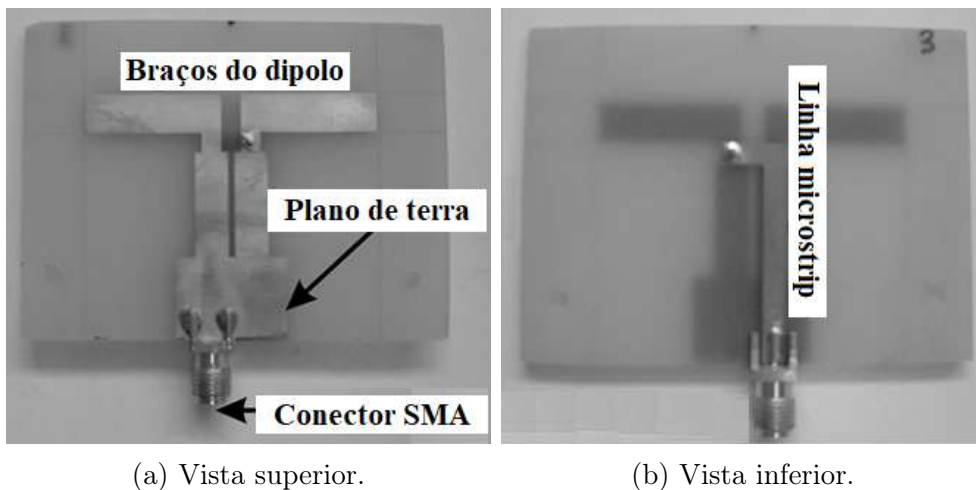
A Tabela 2.1 apresenta algumas recomendações e restrições a serem observadas ao se projetar as dimensões dos elementos do dipolo, em que λ é o comprimento de onda na frequência de operação.



(a) Vista superior.

(b) Vista inferior.

Figura 2.3: Fotografia de uma antena dipolo de circuito impresso fabricada. Fonte: [31].



(a) Vista superior.

(b) Vista inferior.

Figura 2.4: Protótipo de antena dipolo de circuito impresso: camada superior (esquerda); camada inferior (direita). Fonte: [32].

Tabela 2.1: Recomendações e restrições de projeto [33] [34].

<i>Parâmetro</i>	<i>Recomendação</i>	<i>Restrição</i>
Largura do Dipolo w_d	$0,05\lambda \leq w_d \leq 0,1\lambda$	$0,05 \leq w_d/h_s \leq 20$
Comprimento do Dipolo L_d	$L_d \geq 0,48\lambda$	$t_c/w_d \leq 0,5$
Altura do Substrato h_s	$h_s \leq 0,02\lambda$	$t_c/h_s \leq 0,5$
Espessura da Metalização t_c	$t_c \ll \lambda$	$\epsilon_r \geq 1$

Outra maneira de projetar dipolos de circuito impresso é feita desbastando a camada metálica da PCB de modo que a fenda aberta tenha as dimensões dos elementos do dipolo. Chakam e Freude [7] [8] utilizam essa técnica, como pode ser visto nas Figuras 1.8 e 1.13.

As antenas dipolo impressas daquele trabalho são todas projetadas como antenas dipolo de comprimento de onda completo, o que significa que a soma do comprimento

dos elementos do dipolo com o espaçamento entre eles é igual ao comprimento de onda guiado.

As dimensões da antena dipolo são projetadas considerando o valor escolhido para a abertura a_{SIW} e o comprimento de onda guiado na linha de transmissão SIW. Tendo-se em mente que L_d é o comprimento do dipolo, l_d é a dimensão de um elemento do dipolo e p_d é a distância entre os elementos do dipolo, as equações (2.4) e (2.5) estabelecem as relações entre esse parâmetros.

$$L_d = 2l_d + p_d \quad (2.4)$$

$$a_{SIW} \geq p_d \quad (2.5)$$

A relação entre a abertura a_{SIW} , a distância entre os elementos do dipolo, p_d , e o comprimento de onda guiado, λ_g , com a dimensão da antena dipolo é ilustrada na Figura 2.5.

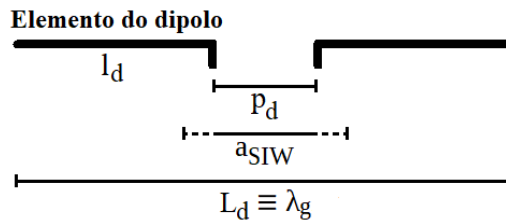


Figura 2.5: Esquema de antena dipolo de comprimento de onda completo. Fonte: Elaborado pelo autor.

2.7 Conjunto de Antenas em Fase

Conjuntos de antenas em fase consistem em múltiplos elementos irradiantes estacionários que são alimentados de forma individual e usam fase variável ou TTD em cada elemento para direcionar eletronicamente o feixe de irradiação, em vez de movê-lo fisicamente [35].

O principal motivo para usar um conjunto de antenas é produzir um feixe diretivo que possa ser reposicionado eletronicamente. Alcança-se esse objetivo ajustando as fases dos sinais enviados para cada elemento da antena. Essa capacidade de direcionar eletronicamente o feixe oferece uma rápida capacidade de rastreamento, maior flexibilidade e desempenho aprimorado em comparação com antenas convencionais.

Os conjuntos de antenas em fase são frequentemente utilizadas em sistemas de comunicação e radares [35]. São úteis pela capacidade de executar funções que as antenas convencionais não conseguem. Quando utilizados em sistemas de radar, melhoram enormemente o número de alvos que podem ser vistos e rastreados. A melhoria ocorre porque o feixe do radar pode ser apontado para uma nova direção em microssegundos e também pode ser ampliado ou estreitado em velocidades de microssegundos, proporcionando assim uma grande agilidade do feixe [21].

2.7.1 Antena de Casamento de Fase

PAA é o nome utilizado para conjuntos de antena em fase fabricados em um único módulo.

2.7.2 Antena de Casamento de Fase Coplanar

As CPAAs são PAAs fabricadas utilizando tecnologia de circuito impresso. Oferecem vantagens em termos de design compacto e integração de componentes. Essas antenas possuem elementos irradiantes dispostos na mesma superfície da placa PCB, o que simplifica a fabricação e reduz os custos. Assim como com outras PAAs, os elementos são alimentados eletronicamente com atrasos de fase controlados, permitindo o controle do feixe de irradiação. Isso é particularmente útil em aplicações de comunicações de alta frequência, como radares de matriz ativa e sistemas de comunicação por satélite.

2.7.3 Antena de Casamento de Fase Controlada Oticamente

As OCPAAs são PAAs cuja fonte de RF é substituída por um circuito optoeletrônico. As OCPAAs são desenvolvidas visando simplicidade conceitual, uma vez que evitam o uso de componentes caros e volumosos [8] [20] [36]. O uso de OCPAAs também é vantajoso pela possibilidade de controlar a fase do sinal que chega a cada elemento irradiante com o uso de fibras óticas com propriedades diferentes.

2.8 Abertura de Banda Periódica

Originalmente, os materiais de PBG foram introduzidos com o objetivo de controlar as propriedades óticas dos materiais. No último século, aprendemos a controlar as propriedades elétricas dos materiais utilizando semicondutores para ajustar as propriedades de condução de certos materiais. As PBGs oferecem o mesmo controle das propriedades

eletromagnéticas dos materiais. Utilizando a analogia entre as equações de propagação de Schroedinger e Helmholtz, em 1987, Eli Yablonovitch [37] teve a ideia de construir estruturas que manipulam a permissividade para controlar totalmente a propagação da luz. O conceito de PBG nasce assim [38].

Para reduzir a interferência eletromagnética entre linhas de transmissão próximas, uma estrutura de PBG pode ser projetada. As aberturas circulares da estrutura de PBG devem ter um diâmetro menor que a frequência ressonante da linha de transmissão SIW. Além disso, a distância entre o centro das aberturas circulares deve ser definida de forma a causar interferência destrutiva, o que impede que os sinais de uma linha de transmissão interfiram em outra.

O diâmetro das aberturas circulares e o espaçamento entre as aberturas circulares são calculados como uma função do comprimento de onda de corte do modo TE_{10} , de acordo com as Equações (2.6) a (2.8):

$$p_{PBG} < 0,2\lambda_{TE_{10}}, \quad (2.6)$$

$$d_{PBG}/p_{PBG} \geq 0,5, \quad (2.7)$$

$$\frac{d_{PBG}}{a_{SIW}} < 0,4. \quad (2.8)$$

Quando a estrutura periódica é projetada no domínio eletromagnético, também pode ser chamada de Abertura de Banda Eletromagnética (*Electromagnetic Bandgap*) (EBG).

2.9 Circuito Integrado Optoeletrônico

Entre o final da década de 1980 e o início da década de 1990, houve um número significativo de desenvolvimentos na tecnologia de integração ótica e eletrônica de lasers semicondutores e outros dispositivos relacionados em um único chip [39]. Esses chips permitem níveis mais altos de funcionalidade do que os alcançados com dispositivos individuais [39]. Por exemplo, lasers e circuitos de acionamento eletrônico foram integrados, servindo como simples transmissores monolíticos de ondas de luz [39]. Da mesma forma, detectores óticos foram integrados a circuitos amplificadores baseados em Transistores de Efeito de Campo (*Field-Effect Transistors*) (FETs) ou Transistores Bipolares de Hetero-

junção (*Heterojunction Bipolar Transistors*) (HBTs) [39]. Esses dispositivos integrados servem como *front-end* de um receptor [39]. Além de ser uma conquista tecnológica na área de fotônica, espera-se que a integração optoeletrônica seja um fator redutor do custo de um sistema [39].

O nome Circuito Integrado Fotônico (*Photonic Integrated Circuit*) (PIC) é geralmente usado quando todos os componentes integrados são dispositivos fotônicos, como, por exemplo, lasers, detectores, amplificadores, moduladores e acopladores. OEIC é usado quando os componentes são uma combinação de dispositivos fotônicos e eletrônicos. Vários artigos de revisão foram publicados sobre PIC e OEIC, como, por exemplo, os trabalhos de Kobayashi, Koch, Wada e Forrest [40] [41] [42] [43].

2.10 Fotorreceptor

Um fotorreceptor é um circuito fotodetector, geralmente composto por fotodiodos ou fototransistores para recebimento de luz modulada. Diferentemente de circuitos fotodetectores simples, os fotorreceptores possuem capacidade de amplificação do sinal recebido.

Os fotorreceptores são componentes de circuitos optoeletrônicos que têm a capacidade de absorver fótons de luz incidente. Quando um fóton atinge o semicondutor, cria-se uma corrente elétrica que pode ser medida. Quanto mais fótons de luz incidente, maior será a corrente gerada, permitindo a captura de informações sobre a intensidade da luz.

Capítulo 3

Metodologia Empregada

Este trabalho faz uso do método hipotético-dedutivo em sua metodologia científica. É testado o problema por meio de observação e experimentação.

Para Karl R. Popper [44], o método científico parte de um problema, ao qual se oferece uma espécie de solução provisória, isto é, uma teoria-tentativa, passando-se depois a criticar a solução, com vista à eliminação do erro [45].

O esquema descrito por Popper pode ser esquematizado da maneira apresentada na Figura 3.1.



Figura 3.1: Diagrama de etapas do método hipotético-dedutivo [45].

Popper defende os seguintes momentos no processo [44] [45]:

1. O surgimento de um problema observado em uma teoria existente.
2. A solução proposta consiste em proposições passíveis de teste.
3. Realização de testes de falseamento, que são tentativas de refutação, entre outros meios, pela observação e experimentação.

Se a hipótese não supera os testes, estará falseada. Uma vez refutada, exige-se nova reformulação do problema e da hipótese, que passarão novamente pelo teste de falsea-

mento. Se superar os testes rigorosos, estará corroborada [44] [45]. A figura 3.2 detalha a explicação.

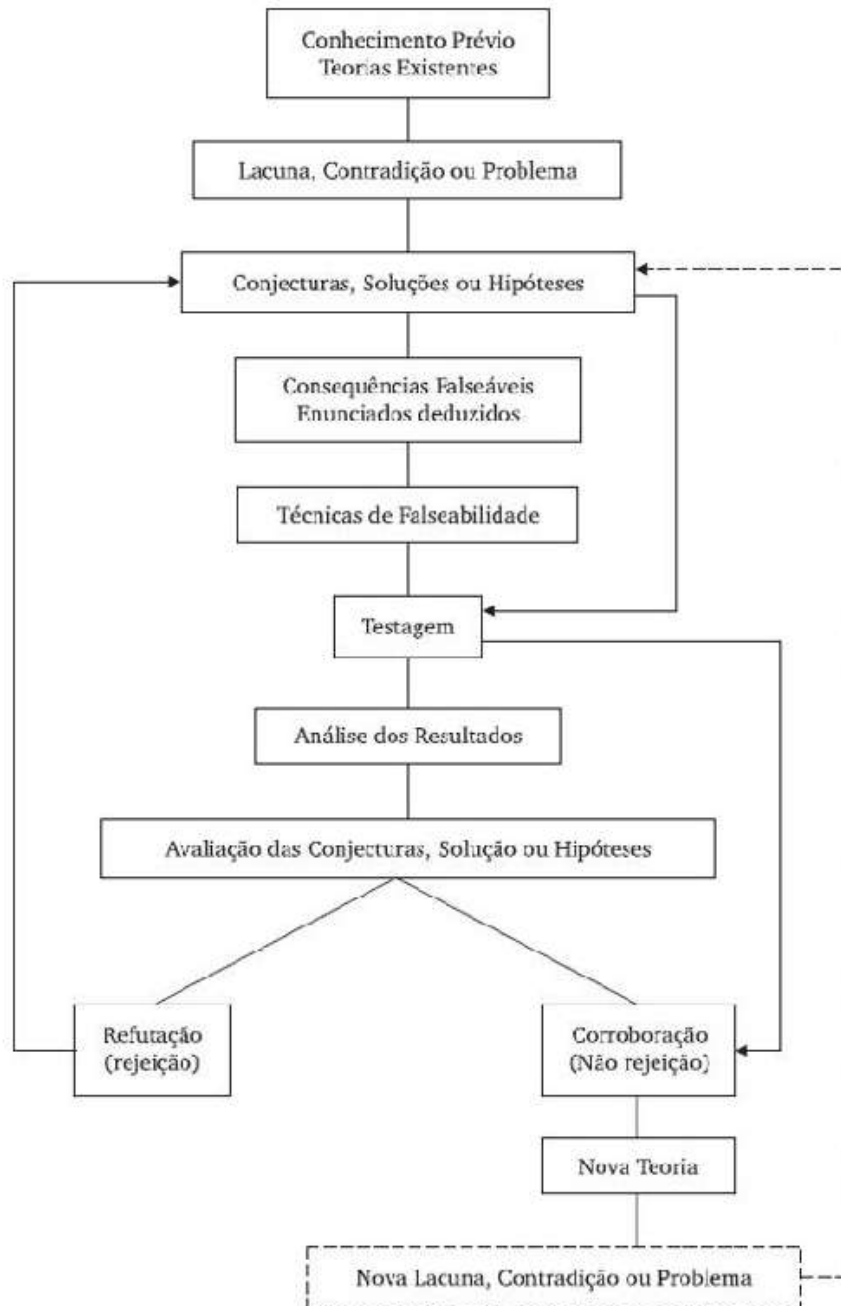


Figura 3.2: Diagrama detalhado de etapas do método hipotético-dedutivo [45].

Com o objetivo de estudo e entendimento da tecnologia, os modelos de PAAs conhecidos no estado da arte são redesenhados e submetidos a simulações eletromagnéticas. Os resultados obtidos são comparados com os resultados dos artigos pertencentes ao estado da arte. Essas PAAs são as antenas de referência.

Em seguida, novos modelos de PAA serão projetados e simulados, utilizando parâmetros de projeto que proporcionem uma fabricação de baixo custo, como, por exemplo, o uso do substrato FR-4. Estas serão comparadas com as antenas de referência. Busca-se projetar antenas novas, que atendam às hipóteses que serão apresentadas neste capítulo, cujos resultados sejam o mais próximo possível das antenas de referência.

A cada etapa do trabalho, os resultados são avaliados e os parâmetros são projetados novamente, a fim de obter os melhores resultados que forem possíveis. Através da observação dos resultados, são determinados os melhores projetos.

3.1 O Problema

O problema apresentado para este trabalho pode ser resumido por:

- Será possível projetar uma PAA utilizando um material de baixo custo?

3.2 As Hipóteses

As hipóteses apresentadas para este trabalho são:

- É possível utilizar um substrato de baixo custo e mais facilmente encontrado no mercado nacional; e
- A PAA fabricada com material de baixo custo tem um bom funcionamento inserida em sistemas optoeletrônicos.

Para que seja possível comprovar essas hipóteses, considera-se trabalhar em frequências de operação menores que as das antenas de referência em 20 GHz, visto que a faixa de frequências dos equipamentos disponíveis nos laboratórios da universidade não compreenderia a frequência de operação de 20 GHz.

3.3 A Motivação

Uma das dificuldades enfrentadas na fabricação de antenas e outros circuitos de alta frequência é o alto custo dos substratos e componentes utilizados. Além disso, as antenas de circuito impresso necessitam do uso de sistemas de alimentação em RF caros e volumosos.

Essas dificuldades levantam duas importantes motivações para este trabalho. A primeira motivação é a de buscar uma alternativa para a fabricação da PAA utilizando material de baixo custo. A segunda motivação é a de projetar uma antena que possa ser alimentada por um sistema optoeletrônico de menor custo e menos volumoso.

A comprovação das hipóteses apresentadas representa a possibilidade de avanços tecnológicos e científicos para o nosso país.

3.4 Materiais Utilizados

A proposta principal deste trabalho será modelar antenas análogas às do estado da arte, substituindo o substrato pelo FR-4 (substrato comum a base de vidro e *epoxy*), por ser de baixo custo e facilmente encontrado no mercado.

3.5 Simulações

Na etapa de simulações, serão utilizados os seguintes simuladores e aplicativos comerciais:

- Ansys High-Frequency Structure Simulator (HFSS);
- TX-LINE; e
- MATrix LABORatory (MATLAB).

3.5.1 Ansys HFSS

Será utilizado o simulador Ansys HFSS para a realização das simulações eletromagnéticas deste trabalho. Trata-se de um simulador comercial, da Ansys, para estruturas eletromagnéticas, que utiliza o método de elementos finitos para o cálculo de soluções. O simulador oferece várias tecnologias de resolução de última geração [46]. Cada solucionador no Ansys HFSS é um processador de solução automatizado para o qual o usuário determina a geometria, as propriedades do material e a faixa necessária de frequências de solução [47].

Este trabalho usa o *software* Ansys HFSS dentro das licenças de uso acadêmico e estudantil Ansys HFSS 14, Ansys Electronics Desktop Student 2021 R2, Ansys Electronics

Desktop Student 2022 R2 e Ansys Electronics Desktop Student 2023 R2. Todas as simulações eletromagnéticas realizadas no Ansys HFSS geram resultados de perda de retorno e de diagramas de irradiação de plano E e plano H.

Em todas as simulações realizadas neste trabalho, foram utilizadas as seguintes configurações de *Driven Solution*: frequência de operação de 10 GHz, máximo número de passes igual a 10 e máximo ΔS igual a 0,01. A frequência de operação de 10 GHz foi escolhida para adequar o trabalho aos equipamentos que a universidade dispõe, como será mais detalhado posteriormente. A Figura 3.3 ilustra as configurações de *Driven Solution* que são utilizadas neste trabalho.

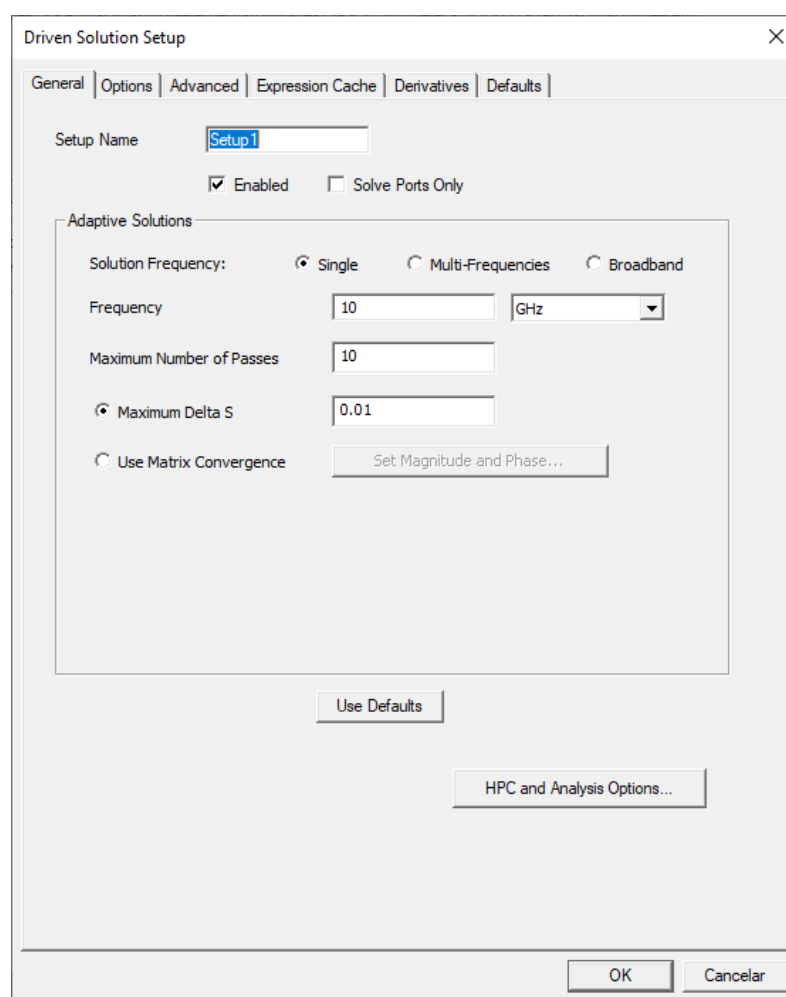


Figura 3.3: Configurações gerais de varredura de frequência no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

A avaliação dos resultados deve considerar que a antena tenha uma boa resposta na frequência proposta, ou seja, que a perda de retorno na frequência não seja elevada. Considera-se, neste trabalho, um limiar de 10 dB na perda de retorno. Valores abaixo de -10 dB são considerados como boa resposta.

Também é importante que os padrões de irradiação sejam correspondentes ao que se espera da aplicação na qual a antena será utilizada. Para uma PAA busca-se uma antena com padrão de irradiação diretivo.

A partir dos resultados de perda de retorno, é possível inferir a banda passante da antena. Tanto a largura de banda quanto o valor de perda de retorno na frequência de operação desejada precisam ser avaliados considerando-se a aplicação. Para uma PAA que seja utilizada em um sistema de comunicação, quanto maior for a banda, maior é a taxa de dados que pode ser transmitida por vez. Transmissões de áudio e vídeo requerem banda larga. Quanto maior for a qualidade desejada na aplicação, maior é o consumo de banda. Para um sistema de radar, a banda larga implica diretamente na resolução que o radar tem. Quanto maior é a resolução, maiores são as chances de serem detectados alvos pequenos em longas distâncias.

Dentro da aba de *setup* escolhida, é possível selecionar *Sweep* e abrir uma nova tela, na qual se ajustam as configurações presentes das Figuras 3.4 e 3.5. Para este trabalho, duas configurações de varredura de frequência foram definidas. A primeira configuração é ilustrada pela Figura 3.4, e uma segunda é ilustrada pela Figura 3.5. Para ambas as configurações de varredura de frequência, as definições na tela de *setup* são as mesmas.

Na primeira configuração, ilustrada pela Figura 3.4, o *software* realiza a varredura entre as frequências de 5 GHz e 20 GHz, com um tamanho de passo igual a 0,01 GHz, o que resulta em uma simulação de 1501 pontos. Essa configuração permite observar o espectro de frequências de modo mais amplo.

Apesar da possibilidade de visualização ampla, a amostragem baixa pode permitir que informações importantes sejam perdidas. Ao mesmo tempo, um aumento na taxa de amostragem não permitiria a realização de tantas simulações quanto são necessárias para este trabalho, em virtude das limitações de poder computacional e do consequente tempo que leva para a realização de cada simulação.

Na segunda configuração, ilustrada pela Figura 3.5, a varredura é realizada entre as frequências de 9,5 GHz e 10,5 GHz, com um tamanho de passo igual a 0,001 GHz. Essa configuração proporciona uma visão mais direcionada às frequências próximas de 10 GHz, com uma melhor resolução, usando-se 1001 pontos.

Realizar as simulações com essa resolução em uma faixa maior de frequências, conforme dito anteriormente, exigiria muito poder computacional. A escolha dessas duas configurações é uma decisão de melhor custo-benefício.

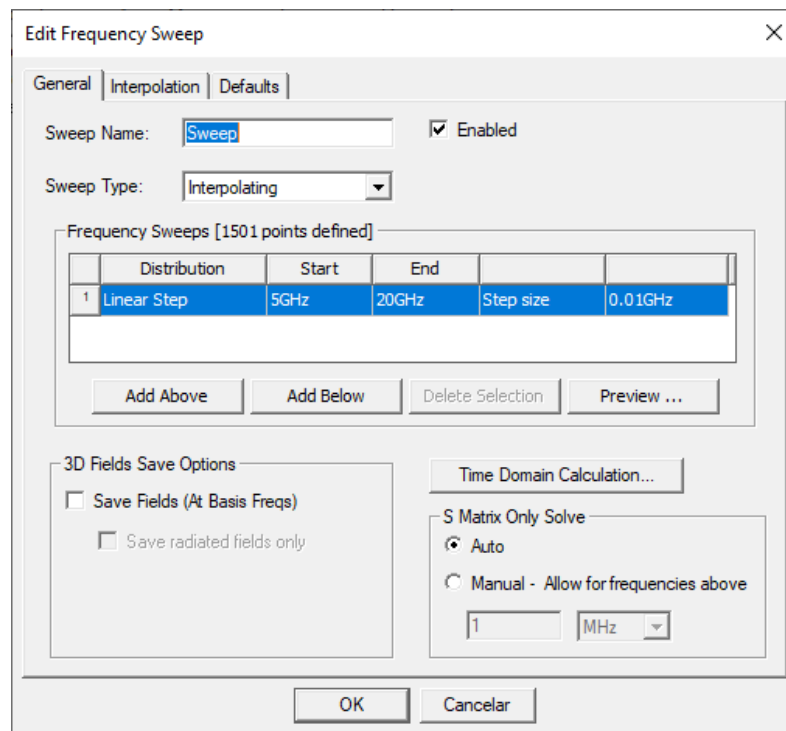


Figura 3.4: Configurações da primeira varredura de frequência no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

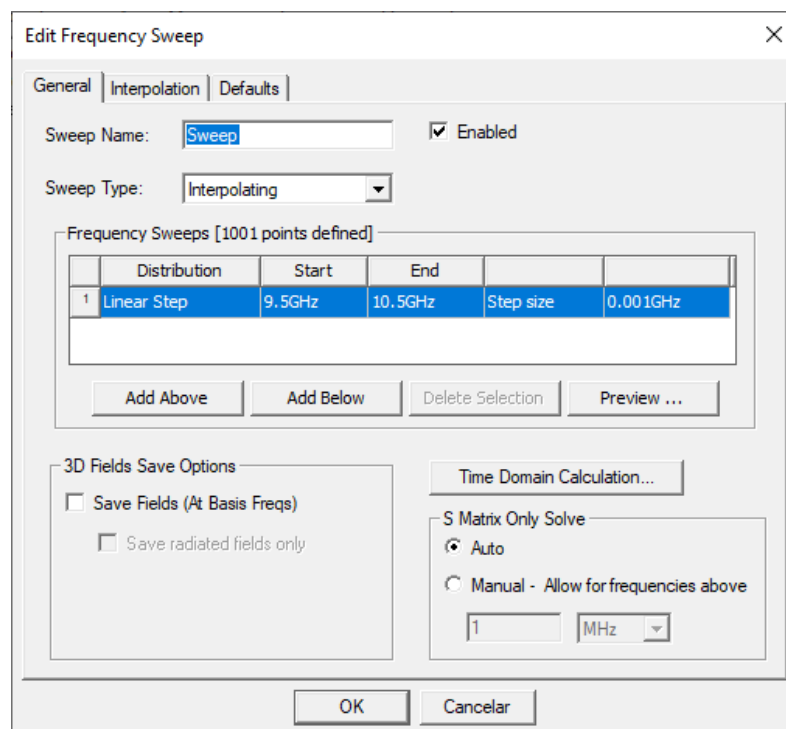


Figura 3.5: Configurações da segunda varredura de frequência no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

Em ambas as varreduras de frequência, ao selecionar a aba *Interpolation*, são definidas as configurações de interpolação da varredura, de acordo com a Figura 3.6. O número

máximo de soluções é definido como 250. A tolerância de erro é definida como 0,5%. Não há necessidade de serem alteradas as opções avançadas.

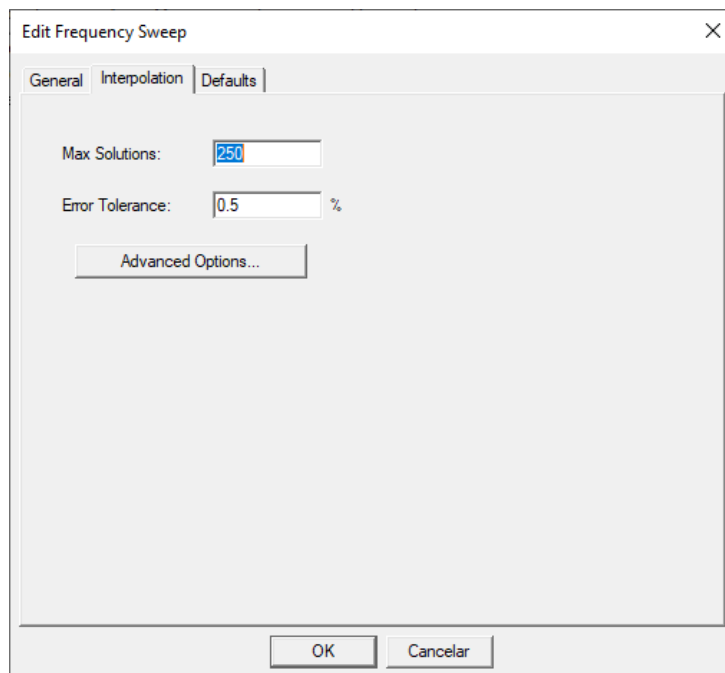


Figura 3.6: Configurações de interpolação de frequência no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

Ainda na preparação do projeto, é necessário configurar uma *wave port* para cada linha de transmissão. As *wave ports* indicam os pontos nos quais a simulação considera que o projeto está sendo alimentado. As Figuras 3.7 e 3.8 ilustram, respectivamente, o desenho de uma *wave port* em um projeto e as configurações utilizadas.

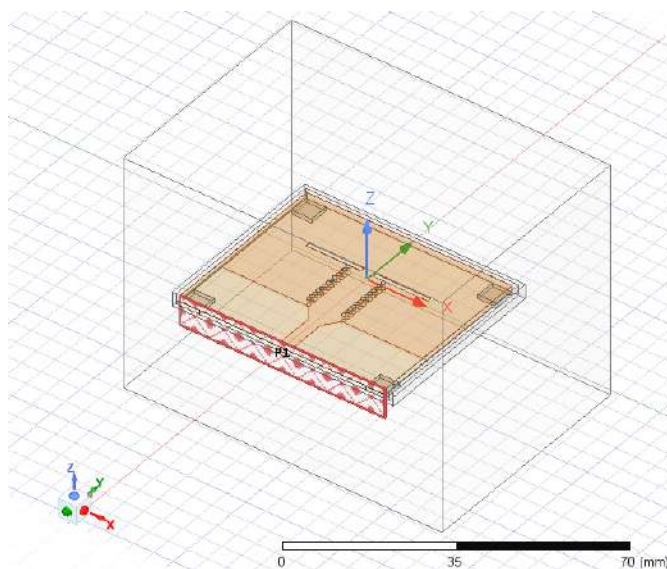


Figura 3.7: Desenho da *wave port* no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

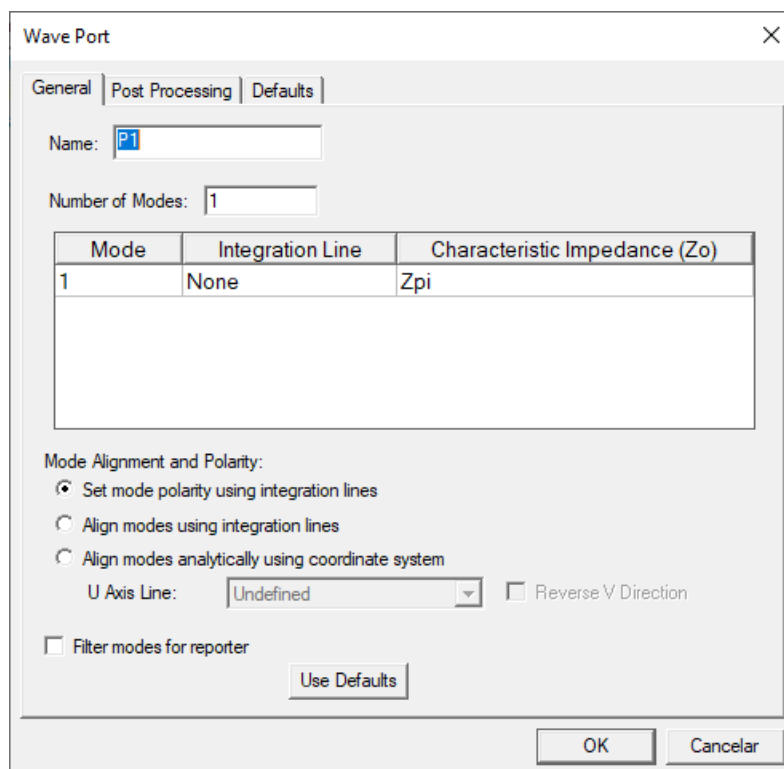


Figura 3.8: Configurações de *wave port* no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se que, como o exemplo utilizado possui somente uma linha de transmissão, somente uma *wave port* foi desenhada. O entendimento é análogo para projetos com mais linhas de transmissão.

Para a tela de configurações na Figura 3.8, os parâmetros da *wave port* são mantidos em valores pré-estabelecidos. Para múltiplas *wave ports*, a configuração, mesmo que sendo padrão, precisa ser definida individualmente.

Como este projeto não estuda separadamente o comportamento da linha de transmissão SIW, mas, sim, o padrão de irradiação proveniente da antena alimentada pelo SIW, não se deve desenhar *wave ports* ao final das linhas de transmissão. Assim sendo, não faz sentido definir linhas de integração. Além disso, é mantida a configuração de número de modos como 1 porque as linhas de transmissão são projetadas para operar somente no modo fundamental.

Por fim, é necessário se configurar uma esfera infinita para a simulação do diagrama de irradiação de campos distantes. A Figura 3.9 apresenta a tela de configuração com os dados inseridos. O ângulo ϕ varia de 0 a 180°, com tamanho de passo de 1°. O ângulo θ varia de -180° a 180°, com tamanho de passo de 1°. Isso garante uma observação de 360° em toda a esfera.

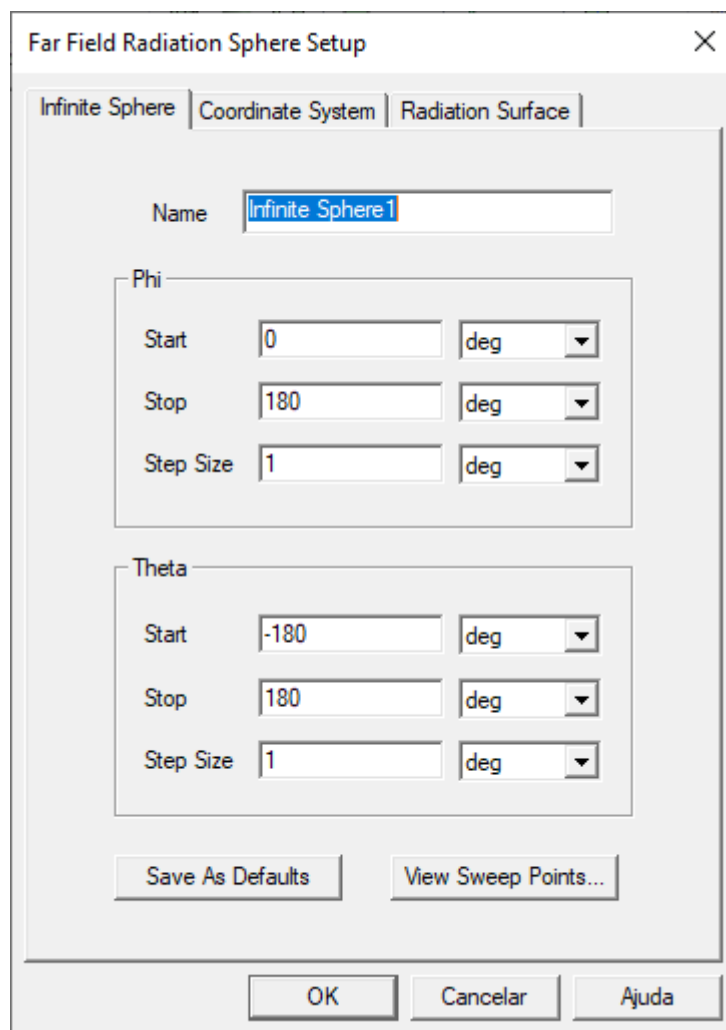


Figura 3.9: Configurações de esfera infinita para o diagrama de irradiação no aplicativo Ansys HFSS. Fonte: Elaborado pelo autor.

3.5.2 TX-LINE

Para definir a largura da *stripline* que alimentará os projetos de antena, é utilizado o software TX-LINE, da Cadence.

O *software* TX-LINE é um utilitário gratuito para linha de transmissão e interativo para a análise e síntese de estruturas de linhas de transmissão que podem ser usadas para combinar circuitos, acopladores e outros projetos de alta frequência. O usuário precisa apenas especificar as propriedades do material e as características físicas ou elétricas da linha de transmissão distribuída a ser sintetizada ou analisada [48].

Para obter a largura (representada no campo *Width*) corretamente, devem-se preencher as lacunas *Dielectric Constant*, *Loss Tangent* (ou selecionar um dielétrico pré-existente no campo *Dielectric*), *Conductivity* (ou selecionar o material correspondente,

no campo *Conductor*), *Impedance*, *Frequency*, *Electrical Length*, *Height* e *Thickness*. Ao clicar na seta que está em evidência na Figura 3.10, é possível obter o valor para a largura da linha.

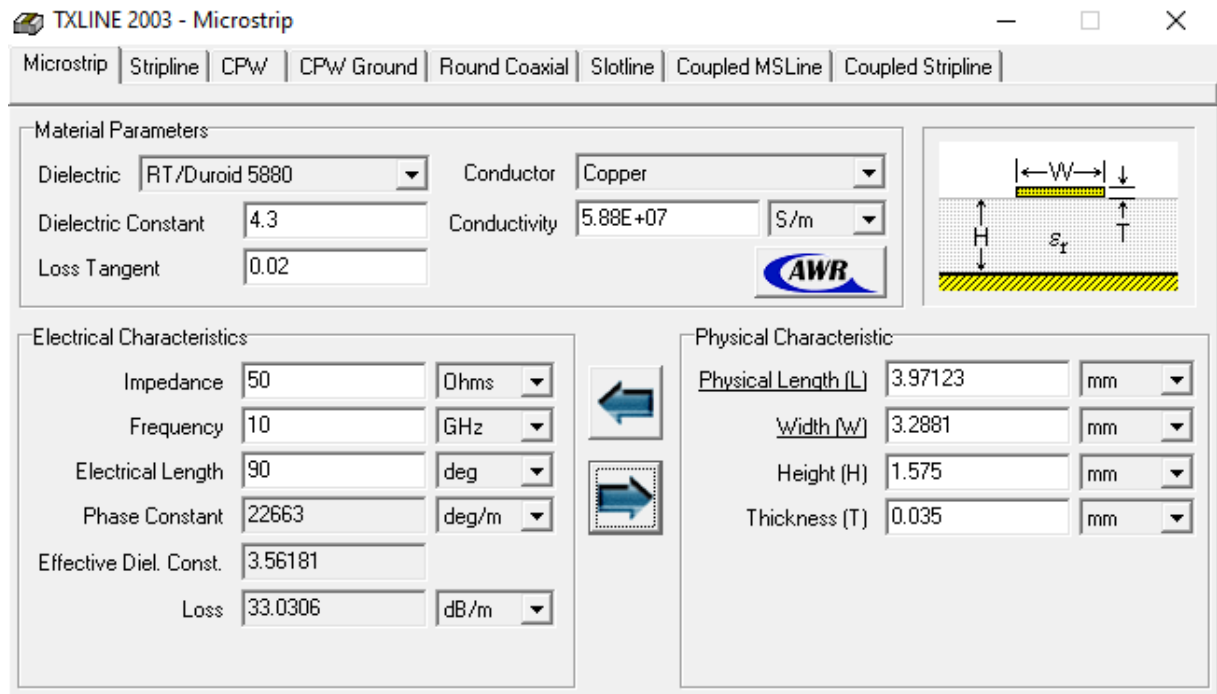


Figura 3.10: Tela do aplicativo TX-LINE. Fonte: *print screen* da aplicação no sistema operacional Windows 10.

3.5.3 MATLAB

Para a realização de cálculos matemáticos complexos que extrapolem as ferramentas de simulação é utilizada a ferramenta MATLAB.

MATLAB é uma plataforma de programação e computação numérica que combina um ambiente de *desktop* ajustado para análise iterativa e processos de *design* com uma linguagem de programação que usa matrizes e vetores diretamente [49].

Este trabalho faz uso do *software* MATLAB sob uma licença de uso acadêmico e estudantil R2022a.

Todos os códigos MATLAB criados para este trabalho são mostrados no Apêndice A.

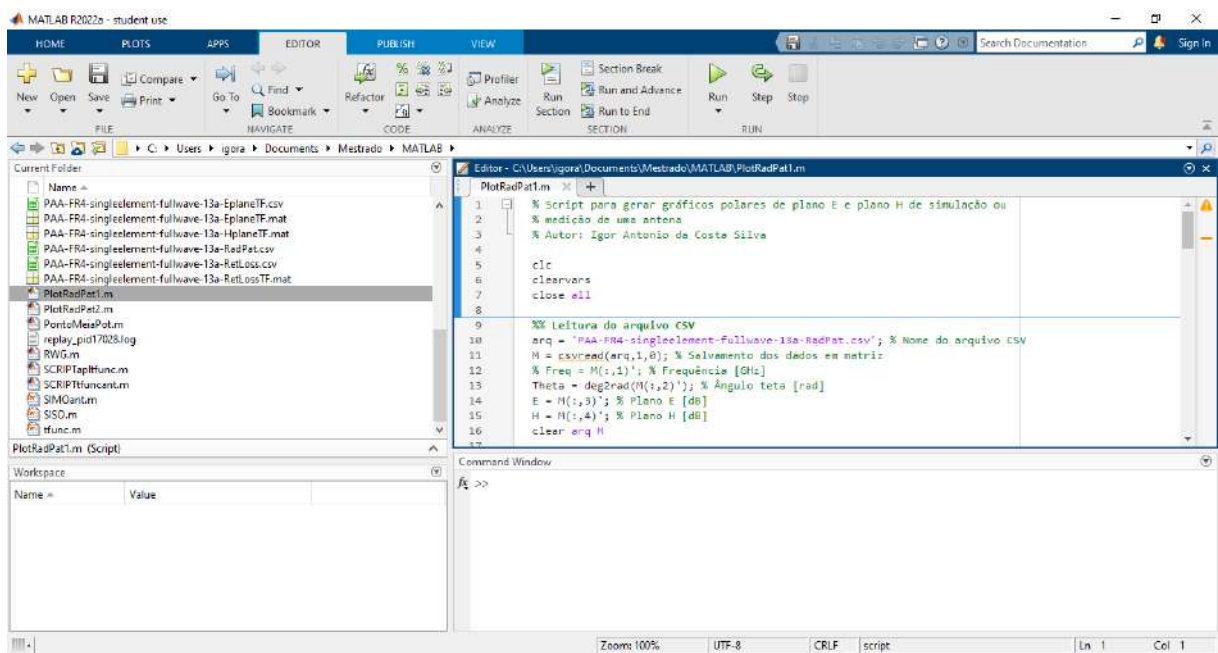


Figura 3.11: Tela do aplicativo MATLAB. Fonte: *print screen* da aplicação no sistema operacional Windows 10.

3.6 Prototipagem

Os modelos que apresentarem os melhores resultados nas simulações são escolhidos para prototipagem. Deve-se fabricar um par de antenas para cada modelo escolhido.

As antenas de referência não são fabricadas porque as publicações referenciadas [7][8] já provêm dados suficientes para comparação.

3.6.1 Método Artesanal de Fototransferência

O método artesanal de fototransferência utilizado consiste na aplicação das seguintes etapas:

- Cortar a placa no tamanho exato, lixar as laterais manualmente e limpar a camada de cobre com palha de aço.
- Imprimir os arquivos GERBER, que serão utilizados como máscara, em negativo, em material acetato.
- Colar o mandril da máquina parafusadeira no verso da placa, utilizando cola quente, e esperar alguns minutos para secar.
- Passar a tinta fotorresistiva no lado onde pretende-se realizar o processo.

- Ligar a parafusadeira e rotacionar por exatos 40 s a 3000 rpm. Caso a tinta esteja muito espessa, rotacionar por mais 20 s a velocidade superior a 3000 rpm. Esta etapa tem por objetivo espalhar a tinta de maneira uniforme.
- Colocar a placa em uma câmara fechada com aquecimento, por 20 a 25 min (dependendo do quão espessa estiver a camada de tinta).
- Colocar a máscara de acetato acima da placa PCB em câmara de luz negra. Colocar o lado liso do acetato para cima. O lado liso é demarcado com uma fita com textura semelhante a papel, para possibilitar que a impressora faça o trabalho.
- Ligar a luz negra por exatos 3 min.
- Misturar 10 g (ou uma colher de sopa) do material revelador em 0,5 l de água. Mergulhar a placa. Após, deve-se lavar e secar.
- Após revelar, lavar a placa e secar.
- Misturar 250 g de percloroeto de ferro em 0,5 l de água. Não esquecer de isolar o lado de trás da placa PCB com fita, para que o cobre não corra.
- Misturar 10 g (uma colher de sopa) do material removedor da tinta em 0,5 l de água. Mergulhar a placa. Após, deve-se lavar e secar.

3.6.2 Fabricação com Prototipadora

Outra maneira de fabricar o protótipo é com o uso de uma prototipadora, que faz o uso de brocas e fresas, para realizar, respectivamente, a furação necessária na PCB e a remoção de uma ou mais camadas em corte lateral, com precisão submilimétrica. Todo o processo realizado com a prototipadora é automatizado, o que minimiza as chances de erros e imprecisões.

Além da fabricação das trilhas da PCB, existe a necessidade de metalizar os furos realizados. Para a realização desse procedimento, a PCB é submetida a um procedimento químico de deposição do metal em um equipamento de metalização.

3.6.3 Nivelamento de Solda por Ar Quente

A técnica de Nivelamento de Solda por Ar Quente (*Hot Air Solder Leveling*) (HASL) é utilizada na fabricação industrial de PCBs. Com esta técnica, realiza-se tanto a remoção necessária das camadas de cobre quanto a deposição de metal nos furos realizados.

Primeiramente, é realizada a aplicação de uma máscara anti-solda, que deve ser curada de forma perfeita, para se evitar destacamento durante a aplicação do ar quente.

Em seguida, as placas são submetidas a um processo de desoxidação do cobre, que ocorre devido ao aquecimento presente no processo de cura da máscara anti-solda [50]. A Figura 3.12 ilustra o processo de desoxidação.



Figura 3.12: Processo de desoxidação. Fonte: [50].

Após a desoxidação, é aplicada uma fina camada de um fluxo similar aos utilizados na montagem da placa. As placas são mergulhadas verticalmente por um braço mecânico num reservatório cheio de estanho a elevadas temperaturas. Após poucos segundos submersas, as placas sobem recebendo um forte jato de ar também aquecido e perfeitamente direcionado por duas facas de ar, uma a cada lado da placa. Elas são cuidadosamente posicionadas em ângulos ajustados, para nivelarem e fazerem uma varredura do estanho ainda em estado líquido. Isto é feito sobre a superfície dos furos e também retirando completamente qualquer resíduo de estanho em seu interior [50]. A Figura 3.13 ilustra o braço mecânico utilizado no processo HASL.



Figura 3.13: Braço mecânico utilizado no processo HASL. Fonte: [50].

Após isso, a placa é resfriada e submetida a um desengraxante que remove todo o excesso de fluxo ainda remanescente, apresentando assim um aspecto brilhante e que gera uma excelente soldabilidade durante sua montagem [50]. A Figura 3.14 ilustra a saída do processo HASL.



Figura 3.14: Saída do processo HASL. Fonte: [50].

3.7 Medições

Os protótipo fabricados em substrato FR-4 são testados em ambiente de laboratório. Os resultados das medições são comparados com trabalhos do estado da arte e com as simulações realizadas anteriormente.

Na universidade, há a disponibilidade de um analisador de rede vetorial MS2034A da Anritsu. Para adequar o trabalho ao equipamento disponível, será convencionada como frequência de operação 10 GHz. A Figura 3.15 ilustra o analisador de rede vetorial MS2034A da Anritsu. No Instituto de Pesquisas da Marinha (IPqM), existe a disponibilidade de utilização de um analisador de microondas FieldFox N9951A da KeySight. A Figura 3.16 ilustra o analisador de microondas FieldFox N9951A da KeySight. O IPqM possui uma câmara anecoica, que é o ambiente ideal para a realização dessas medições.

Para medições que sejam realizadas quando não houver disponibilidade da câmara anecoica, as medições serão realizadas em ambiente livre de obstáculos próximos às antenas, visando minimizar reflexões de sinal.



Figura 3.15: Analisador de rede vetorial MS2034A da Anritsu. Fonte: [51].



Figura 3.16: Analisador de microondas FieldFox N9951A da KeySight. Fonte: [52].

3.8 Aplicações Práticas

As PAAs possuem diversas aplicações na indústria civil e militar.

PAAs podem ser utilizadas em sistemas de comunicação por radiodifusão e vêm sendo utilizadas em comunicação espacial [5]. Um exemplo é a operação MESSENGER, que enviou uma sonda espacial não-tripulada ao planeta Mercúrio e utilizou um sistema de comunicação por radiodifusão com antenas PAA, utilizando a banda X [6]. Esse exemplo nos faz concluir que essas antenas possam ser utilizadas em ambiente hostil. Podem ser aplicadas em sistemas embarcados para comunicação satelital em banda X ou banda Ku.

Ambientes confinados ou hostis que dependam de comunicação satelital, como, por exemplo, um navio, podem fazer uso de PAAs com alimentação ótica. Ao invés de utilizar uma fonte RF de grandes proporções físicas para gerar os sinais o defasamento necessário para o funcionamento da PAA, pode-se utilizar fontes óticas e, para realizar o defasamento, fibras óticas com propriedades diferentes.

É de conhecimento, também, que as PAAs são amplamente utilizadas em sistemas de radar e de detecção de alvos aéreos e na superfície [35] [53].

Outra possível utilização é em sistemas embarcados de assistência de estacionamento, uma vez que o direcionamento de feixe é uma das principais características das PAAs. Esta característica pode ser utilizada nos sistemas sensores dos veículos.

Capítulo 4

Resultados

Neste capítulo, são apresentados e interpretados os resultados obtidos com as simulações realizadas.

4.1 Simulações Eletromagnéticas

As simulações eletromagnéticas foram realizadas com o *software* Ansys HFSS e busca otimizar os parâmetros da PAA e da PCB em que será projetada.

4.1.1 Antena de Referência

Nesta etapa, tentou-se reproduzir, em ambiente de simulação, o trabalho de Chakam e Freude [7] de 1999, de modo a compreender as etapas desenvolvidas por aqueles autores e sua importância no projeto da atual antena. Embora em sua publicação [7] os autores apresentem uma antena de três elementos, só foi considerado para análise um único daqueles elementos.

Para simular os resultados no Ansys HFSS, foram considerados os dados compilados nas Tabelas 1.1 a 1.5. Aquele trabalho faz uso do substrato RT/duroid[®] 5880 e tem por objetivo operar em frequência de 20 GHz.

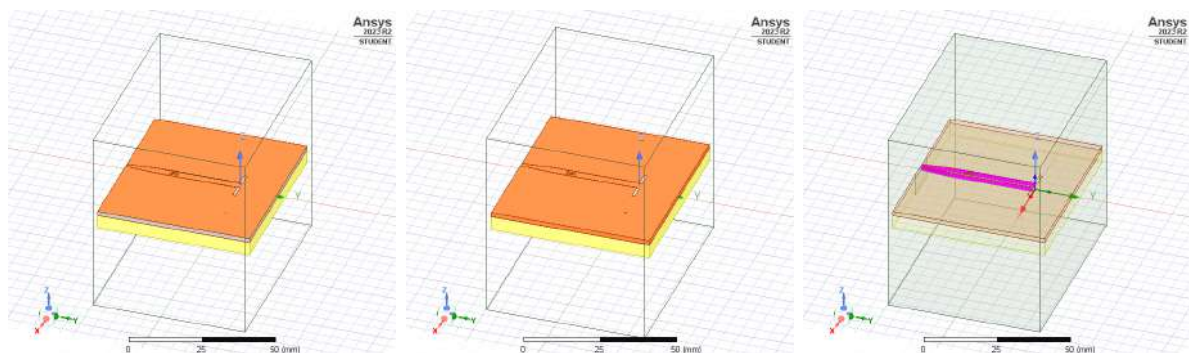
O esforço para compilar todos esses dados, no entanto, não foi suficiente para se ter conhecimento de todos os detalhes necessários. Não é descrito nem claramente apresentado como o sinal é guiado pela linha de transmissão.

Este trabalho faz, então, três tentativas de obter resultados próximos aos originais: uma em que se ignora quaisquer barreiras internas no substrato; outra, também sem

barreiras internas, mas com metalização nas bordas da PCB; e uma última em que se cria uma barreira maciça de cobre no caminho indicado na camada superior. É importante observar que a terceira tentativa não seria fácil de reproduzir em um protótipo real, sendo considerada apenas para fins teóricos.

Para que seja possível simular resultados que considerem somente um dos elementos, é desenhado um projeto com os mesmos parâmetros das Tabelas 1.1 a 1.5, mas excluindo os dois elementos das bordas, mantendo-se somente o elemento central.

As Figuras 4.1 e 4.2 apresentam, respectivamente, os projetos de simulação de um e três elementos.



(a) Modelo com um elemento (b) Modelo com um elemento (c) Modelo com um elemento sem metalização interna e sem metalização interna com com metalização interna. metalização na borda. metalização na borda.

Figura 4.1: Antena de referência com um elemento. Fonte: Elaborado pelo autor.

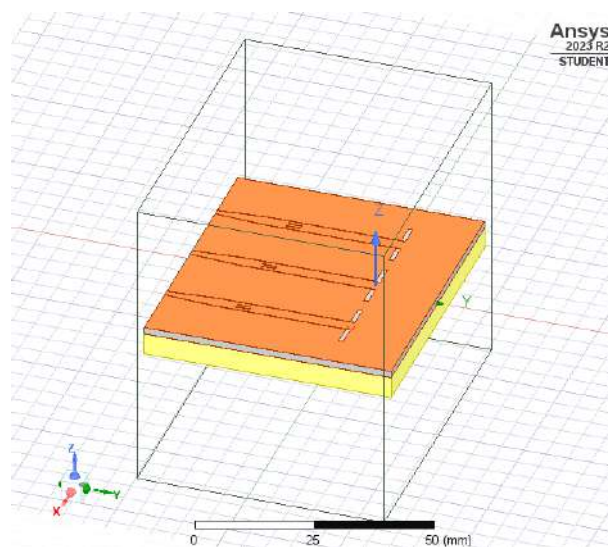


Figura 4.2: Antena de referência com três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

A simulação do projeto da Figura 4.1a é a que apresenta melhores resultados de perda de retorno. O melhor resultado de perda de retorno foi de $-64,4536$ dB em 19,2 GHz.

Em toda a faixa de frequências simulada, de 16 a 24 GHz, todos os resultados obtidos estão abaixo de 10 dB. Se considerarmos o limiar da perda de retorno para definição da largura de banda como sendo -20 dB, a banda passante obtida é 1,47 GHz, isto é, 18,79 a 20,26 GHz. Os valores são razoavelmente compatíveis com os da Figura 1.10, obtidos na publicação [7], pois apresentam um comportamento gráfico semelhante. É importante observar que aqueles resultados foram obtidos a partir de medições reais, e não por simulação eletromagnética. A Figura 4.3 apresenta os resultados de perda de retorno obtida neste trabalho.

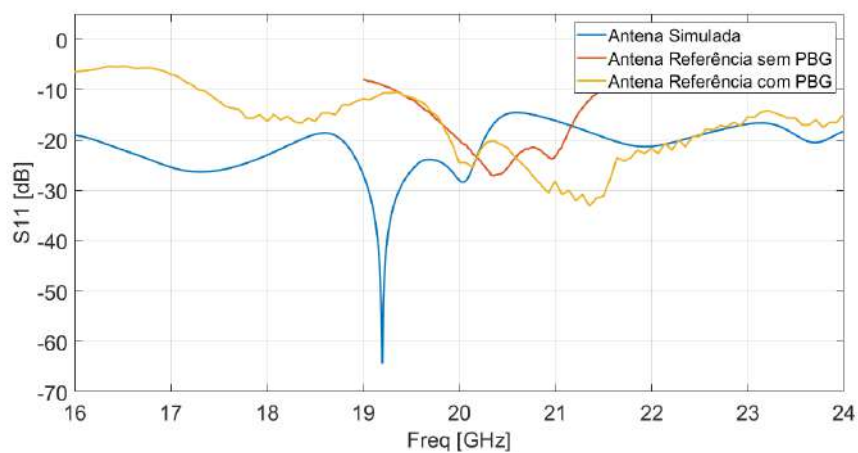


Figura 4.3: Perda de retorno no modelo sem metalização interna e sem metalização na borda. Fonte: Elaborado pelo autor.

O diagrama de irradiação gerado na simulação também se assemelha com o que foi apresentado no trabalho [7], indicando que, até o momento, a reprodução tem sido coerente com o trabalho original. A Figura 4.4 apresenta o diagrama de irradiação simulado.

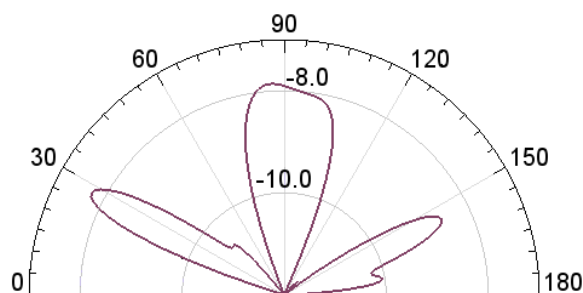


Figura 4.4: Diagrama de irradiação do modelo sem metalização interna e sem metalização na borda. Fonte: Elaborado pelo autor.

O problema é que o sinal que trafega pela linha de transmissão não possui confinamento nas paredes laterais. No caso de uma antena com mais elementos, isso provocaria interferência entre as linhas.

Como uma tentativa de estudar as possibilidades, as bordas da PCB foram cobertas por uma camada de cobre com espessura idêntica à das camadas de metalização ($35\ \mu\text{m}$). Os resultados, entretanto, não são melhores. A Figura 4.5 apresenta graficamente os resultados para a perda de retorno calculada.

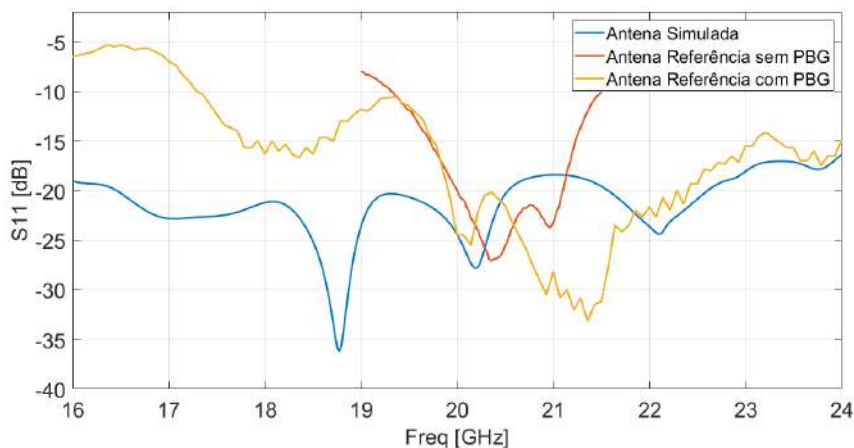


Figura 4.5: Perda de retorno do modelo sem metalização interna com metalização na borda. Fonte: Elaborado pelo autor.

O projeto da Figura 4.1c foi simulado em duas tentativas diferentes. Considerando que seja possível fabricar a antena com as paredes da linha de transmissão em material metálico maciço, existem duas possibilidades: uma em que a lacuna é preenchida com solda e outra em que a PCB passa por um processo de metalização e preenche a lacuna com cobre. Para ambos os casos, os resultados simulados foram próximos, mas com um comportamento atípico. Até a frequência de 21,28 GHz, a perda de retorno oscila entre $-26,2040\ \text{dB}$ e $-29,7587\ \text{dB}$. Após 21,31 GHz, passa a oscilar próximo de $-18\ \text{dB}$, como pode ser visto na Figura 4.6.

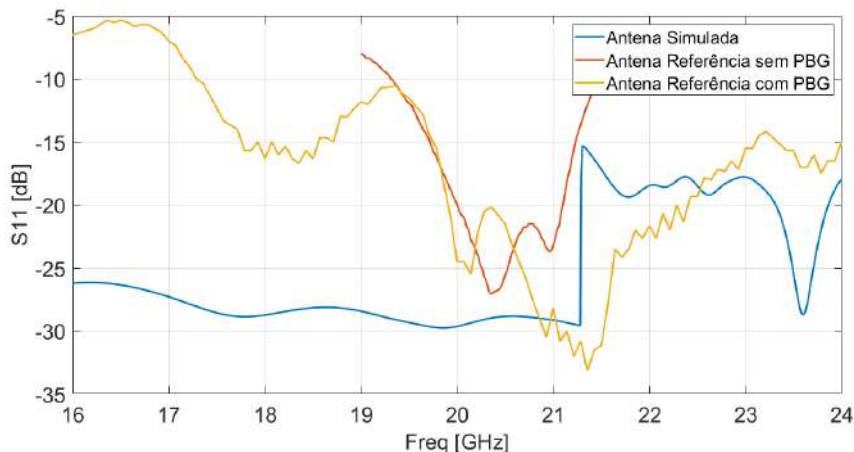


Figura 4.6: Perda de retorno do modelo com metalização interna. Fonte: Elaborado pelo autor.

Em [8], o simulador utilizado é o Ansys Ensemble 6.0. Esse fato já indica uma possibilidade de não obter-se os mesmos resultados. Além disso, a perda de retorno das Figuras 1.10 e 1.14 e os diagrama de irradiação das Figuras 1.12, 1.15 e 1.16 foram obtidos pela medição da antena por eles fabricada, e não por simulação, o que também indica que resultados idênticos podem não ser alcançados. É possível, ao menos, afirmar que, com somente um elemento alimentado, o projeto da Figura 4.1a (sem nenhum confinamento nas paredes laterais da linha de transmissão) atingiu resultados que apresentam algum padrão de semelhança.

A Figura 4.2 apresenta um projeto mais elaborado que os anteriores, com os três elementos da PAA. Nesse projeto, entretanto, não foi implementado nenhuma barreira interna ou metalização. Como as simulações mostradas nas Figuras 4.1b e 4.1c não apresentaram resultados melhores que a simulação do projeto da Figura 4.1a, não se considerou a implementação das barreiras internas.

Entende-se que, na Figura 4.1b, os resultados não são melhores que os da Figura 4.1a porque, nessa frequência de operação, o valor de perda de retorno não foi menor. Além disso, a frequência de operação está mais distante da planejada, que é 20 GHz. Na Figura 4.1c observa-se um comportamento inesperado, completamente diferente do padrão das antenas de referência.

A Figura 4.7 apresenta a perda de retorno simulada. Assim como nas Figuras 4.1a e 4.1b, o padrão gráfico é semelhante ao das antenas de referência, mas com deslocamento na frequência de operação e diferença no valor de perda de retorno.

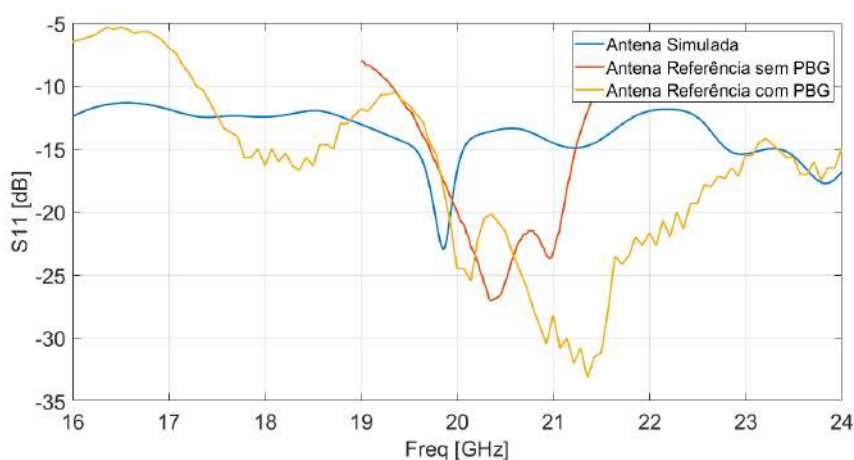


Figura 4.7: Perda de retorno do modelo com três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Simular a antena com três elementos exige o entendimento de como é realizado o confinamento do sinal em cada linha de transmissão. Como não foi possível determinar todos

os detalhes do projeto original, não foi possível determinar se, para este projeto de PAA, Chakam e Freude [7] desenvolveram alguma solução para o problema do confinamento dos sinais em cada linha.

Sem entender como foi feito o confinamento dos sinais nas linhas de transmissão, não faz sentido prosseguir com simulações deste modelo de antena. Especula-se que o motivo pelo qual Chakam e Freude [7] não apresentaram resultados para os três elementos alimentados é porque não foi possível solucionar esse problema neste projeto de PAA.

O projeto de PAA completa de um trabalho posterior [8], ainda em 1999, utiliza uma estrutura PBG para bloquear a interferência entre as linhas de transmissão, para evitar a inserção de ruído proveniente de outras fontes e para evitar que a antena irradie pelas bordas da PCB.

Considerando toda a complexidade de projetar uma estrutura PBG e que a publicação [8] não detalha todos os parâmetros, não foi possível reproduzir em simulação a antena de referência completa.

Neste momento, conclui-se as tentativas de reproduzir o modelo projetado no trabalho de Chakam e Freude [7] [8]. Nas próximas etapas, será utilizado o substrato FR-4 e a frequência de operação será 10 GHz. Como não foi possível replicar a linha de transmissão que foi utilizada naquele trabalho, decide-se pelo uso de uma linha de transmissão diferente. Será utilizada como linha de transmissão a tecnologia SIW, que já é conhecida por apresentar bons resultados com o uso do substrato FR-4 na frequência de operação escolhida [3] [4] [9] [10].

4.1.2 Linha de Transmissão SIW

Anteriormente à etapa de dimensionamento dos parâmetros da PAA, é necessário dimensionar a linha de transmissão que a alimenta. Como a linha de transmissão da antena de referência não foi reproduzida com exatidão e apresenta alguns pontos desfavoráveis já destacados, este trabalho busca outra tecnologia para a linha de transmissão. Foi escolhido um guia de onda do tipo SIW, uma vez que seu funcionamento com o substrato FR-4 já é conhecido [3] [4] [9] [10].

Nessas etapas das simulações, uma linha *microstrip* é projetada como alimentação inicial. Na Figura 3.10, todas as lacunas foram preenchidas com as informações condizentes com o desejado para os projetos deste trabalho. Desta forma, obtém-se uma largura de *microstrip* equivalente a 3,29 mm.

Essa linha *microstrip* é útil para o trabalho nesta etapa, pois o modelo pode ser simulado com uma *waveport* e o protótipo de antena fabricado pode ser alimentado diretamente por uma fonte de sinal eletromagnético com o uso de um conector soldado à *microstrip*.

Por fim, uma linha de transição é inserida entre a *microstrip* e a entrada da linha de transmissão SIW. Deste modo, o sinal é transferido suavemente para o SIW, minimizando assim a inserção de ruído proveniente de perda de retorno.

Para realizar as simulações, é necessário projetar a estrutura de linha de transmissão SIW com simetria bilateral no plano xz . Assim sendo, linhas de transição e *microstrip* são desenhadas, tanto na entrada quanto na saída. Tangenciando-se as linhas *microstrip* de entrada e saída são desenhadas duas *waveports*. Com essa configuração, é possível medir o parâmetro S da linha de transmissão SIW. A Figura 4.8 ilustra o projeto de uma linha de transmissão SIW conforme está descrito neste parágrafo.

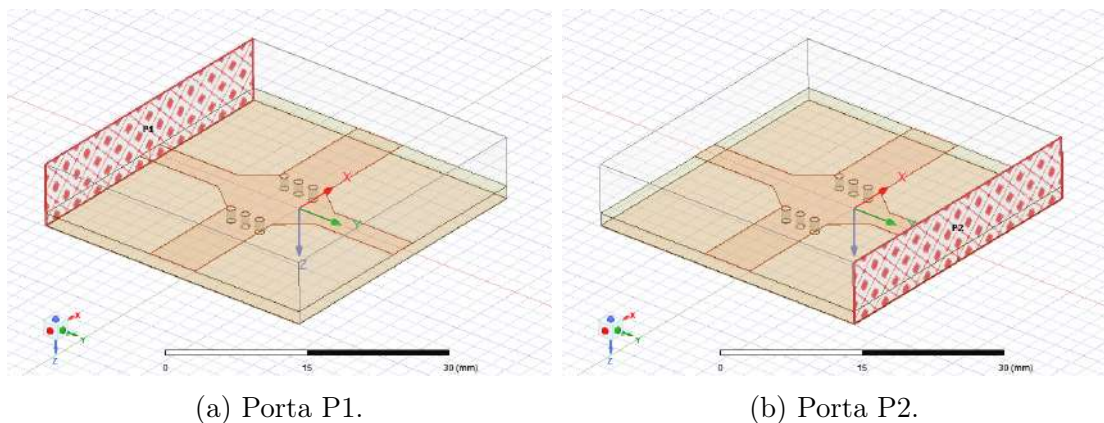


Figura 4.8: Ilustração das portas P1 e P2 nas simulações de linhas de transmissão. Fonte: Elaborado pelo autor.

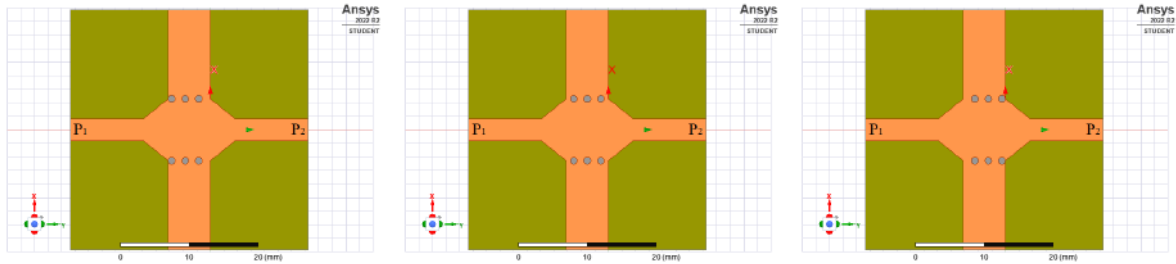
Uma das preocupações ao se desenvolver um projeto que inclua uma linha de transmissão SIW é a de manter uma estrutura periódica. Como no projeto de PAA, a linha de transmissão é inserida entre uma linha de transição e um dipolo, ao se buscar soluções para as equações (1.1) a (1.5) e (2.6) a (2.8), não necessariamente teremos uma linha de transmissão com o comprimento desejado. Busca-se então soluções que formem uma linha de transmissão menor que o tamanho desejável. Supõe-se que, quanto mais próximo o comprimento obtido na solução das equações for do desejável, melhor será o resultado obtido. Trabalhar com a distância entre a estrutura de transição e o primeiro elemento PBG, bem como a distância entre o último elemento PBG e os *slots* do dipolo, é um desafio, pois ainda não existem trabalhos no estado-da-arte que tenham desenvolvido métodos nem equações matemáticas para o problema.

Os parâmetros da linha de transmissão SIW são obtidos a partir de um script desenvolvido para MATLAB CalculoL.m (que é visto no Apêndice A). Esse script tem por finalidade apresentar soluções possíveis para as equações (1.1) a (1.5) e (2.6) a (2.8). A partir dos valores de entrada de frequência de operação, f_o (que, para este trabalho, é 10 GHz), e a abertura da linha de transmissão, a_{SIW} , desejada, o script retorna valores de quantidade de vias PBG, q_{PBG} , o diâmetro das vias, d_{PBG} e a distância centro a centro entre vias, p_{PBG} . Além disso, o script informa a abertura a_{RWG} correspondente e a frequência de corte, f_c .

Em uma primeira etapa, busca-se verificar o quão sensível a estrutura PBG é na entrada e na saída do guia de onda. O guia de onda é projetado com um comprimento L ligeiramente maior que a estrutura PBG, como explicado anteriormente. Nas três simulações realizadas, os valores de q_{PBG} e d_{PBG} foram os mesmos e obedecem os sistema de equações (1.1) a (1.5) e (2.6) a (2.8) para o uso do substrato FR-4 e frequência de operação igual a 10 GHz. O valor de L também foi mantido o mesmo nas três simulações. A Tabela 4.1 apresenta os valores utilizados. A Figura 4.9 ilustra os três modelos.

Tabela 4.1: Parâmetros dos projetos com três elementos PBG.

d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)	q_{PBG}	a_{SIW} (mm)	L (mm)
1	1,999	3	9,135	6,25



(a) Modelo com a estrutura SIW começando após o término da primeira linha de transição.

(b) Modelo com a estrutura SIW centralizada.

(c) Modelo com a estrutura SIW terminando logo antes da segunda linha de transição.

Figura 4.9: Modelo, com três elementos PBG, criado para estudar o posicionamento da estrutura SIW na linha de transmissão. Fonte: Elaborado pelo autor.

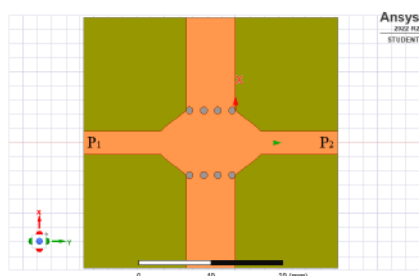
Os valores de d_{PBG} , p_{PBG} e a_{SIW} já conhecidos de um outro trabalho para o qual apresentaram bons resultados [3] [4]. Para estas simulações, o componente que está variando para atender ao propósito desta etapa é o comprimento L .

Para simulações de linha de transmissão como essas, espera-se que, em toda a faixa de frequências do modo fundamental, os coeficientes de reflexão S_{12} e S_{21} sejam próximos de zero e os coeficientes de transmissão S_{11} e S_{22} tenham valores menores que S_{12} e S_{21} . Os resultados simulados não foram considerados bons, pois nenhuma das duas condições foi atendida nos resultados.

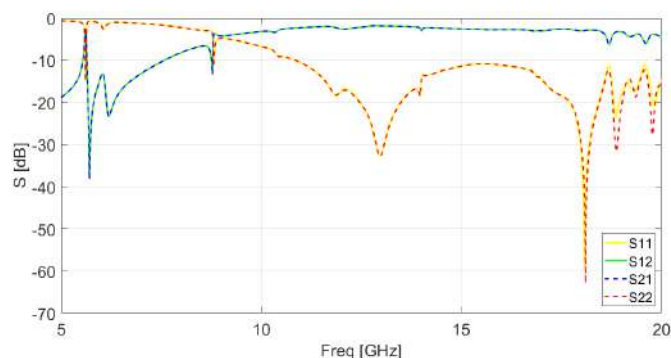
A Tabela 4.2 e a Figura 4.10 apresentam, respectivamente, os parâmetros e a ilustração de um modelo de simulação análogo aos três anteriores. Neste caso, d_{PBG} , p_{PBG} e a_{SIW} são os mesmos das simulações anteriores, mas L é maior, tal que seja possível projetar quatro elementos PBG.

Tabela 4.2: Parâmetros do projeto com 4 elementos PBG.

d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)	q_{PBG}	a_{SIW} (mm)	L (mm)
1	1,999	4	9,135	7



(a) Modelo com quatro PBGs.



(b) Parâmetro S do modelo com quatro PBGs.

Figura 4.10: Modelo com quatro elementos PBG e respectivo parâmetro S. S_{11} é o coeficiente de reflexão de entrada; S_{12} é a transmissão direta da entrada para a saída; S_{21} é a transmissão reversa; e S_{22} é o coeficiente de reflexão de saída. Fonte: Elaborado pelo autor.

A etapa atual indica que é importante projetar o posicionamento dos furos PBG de modo a garantir um contorno completo da linha de transmissão SIW, isto é, fazer com que o primeiro elemento PBG esteja posicionado logo após o término da linha de transição e o último elemento PBG esteja posicionado ao término da linha de transmissão.

A partir deste ponto, o script MATLAB CalculoL.m (que é visto no Apêndice A) é configurado para obter valores de q_{PBG} , d_{PBG} e p_{PBG} considerando as possibilidades em que $L = \lambda/2$, $3\lambda/4$, $2\lambda/3$, λ e $6\lambda/4$. A principal exigência para o parâmetro a_{SIW} é que seja mais largo que a linha de alimentação. A sua dimensão é fixada como 9 mm, uma

vez que a utilização de parâmetros com menor precisão facilita a fabricação. Além disso, é exigido no script que f_c seja menor que 9 GHz.

Para garantir que o comprimento L da linha de transmissão SIW seja o valor desejado, o script acrescenta mais uma complexidade ao sistema de equações (1.1) a (1.5) e (2.6) a (2.8).

O comprimento da linha de transmissão SIW pode ser descrito, em função de q_{PBG} , d_{PBG} e p_{PBG} , como o apresentado na equação (4.1):

$$L = (q_{PBG} - 1) * p_{PBG} + d_{PBG}. \quad (4.1)$$

Para não restringir a busca por soluções, a dimensão L pode ser um pouco maior que a relação constante na equação (4.1). Considera-se razoável acrescentar uma margem de tolerância na relação entre L e as variáveis q_{PBG} , d_{PBG} e p_{PBG} . Sendo assim, reescreve-se a relação como na equação (4.2) a seguir:

$$L = (q_{PBG} - 1) * p_{PBG} + d_{PBG} + tol_L, \quad (4.2)$$

em que:

$$L - [(q_{PBG} - 1) * p_{PBG} + d_{PBG}] \leq tol_L. \quad (4.3)$$

O valor de tol_L é definido pelo usuário no script MATLAB. Quanto menor for o valor definido para tol_L , menos soluções o script encontrará. Por outro lado, como pode ser observado pelos resultados das simulações anteriores, se utilizarmos um valor de tolerância muito alto, as simulações não apresentarão bons resultados.

Por exemplo, se definirmos que 0,13 mm é uma tolerância razoável, todas as combinações de q_{PBG} , d_{PBG} e p_{PBG} que satisfaçam as equações (1.1) a (1.5) e (2.6) a (2.8) e cuja relação $(q_{PBG} - 1) * p_{PBG} + d_{PBG}$ seja maior ou igual a $L - 0,13$ serão aceitas pelo script.

A relação entre as variáveis da equação (4.2) pode ser reescrita como na equação (4.4) a seguir:

$$q_{PBG} - 1 = (L - d_{PBG})/p_{PBG} - tol_L/p_{PBG}. \quad (4.4)$$

Considerando o objetivo deste trabalho e a forma como o script foi escrito, é possível, sem muito prejuízo, trabalhar a tolerância como na equação (4.5).

$$q_{PBG} - 1 = (L - d_{PBG})/p_{PBG} - tol_q, \quad (4.5)$$

em que:

$$(L - d_{PBG}) - (q_{PBG} - 1) * p_{PBG} \leq tol_q. \quad (4.6)$$

Nesta etapa de simulações, a tolerância tol_q é definida como 0,02 mm. Como os valores de p_{PBG} são maiores que 1 mm, tol_q será sempre menor que 0,02 mm e, conseqüentemente, $(q_{PBG} - 1) * p_{PBG} + d_{PBG}$ será maior que $L - 0,02$.

As limitações de poder computacional existentes dificultam que todas as soluções obtidas pelo script MATLAB CalculoL.m (visto no Apêndice A) sejam usadas em simulações eletromagnéticas. A partir do conjunto de soluções obtidas, são selecionadas uma quantidade de soluções que apresentem parâmetros de estrutura PBG que sejam realizáveis e, dentro do possível, que facilitem o processo de prototipação.

A Tabela 4.3 apresenta os parâmetros calculados com o script MATLAB CalculoL.m (que é visto no Apêndice A) para $L_{SIW} = \lambda/2$. As simulações convergiram na faixa de frequência próxima a 10 GHz, mas, em 10 GHz, nenhuma delas apresentou resultados de retorno dentro do limite desejado de -10 dB.

Tabela 4.3: Parâmetros calculados para $L_{SIW} = \lambda/2$.

q_{PBG}	f_c (GHz)	λ_g (mm)	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)
5	8,7975	30,4298	1,01	1,55
4	8,6606	29,9380	1,03	2,06

Os parâmetros obtidos pelo script MATLAB CalculoL.m (que é visto no Apêndice A) para $L_{SIW} = 3\lambda/4$ estão apresentados na Tabela 4.4. A simulação com $q_{PBG} = 7$ apresenta bons resultados de perda de retorno próximos à frequência de 10 GHz. Apresenta uma banda de -10 dB de 2,71 GHz (de 10,16 a 12,87 GHz). Uma perda de retorno de $-38,7724$ dB é observada na frequência 10,78 GHz. Embora 10 GHz não esteja dentro dessa largura de banda, apresentou um valor considerado razoável de 8,3109 dB. A Figura 4.11 apresenta a perda de retorno simulada.

Tabela 4.4: Parâmetros calculados para $L_{SIW} = 3\lambda/4$.

q_{PBG}	f_c (GHz)	λ_g (mm)	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)
7	8,7610	30,0076	1,00	1,64
6	8,6531	28,8633	1,00	1,97
5	8,7760	30,1782	1,21	2,41

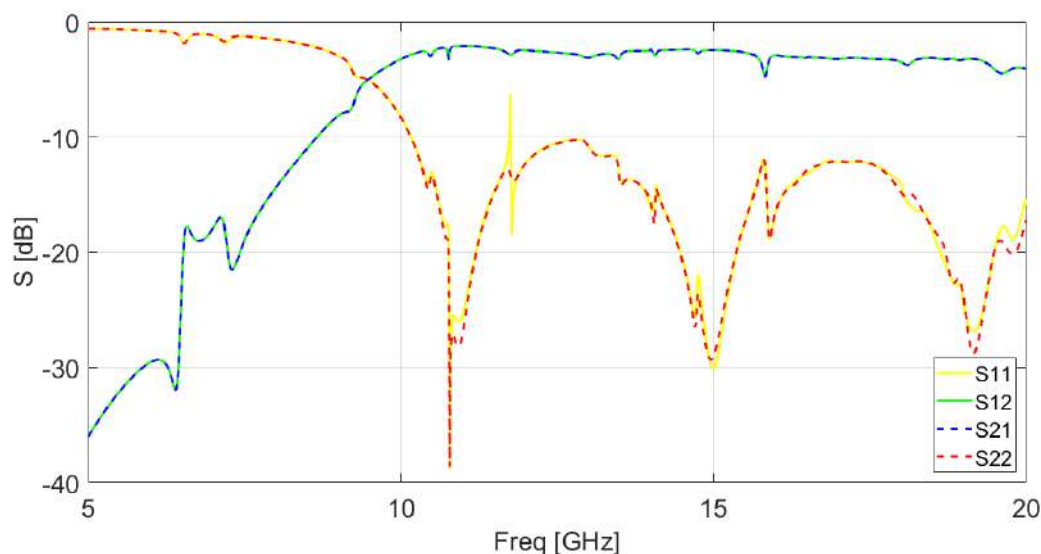


Figura 4.11: Simulação para $L_{SIW} = 3\lambda/4$. S_{11} é o coeficiente de reflexão de entrada; S_{12} é a transmissão direta da entrada para a saída; S_{21} é a transmissão reversa; e S_{22} é o coeficiente de reflexão de saída. Fonte: Elaborado pelo autor.

Os parâmetros calculados com o script MATLAB CalculoL.m (visto no Apêndice A) para a condição $L_{SIW} = 2\lambda/3$ são apresentados na Tabela 4.5. Os resultados não foram considerados bons na faixa de frequência próxima a 10 GHz. As simulações convergiram para 10 GHz, porém, em 10 GHz, nenhuma apresentou resultado de perda de retorno dentro do limiar desejável de -10 dB.

Tabela 4.5: Parâmetros calculados para $L_{SIW} = 2\lambda/3$.

q_{PBG}	f_c (GHz)	λ_g (mm)	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)
6	8,7624	30,0226	1,02	1,72
5	8,6987	29,3292	1,08	2,14

A Tabela 4.6 apresenta os parâmetros calculados com o script MATLAB CalculoL.m (que é visto no Apêndice A) para $L_{SIW} = \lambda$. As simulações com $q_{PBG} = 11$ e 13 apresentaram os melhores resultados de perda de retorno.

Tabela 4.6: Parâmetros calculados para $L_{SIW} = \lambda$.

q_{PBG}	f_c (GHz)	λ_g (mm)	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)
13	8,8599	31,1990	1,01	1,12
12	8,8758	31,4066	1,03	1,22
11	8,8844	31,5193	1,05	1,34
10	8,8352	30,8877	1,03	1,49
9	8,7618	30,0162	1,01	1,68
8	8,6709	29,0421	1,00	1,92
7	8,7099	29,4467	1,11	2,22
6	8,8495	31,0665	1,32	2,62

A simulação eletromagnética com $q_{PBG} = 11$ apresenta uma banda de -10 dB igual a 1, 25 GHz (9, 85 GHz a 11, 10 GHz). O resultado em 10 GHz foi de $-15, 6304$ dB. A banda apresenta dois intervalos de passagem e seus dois melhores valores foram $-18, 3704$ dB em 10, 11 GHz e $-21, 8059$ dB em 10, 38 GHz. A Figura 4.12 mostra a perda de retorno da simulação com $q_{PBG} = 11$.

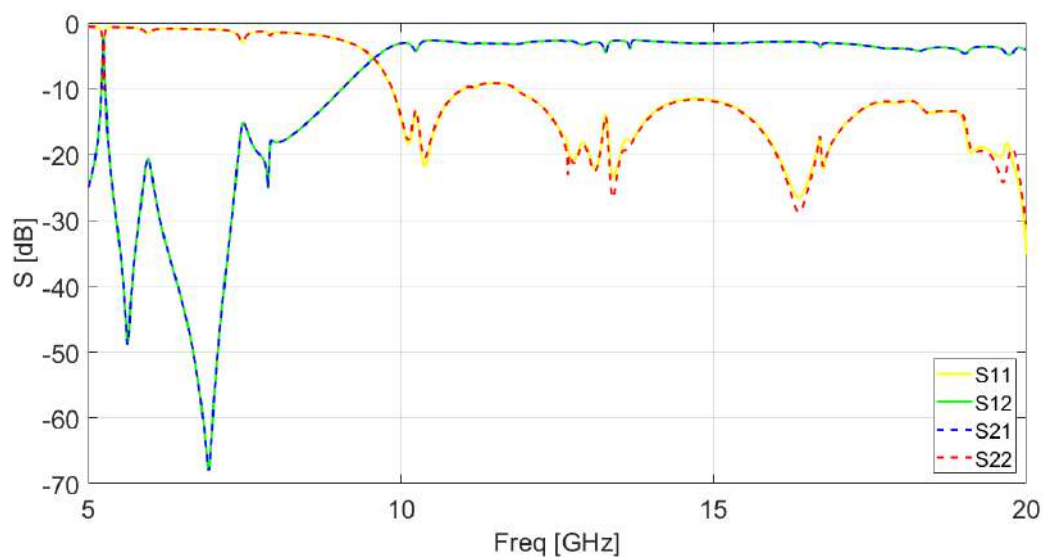


Figura 4.12: Simulação para $L_{SIW} = \lambda$ e $q_{PBG} = 11$. S_{11} é o coeficiente de reflexão de entrada; S_{12} é a transmissão direta da entrada para a saída; S_{21} é a transmissão reversa; e S_{22} é o coeficiente de reflexão de saída. Fonte: Elaborado pelo autor.

A simulação eletromagnética com $q_{PBG} = 13$ apresenta uma banda de -10 dB igual a 1, 29 GHz (9, 87 GHz a 11, 16 GHz). O resultado em 10 GHz foi de $-13, 8243$ dB. A banda apresenta dois vales e seus dois melhores valores foram $-17, 32$ dB em 10, 11 GHz e $-21, 9845$ dB em 10, 38 GHz. A Figura 4.13 mostra a perda de retorno da simulação com $q_{PBG} = 13$.

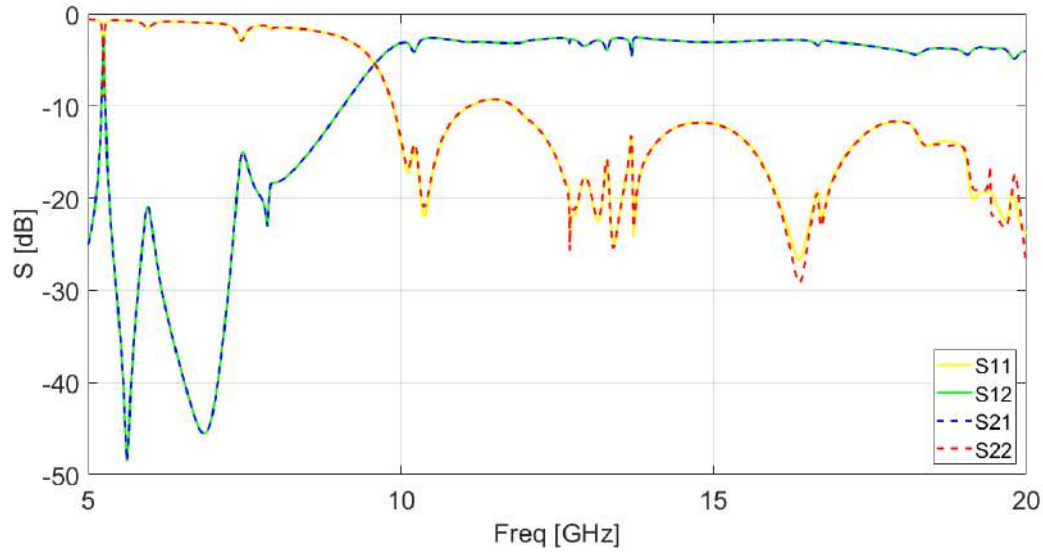


Figura 4.13: Simulação para $L_{SIW} = \lambda$ e $q_{PBG} = 13$. S_{11} é o coeficiente de reflexão de entrada; S_{12} é a transmissão direta da entrada para a saída; S_{21} é a transmissão reversa; e S_{22} é o coeficiente de reflexão de saída. Fonte: Elaborado pelo autor.

Apesar de apresentarem banda mais estreita, os resultados das simulações com $L = \lambda$ foram melhores do que os com $L = 3\lambda/4$, uma vez que apresentam perda de retorno abaixo de -10 dB na frequência 10 GHz.

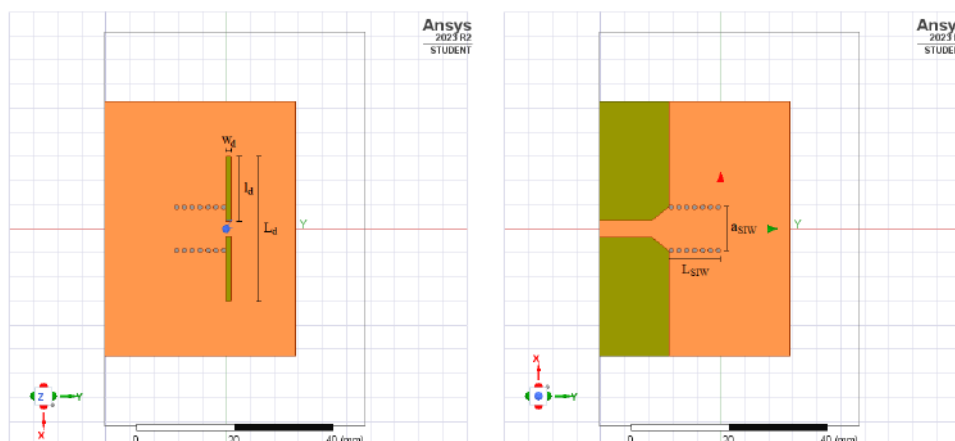
A tabela 4.7 apresenta os parâmetros calculados para $L_{SIW} = 6\lambda/4$. As simulações realizadas para $L_{SIW} = 6\lambda/4$ convergiram na faixa de frequência próxima a 10 GHz. Nenhuma delas apresentou resultado de perda de retorno dentro do limiar desejável de -10 dB.

Tabela 4.7: Parâmetros calculados para $L_{SIW} = 6\lambda/4$.

q_{PBG}	f_c (GHz)	λ_g (mm)	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)
19	8,8500	31,0728	1,00	1,15
18	8,9538	32,4890	1,11	1,21
17	8,8799	31,4600	1,04	1,29
16	8,8236	30,7434	1,00	1,38
15	8,9188	31,9881	1,10	1,47
14	8,7750	30,1669	1,00	1,59
13	8,7749	30,1658	1,03	1,72
12	8,6848	29,1845	1,00	1,88
11	8,7010	29,3524	1,06	2,06
10	8,7285	29,6466	1,14	2,28
9	8,8202	30,7018	1,28	2,55
8	8,9293	32,1351	1,45	2,89

4.1.3 Antena com Um Elemento

Nesta etapa, são inseridos dois *slots* ao final da linha de transmissão SIW, com o intuito de fazer o papel dos elementos do dipolo. Somente uma das camadas de cobre é removida. A camada de substrato e a outra camada de cobre são mantidas. A Figura 4.14 exemplifica como é feito o posicionamento das aberturas na camada de cobre.



(a) Vista superior do exemplo de PAA com um elemento. (b) Vista inferior do exemplo de PAA com um elemento.

Figura 4.14: Exemplo de PAA com um elemento. Fonte: Elaborado pelo autor.

As aberturas posicionadas na estrutura da Figura 4.14, como acima mencionado, apresentam um comportamento análogo ao de um dipolo tradicional e, portanto, são consideradas como um dipolo de circuito impresso.

Os conjuntos de elementos irradiantes que, para propósito de controle da direção do feixe de seu lóbulos principal, são alimentados por sinais defasados são chamados de PAA. Para fins teóricos, essa antena dipolo de circuito impresso é chamada de PAA de elemento único. É notável que não há como realizar defasamento de sinais com um elemento irradiante. Mais adiante, serão apresentadas PAAs com mais elementos.

É importante agora dimensionar a largura do elemento do dipolo, w_d , o comprimento do elemento do dipolo, l_d , e a separação entre os elementos do dipolo, p_d . Como a etapa anterior apresentou dois bons resultados para a linha de transmissão SIW, esta etapa dimensiona esses parâmetros para ambos os casos: $L_{SIW} = 3\lambda/4$ e $L_{SIW} = \lambda$.

Conforme descrito na equação (2.4), a soma do comprimento dos dois elementos do dipolo, $2l_d$, mais o espaçamento entre os elementos do dipolo, p_d , precisam ser iguais ao comprimento de onda guiado, λ_g . Essa dimensão é chamada de L_d .

São simulados, primeiramente para $L_{SIW} = 3\lambda/4$, projetos em que a separação entre

os elementos do dipolo, p_d , varia. Para esta etapa, $w_d = 1$ mm, pois, de acordo com a Tabela 2.1, é recomendável que $0,05\lambda \leq w_d \leq 0,1\lambda$. Como $\lambda = 3 \times 10^8 / (f_o \sqrt{\epsilon_r}) = 14,4673$, recomenda-se que $0,7234 \text{ mm} \leq w_d \leq 1,4467 \text{ mm}$. Assim sendo, $w_d = 1$ mm é uma escolha razoável. A Tabela 4.8 apresenta os parâmetros das simulações em que variam-se os parâmetros p_d .

Tabela 4.8: Parâmetros dos projetos em que varia-se p_d para $L_{SIW} = 3\lambda/4$.

q_{PBG}	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)	w_d (mm)	l_d (mm)	p_d (mm)
7	1,00	1,64	1	13,5038	3
7	1,00	1,64	1	13,0038	4
7	1,00	1,64	1	11,0038	8

A simulação com $p_d = 3$ mm apresenta o melhor resultado de diagrama de irradiação entre as três variações de p_d . A simulação apresenta banda de -10 dB de 374 MHz (9,958 a 10,332 GHz). Em 10 GHz, a perda de retorno é de $-11,4349$ dB.

Como a Tabela 2.1 apresenta recomendações para dipolos de circuito impresso cujos elementos são *microstrips* e os dipolos deste trabalho são projetados como aberturas, pode-se considerar algumas adaptações das recomendações.

O sinal irradiado pela antena é o mesmo que trafega na linha de transmissão, que é um guia de onda SIW. Sendo assim, será testado que a recomendação de largura do dipolo seja, na realidade, $0,05\lambda_g \leq w_d \leq 0,1\lambda_g$. Logo, $1,5004 \text{ mm} \leq w_d \leq 3,0008 \text{ mm}$.

É realizada então a simulação desses novos projetos, variando-se a largura do elemento do dipolo, w_d . A Tabela 4.9 apresenta os parâmetros das simulações em que variam-se os parâmetros w_d .

Tabela 4.9: Parâmetros dos projetos em que varia-se w_d para $L_{SIW} = 3\lambda/4$.

q_{PBG}	d_{PBG} (mm)	p_{PBG} (mm)	w_d (mm)	l_d (mm)	p_d (mm)	Observações
7	1,00	1,64	1,5004	13,5038	3	$w_d = 0,05\lambda_g$
7	1,00	1,64	1,6	13,5038	3	$0,05\lambda_g \leq w_d \leq 0,1\lambda_g$
7	1,00	1,64	2	13,5038	3	$0,05\lambda_g \leq w_d \leq 0,1\lambda_g$
7	1,00	1,64	2,5	13,5038	3	$0,05\lambda_g \leq w_d \leq 0,1\lambda_g$
7	1,00	1,64	3	13,5038	3	$0,05\lambda_g \leq w_d \leq 0,1\lambda_g$
7	1,00	1,64	3,0008	13,5038	3	$w_d = 0,1\lambda_g$

Foi observado que, conforme a abertura w_d do elemento do dipolo aumenta, um pequeno defasamento em plano E ocorre. Entre as simulações com $w_d = 1,5004$ mm e

$w_d = 3,0008$ mm, nota-se uma diferença de fase de aproximadamente 10° . Sugere-se como justificativa que o aumento da abertura w_d provoca um aumento relativo na dimensão L . Em relação à perda de retorno, as simulações não apresentaram resultados satisfatórios. Próximo à frequência 10 GHz, a perda de retorno não alcançou valores inferiores a -10 dB.

Na Tabela 2.1, a restrição para a elaboração da largura do dipolo é $0,05 \leq w_d/h_s \leq 20$. Como a espessura do FR-4 é $1,575$ mm, deve-se garantir que $0,0788 \leq w_d \leq 31,5$ mm. Como $w_d = 1$ mm atende à restrição, então esse valor será mantido.

São realizadas as simulações para $L_{SIW} = \lambda$. A Tabela 4.10 apresenta os valores dos parâmetros utilizados.

Tabela 4.10: Parâmetros dos projetos em que varia-se p_d para $L_{SIW} = \lambda$.

q_{PBG}	d_{PBG} mm	p_{PBG} mm	w_d (mm)	l_d (mm)	p_d (mm)
13	1,01	1,12	1	14,0995	3
12	1,03	1,22	1	14,2033	3
11	1,05	1,34	1	14,2596	3
10	1,03	1,49	1	13,9438	3
9	1,01	1,68	1	13,5081	3
8	1,00	1,92	1	13,0201	3
7	1,11	2,22	1	13,2233	3
6	1,32	2,62	1	14,0332	3

A simulação com $q_{PBG} = 13$ apresenta uma banda de 330 MHz (9,72 GHz a 10,05 GHz). Em 10 GHz, a perda de retorno é $-10,3581$ dB. O melhor valor apresentado é $-15,1549$ dB e ocorre em 9,83 GHz. A Figura 4.15 ilustra a perda de retorno obtida com $q_{PBG} = 13$.

Percebe-se que, apesar de ter um deslocamento na frequência de operação e uma diminuição de banda, a curva obtida na simulação da antena apresenta um comportamento gráfico similar ao da simulação da linha de transmissão sem elemento irradiante.

Ao se simular um módulo de antena com um elemento sem nenhum tipo de isolamento ou blindagem na parte traseira, a linha *microstrip* irradia ruído, criando-se um lóbulo traseiro de proporções significativas, como pode ser visto no padrão de irradiação do plano H na Figura 4.16. Por esse motivo, é necessário projetar alguma estrutura de proteção.

A partir da observação ao trabalho realizado por Chakam e Freude [7] [8], decidiu-se pela condução de algumas simulações utilizando espuma ROHACELL[®].

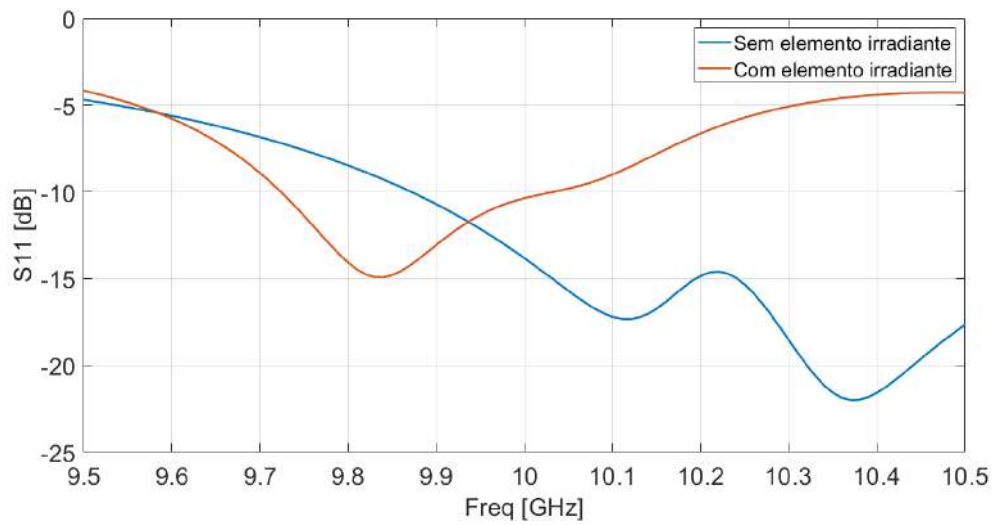


Figura 4.15: Simulação com elemento irradiante. Fonte: Elaborado pelo autor.

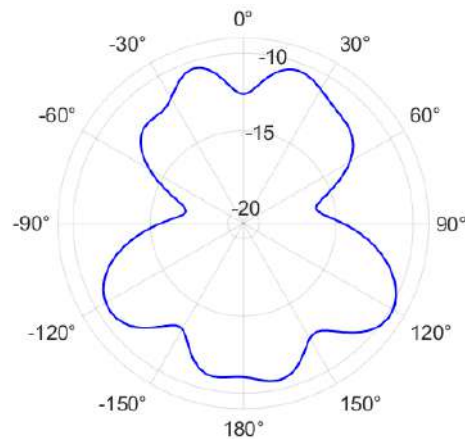


Figura 4.16: Padrão de irradiação de antena com um elemento sem blindagem. Fonte: Elaborado pelo autor.

Em outras simulações, uma camada de liga de alumínio é introduzida na parte traseira. Para evitar que a estrutura entre em contato com o plano de terra de cobre, quatro molduras de plástico são colocadas entre as duas camadas. As Figuras 4.17 e 4.18 ilustram o modelo utilizado na simulação com essa proteção de alumínio.

Os melhores resultados foram os obtidos com a estrutura de proteção de alumínio. A Figura 4.19 apresenta a perda de retorno do modelo ilustrado nas Figuras 4.17 e 4.18.

Deve-se observar que essa configuração apresenta um melhor comportamento da banda de ressonância, eliminando-se a estrutura dupla mostrada pela simulação da linha de transmissão sem o elemento irradiante e apresentando uma figura menor para a perda de retorno na banda de ressonância.

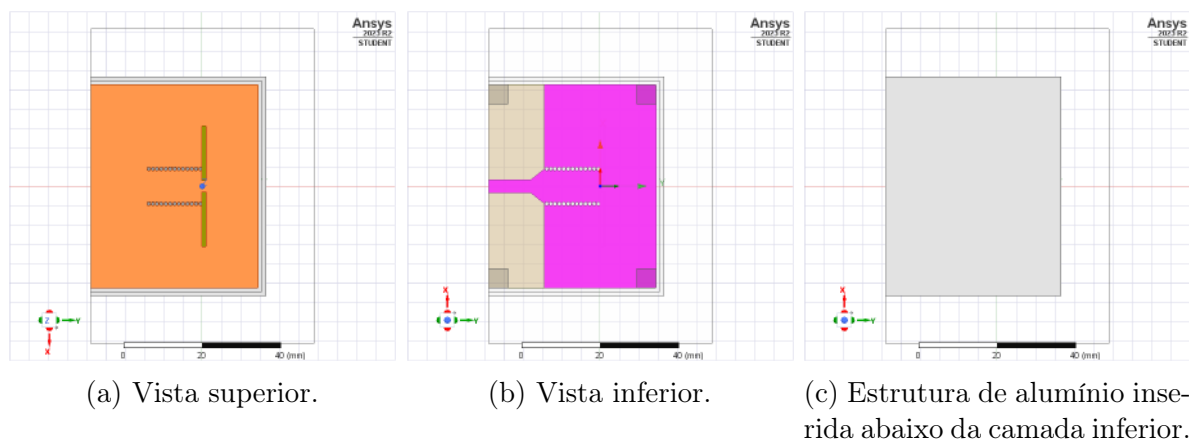


Figura 4.17: Modelo com estrutura de alumínio. Fonte: Elaborado pelo autor.

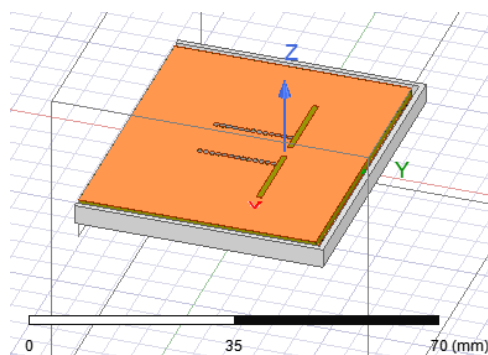


Figura 4.18: Vista isométrica da antena de um elemento com estrutura de alumínio. Fonte: Elaborado pelo autor.

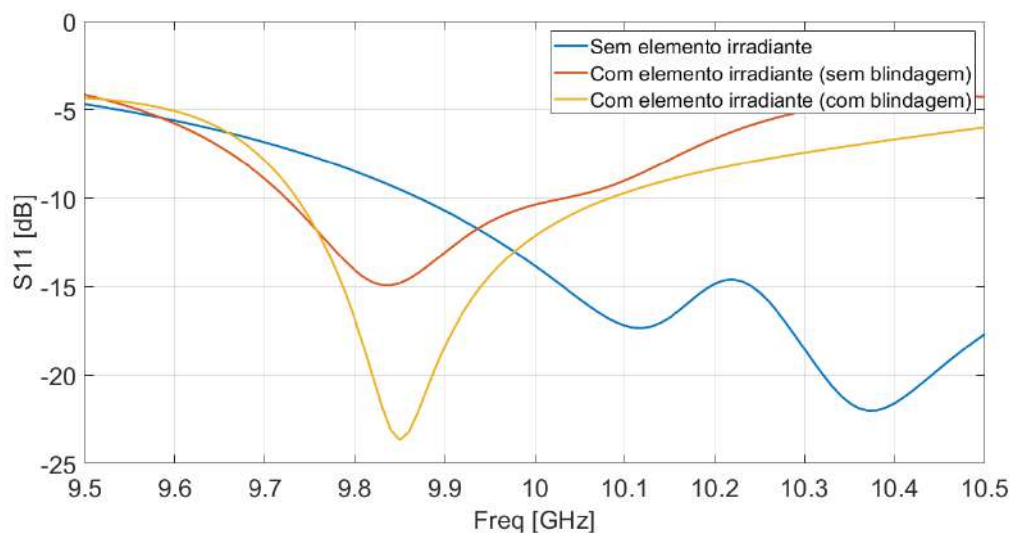


Figura 4.19: Simulação com blindagem realizada por estrutura de alumínio. Fonte: Elaborado pelo autor.

No diagrama de irradiação da Figura 4.20, a redução do lóbulo traseiro pode ser observada, em comparação ao resultado visto na Figura 4.16, obtido sem o uso da estrutura

de alumínio. O diagrama de irradiação da Figura 4.20 foi obtido utilizando os scripts MATLAB PontoMeiaPot.m e PlotRadPat1.m (vistos no Apêndice A).

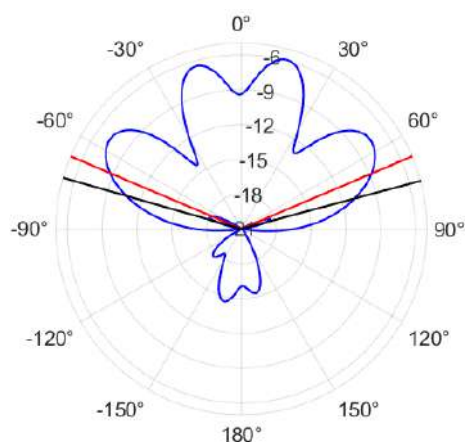


Figura 4.20: Padrão de irradiação de antena com um elemento com blindagem. Fonte: Elaborado pelo autor.

Os ângulos de abertura de -3 dB e -5 dB podem ser inferidos a partir do padrão de irradiação da Figura 4.20. Como resultado, tem-se uma Largura do Feixe de Meia Potência (*Half Power Beam Width*) (HPBW) de 134° e um ângulo de -5 dB igual a 149° .

A partir da perda de retorno obtida na simulação eletromagnética do módulo da antena com blindagem, é possível inferir uma largura de banda de -10 dB de 360 MHz (de $9,73$ a $10,09$ GHz), conforme mostra a Figura 4.19.

4.1.4 Antena com Dois Elementos

De modo a verificar que a diretividade e a largura de banda melhoram com o aumento progressivo da quantidade de dipolos utilizados, uma PAA de dois elementos é projetada. São utilizados os mesmos parâmetros de linha de transmissão SIW e dos elementos do dipolo do módulo de PAA com um elemento da etapa anterior. Os dois elementos foram desenhados com simetria em relação ao plano yz .

A Figura 4.21 ilustra o modelo com dois elementos utilizado nesta etapa. Com a finalidade de facilitar a documentação dos resultados obtidos, a *wave port* utilizada no primeiro elemento recebe a nomenclatura P1 e a *wave port* do segundo elemento, P2.

A Figura 4.22 apresenta a perda de retorno obtida com a simulação da PAA de dois elementos ilustrada na Figura 4.21. A perda de retorno foi obtida com o do primeiro elemento. Os resultados obtidos com o segundo elemento foram idênticos aos da Figura 4.22 e não serão apresentados.

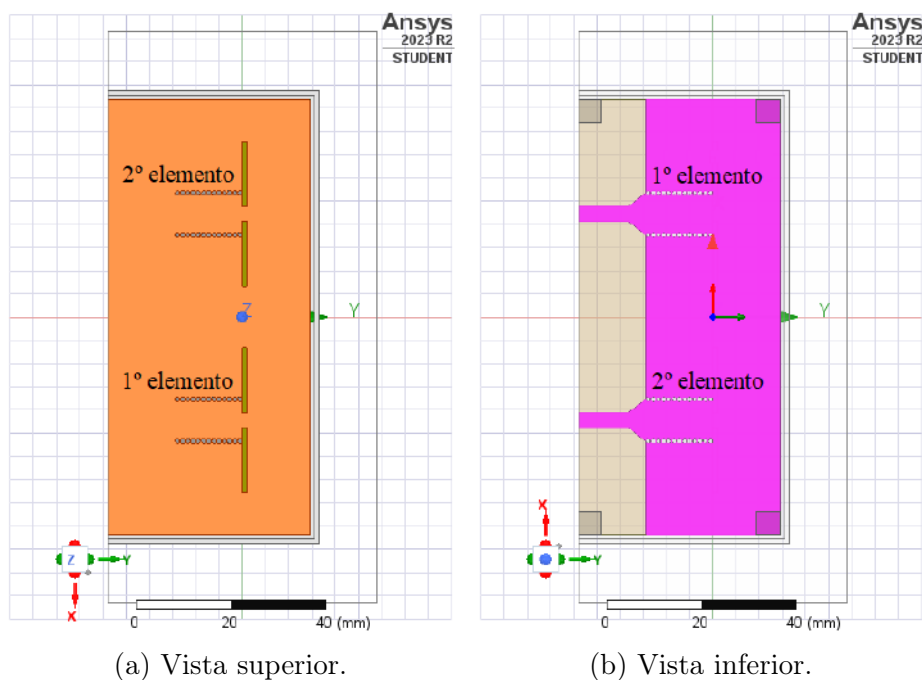


Figura 4.21: Modelo com dois elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

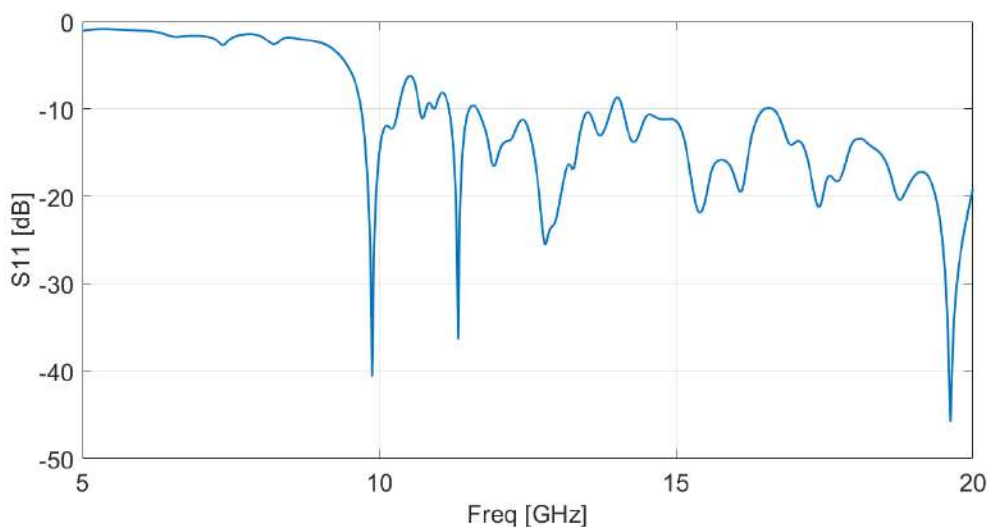


Figura 4.22: Perda de retorno do modelo de dois elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.23 apresenta a comparação da perda de retorno do módulo de antena com um elemento com a obtida na porta P1 do modelo com dois elementos. Observa-se que, com o acréscimo de um elemento, a PAA passa a ter uma largura de banda maior. Com somente um elemento, a largura de banda era de 330 MHz. Agora, com dois elementos, tem-se uma banda de -10 dB de 9,7 GHz a 10,32 GHz, o que resulta em uma largura de banda de 620 MHz. Também é notável que o melhor resultado seja $-40,6088$ dB, comparado aos $-23,6556$ dB obtidos com o módulo de um elemento.

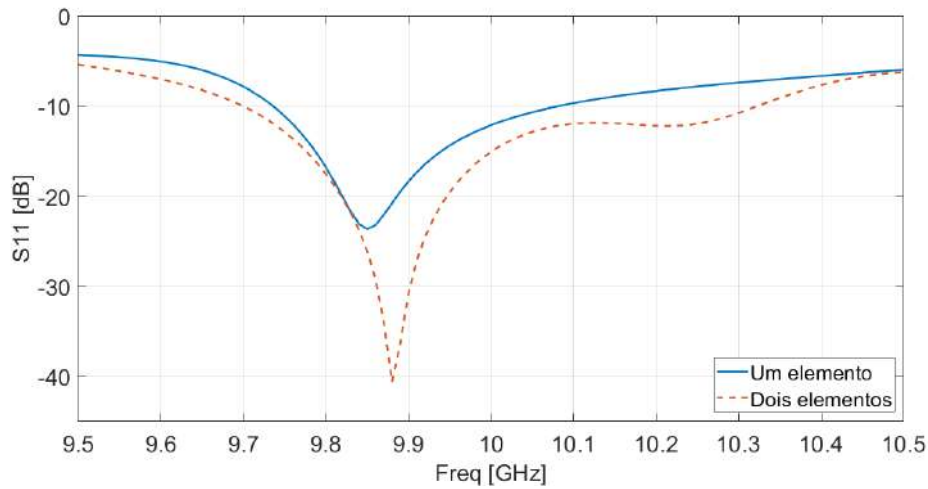
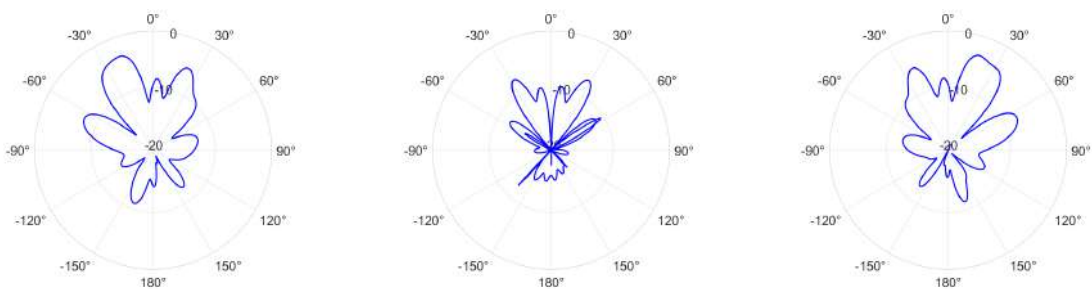


Figura 4.23: Comparação de perda de retorno do módulo de antena com um elemento com o modelo de dois elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma vez que o projeto tenha mais de um elemento irradiante, é possível simular as variações que ocorrem no padrão de irradiação quando um elemento irradiante não é alimentado ou quando há uma diferença de fase entre os sinais de entrada das linhas de transmissão.

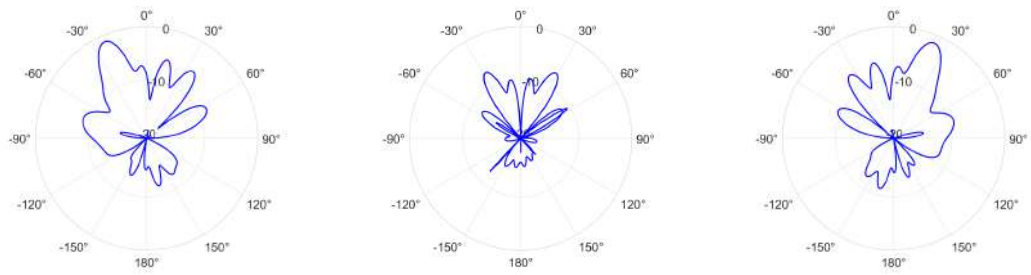
A Figura 4.24 apresenta como se comporta o padrão de irradiação do modelo de dois elementos com um dos elementos sem alimentação, em comparação ao padrão de irradiação com ambos os elementos alimentados. A Figura 4.25 apresenta o padrão de irradiação com ambos os elementos alimentados, realizando um defasamento de 90° para cada lado.



(a) Porta P1: 1 W; P2: 0 W. (b) Porta P1: 1 W; P2: 1 W. (c) Porta P1: 0 W; P2: 1 W.

Figura 4.24: Diagrama de irradiação alterando a alimentação do modelo de dois elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme o esperado, o padrão de irradiação do modelo com dois elementos apresenta maior diretividade que o do modelo de antena com um elemento. Percebe-se também que o diagrama de irradiação apresenta um comportamento esperado com a variação na alimentação e com o defasamento dos sinais de entrada.



(a) P1: $\phi = 0^\circ$; P2: $\phi = 90^\circ$. (b) P1: $\phi = 0^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$. (c) P1: $\phi = 90^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$.

Figura 4.25: Diagrama de irradiação comparando defasamento no modelo de dois elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1.5 Antena com Três Elementos

Nesta etapa, uma PAA de três elementos é projetada. São utilizados os mesmos parâmetros de linha de transmissão SIW e dos elementos do dipolo do módulo de PAA com um elemento. Os elementos foram desenhados com simetria em relação ao plano yz. A Figura 4.26 ilustra o modelo com três elementos utilizado nesta etapa.

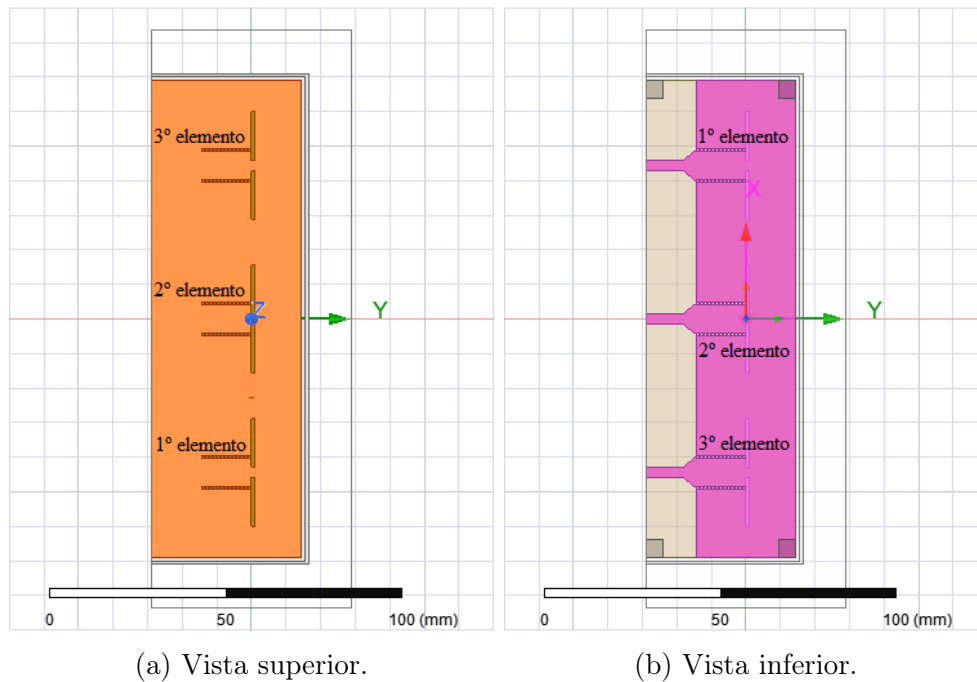


Figura 4.26: Modelo com três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

De forma análoga à etapa anterior, os nomes utilizados para as portas serão: P1 para o primeiro elemento, P2 para o segundo elemento e P3 para o terceiro elemento.

A Figura 4.27 apresenta a perda de retorno obtida a partir do segundo elemento (elemento central) da simulação da PAA ilustrada na Figura 4.26. Foram simuladas as perdas de retorno obtidas para a PAA sem e com a estrutura de alumínio.

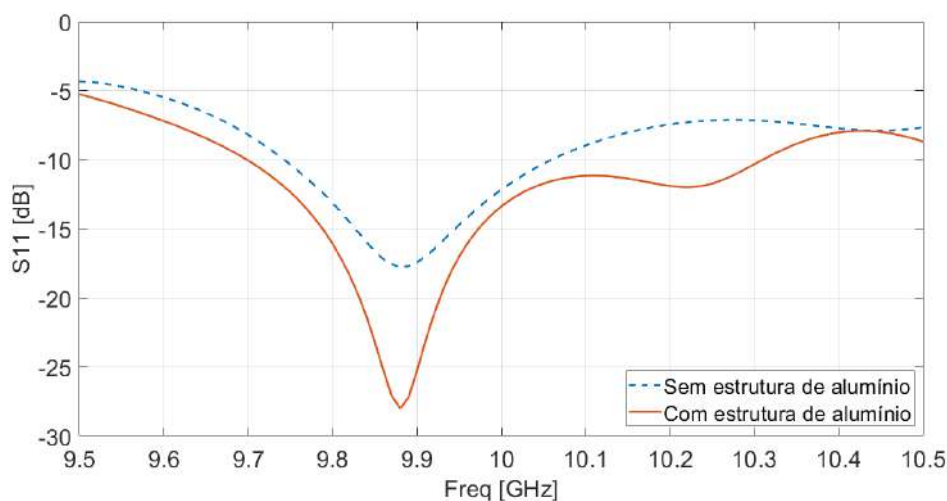


Figura 4.27: Perda de retorno do modelo de três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.28 apresenta a comparação das perdas de retorno do módulo de elemento único, do modelo com dois elementos (porta P1) e do modelo com três elementos (porta P2).

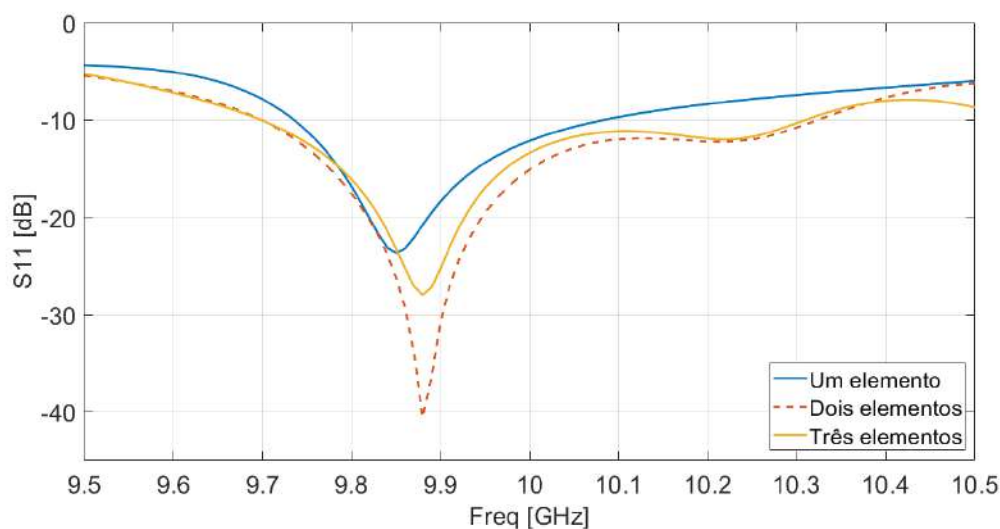


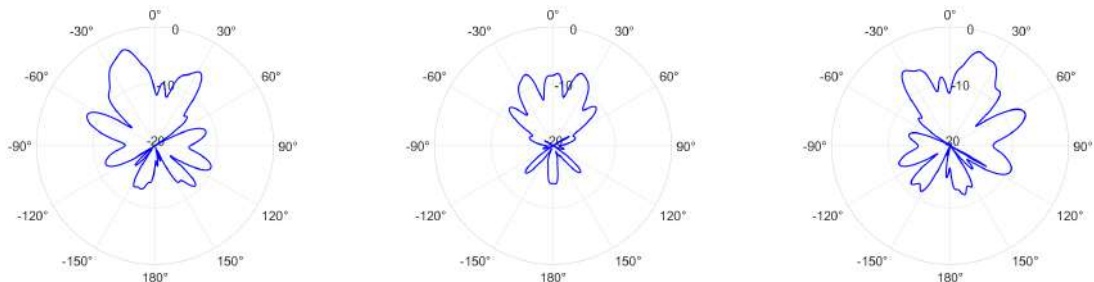
Figura 4.28: Comparação de perda de retorno dos modelos de elemento único, dois elementos e três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Comparado ao módulo de elemento único, a antena de três elementos apresenta uma largura de banda maior na faixa de frequência desejada, como pode ser observado na Figura 4.28. Com três elementos na PAA, observa-se uma largura de banda de 610 MHz, sendo esta de 9,7 GHz a 10,31 GHz.

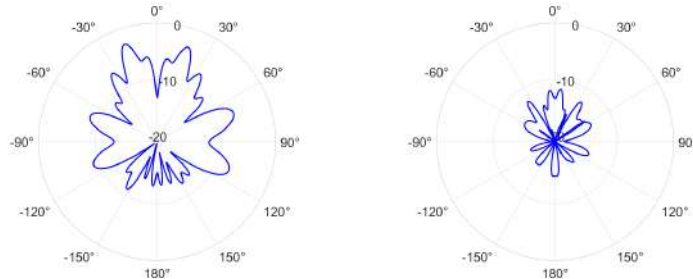
A melhoria na largura de banda sugere que um maior número de elementos de antena pode ser usado para alcançar uma banda de comunicação mais ampla e, ainda, pode

permitir ajustar a diretividade do padrão de irradiação por meio da escolha adequada das fases relativas nos sinais de alimentação, que é o desejável para este trabalho.

A Figura 4.29 apresenta como se comporta o padrão de irradiação do modelo de três elementos ao realizar variações na alimentação das portas. Quando somente um dos elementos das bordas (portas P1 ou P3) é alimentado, observamos uma assimetria no padrão de irradiação. Quando, por outro lado, a combinação de portas alimentadas possui simetria, o padrão de irradiação também se comporta de maneira simétrica.



(a) P1: 0 W; P2: 0 W; P3 :1 W. (b) P1: 0 W; P2: 1 W; P3 :0 W. (c) P1: 1 W; P2: 0 W; P3 :0 W.



(d) P1: 1 W; P2: 0 W; P3 :1 W. (e) P1: 1 W; P2: 1 W; P3 :1 W.

Figura 4.29: Diagrama de irradiação alterando a alimentação do modelo de três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.30 apresenta como se comportam os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB do modelo de PAA três elementos quando são realizadas variações nas portas que são alimentadas.

Na Figura 4.30a, temos uma abertura de 67° . Na Figura 4.30b, temos uma abertura de 70° . Já a Figura 4.30c apresenta uma abertura de 37° . Nota-se que o padrão de irradiação apresenta maior diretividade com o aumento do número de elementos. A diretividade torna-se ainda maior quando todos os três elementos são alimentados.

A diferença entre os ângulos de abertura das Figuras 4.30a e 4.30b é muito pequena. Como, em ambos os casos, somente um dos elementos é alimentado, é de se esperar que esse seja o comportamento. A pequena diferença ocorre porque, no caso da Figura 4.30b, existe uma assimetria que distorce o padrão de irradiação.

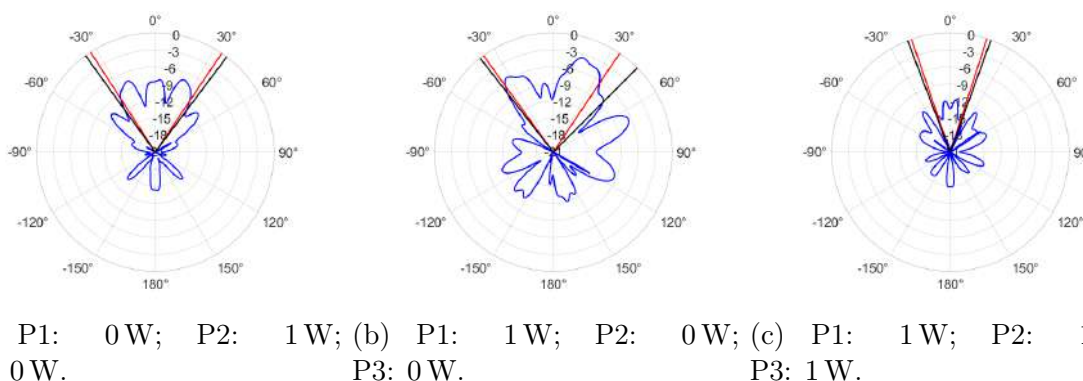


Figura 4.30: Ângulos de abertura das simulações com três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 4.11 apresenta, com mais detalhes, a comparação dos ângulos de abertura das Figuras 4.20 e 4.30.

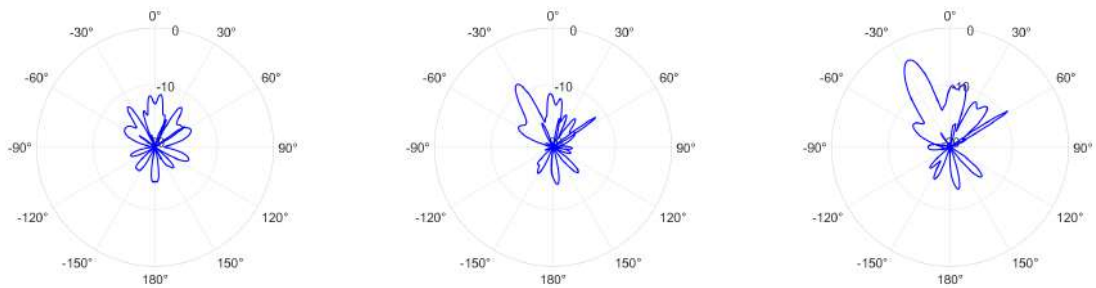
Tabela 4.11: Comparação de ângulos de abertura.

Elementos	Alimentação	Ângulo de 3 dB	Ângulo de 5 dB
1	1 W	134° (−67° a 67°)	149° (−74° a 75°)
3	P1 = 0 W; P2 = 1 W; P3 = 0 W	67° (−33° a 34°)	73° (−36° a 37°)
3	P1 = 1 W; P2 = 0 W; P3 = 0 W	70° (−36° a 34°)	83° (−38° a 45°)
3	P1 = 1 W; P2 = 1 W; P3 = 1 W	37° (−19° a 18°)	41° (−21° a 20°)

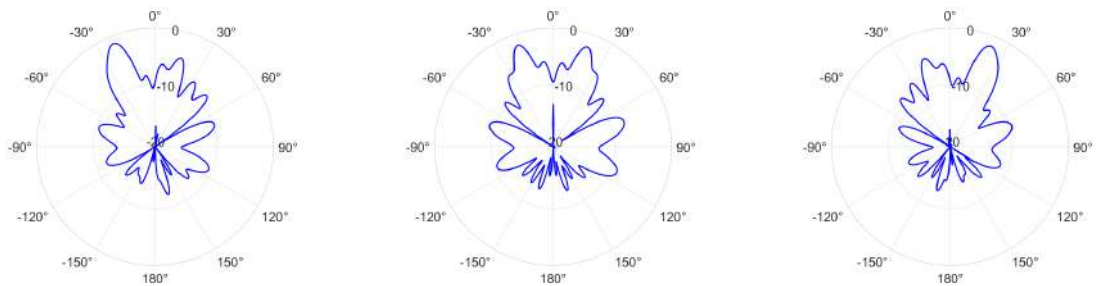
A título de ilustração de como o direcionamento do feixe se comporta, a Figura 4.31 apresenta uma comparação, lado-a-lado, de diagramas de irradiação resultantes de diferentes configurações de fase dos sinais de alimentação. As simulações que geraram os resultados da Figura 4.31 foram conduzidas com diferença de fase igual entre as portas P1-P2 e as portas P2-P3. A variação do defasamento, de um diagrama de irradiação para o outro, é de 45°.

Variações de tensão nas portas de alimentação da PAA não retornaram mudanças significativas nos diagramas de irradiação. Com variações de 1 W a 5 W, os resultados foram os mesmos. Com variações mais bruscas, o padrão de irradiação perde o comportamento diretivo esperado.

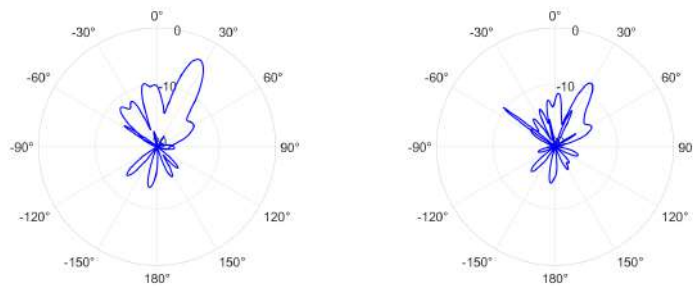
Com o modelo de PAA proposto neste trabalho, é possível trabalhar com um sensoriamento angular de até 68°, com a observação de que as áreas úteis são de −34° a −19° e 19° a 34°. Em toda a área angular útil, o direcionamento do feixe varia 5° a cada defasamento de aproximadamente 50° no sinal de entrada. A Figura 4.32 e a Tabela 4.12 detalham a variação no direcionamento do feixe.



(a) P1: $\phi = 0^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; (b) P1: $\phi = 45^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; (c) P1: $\phi = 90^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; P3: $\phi = 0^\circ$.
P3: $\phi = -45^\circ$. P3: $\phi = -90^\circ$.



(d) P1: $\phi = 135^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; (e) P1: $\phi = 180^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; (f) P1: $\phi = -135^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; P3: $\phi = -135^\circ$.
P3: $\phi = -180^\circ$. P3: $\phi = +135^\circ$.



(g) P1: $\phi = -90^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; (h) P1: $\phi = -45^\circ$; P2: $\phi = 0^\circ$; P3: $\phi = 90^\circ$.
P3: $\phi = 45^\circ$.

Figura 4.31: Diagrama de irradiação comparando defasamento no modelo de três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

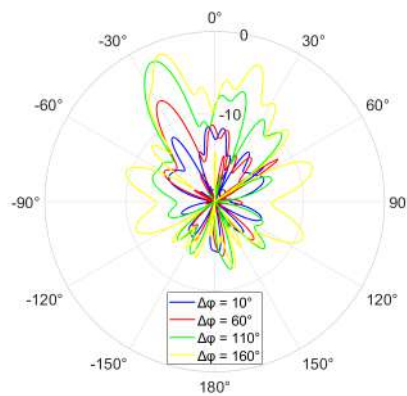


Figura 4.32: Comparação de direção de feixe: $\Delta\phi = 10^\circ$; $\Delta\phi = 60^\circ$; $\Delta\phi = 110^\circ$; $\Delta\phi = 160^\circ$. Fonte: Elaborado pelo autor.

As Figuras 4.29, 4.30, 4.31 e 4.32 foram obtidas com o uso dos scripts MATLAB PontoMeiaPot.m, PlotRadPat1.m e PlotRadPat2.m (que são vistos no Apêndice A).

Tabela 4.12: Comparação de direção de feixe.

P1	P2	P3	Direção de feixe	P1	P2	P3	Direção de feixe
0°	0°	0°	-35°, -6°, 6° e 35°	-	-	-	-
10°	0°	-10°	-34°	-10°	0°	10°	34°
20°	0°	-20°	-33°	-20°	0°	20°	33°
30°	0°	-30°	-32°	-30°	0°	30°	32°
40°	0°	-40°	-31°	-40°	0°	40°	31°
50°	0°	-50°	-30°	-50°	0°	50°	30°
60°	0°	-60°	-29°	-60°	0°	60°	29°
70°	0°	-70°	-28°	-70°	0°	70°	28°
80°	0°	-80°	-27°	-80°	0°	80°	27°
90°	0°	-90°	-26°	-90°	0°	90°	26°
100°	0°	-100°	-25°	-100°	0°	100°	25°
110°	0°	-110°	-24°	-110°	0°	110°	24°
120°	0°	-120°	-23°	-120°	0°	120°	23°
130°	0°	-130°	-22°	-130°	0°	130°	22°
140°	0°	-140°	-22°	-140°	0°	140°	22°
150°	0°	-150°	-21°	-150°	0°	150°	21°
160°	0°	-160°	-20°	-160°	0°	160°	20°
170°	0°	-170°	-20°	-170°	0°	170°	20°
180°	0°	-180°	-19° e 19°	-	-	-	-

As Figuras 4.33a e 4.33b apresentam, respectivamente, os resultados simulados de ganho e a diretividade da PAA com três elementos.

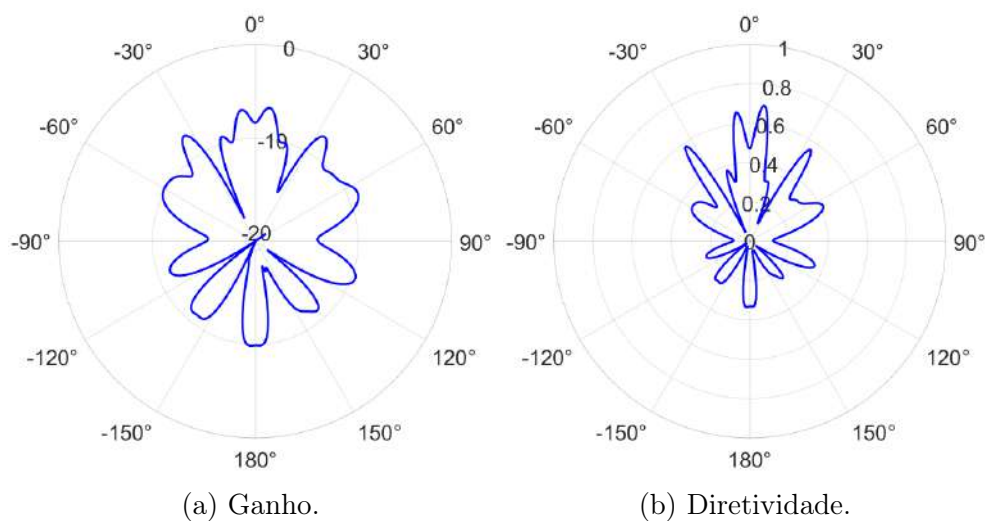


Figura 4.33: Ganho e diretividade da PAA com três elementos. Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando-se os ângulo de direção de feixe obtidos, a PAA proposta neste trabalho pode ser utilizada em aplicações que envolvam sensoriamento ou detecção de alvos localizados em uma abertura de até 68° .

Um bom exemplo de aplicação seria o seu uso em sistemas de assistência de estacionamento. O uso de uma antena posicionada na frente do veículo e outra posicionada na traseira pode cobrir uma faixa de ângulos suficiente para o gerenciamento da assistência de estacionamento do veículo. Outro exemplo de aplicação é em sistema de rastreamento de antena. Em ambientes como navios, a direção do feixe da antena precisa ser continuamente atualizado, para manter o enlace satelital. Entretanto, para esta aplicação, não há necessidade de que a direção de feixe tenha alcance angular de 360° . A abertura de direção de feixe de 68° pode ser suficiente.

Para aplicações em que houver uma necessidade de que a resolução da direção de feixe seja maior entre -18° e 18° , existe a possibilidade de combinar mais de uma PAA. A mesma solução pode ser dada a aplicações que necessitem de cobertura de 360° .

É importante observar que a matemática existente no estado da arte possibilita muitas soluções e que, apesar do extenso trabalho já realizado, novas tentativas de otimização podem levar a um resultado com maior precisão nos parâmetros. Além disso, não é de conhecimento do estado da arte, um estudo detalhado sobre qual deveria ser a distância otimizada entre a última via da estrutura PBG e os elementos do dipolo.

4.2 Antenas Prototipadas

Em um primeiro momento desta etapa, é fabricado um par de antenas utilizando o método artesanal de fototransferência descrito no Capítulo 3. O procedimento todo dura aproximadamente três horas e precisa ser conduzido com atenção, pois todas as etapas são manuais.

A Figura 4.34 ilustra os passos do processo realizado com o método artesanal de fototransferência. A Figura 4.35 ilustra um protótipo fabricado no processo.

A intenção inicial para este protótipo era de que os furos fossem feitos com equipamento de punção e a metalização do elementos PBG fosse realizada com procedimento manual de solda ou com o uso de solda líquida. Visto, entretanto, que os furos da estrutura PBG são de diâmetro muito pequeno e muito próximos, não foi possível realizar o procedimento manualmente, nem na prototipadora disponível.



Figura 4.34: Etapas do processo realizado com o método artesanal de fototransferência. Fonte: Elaborado pelo autor.

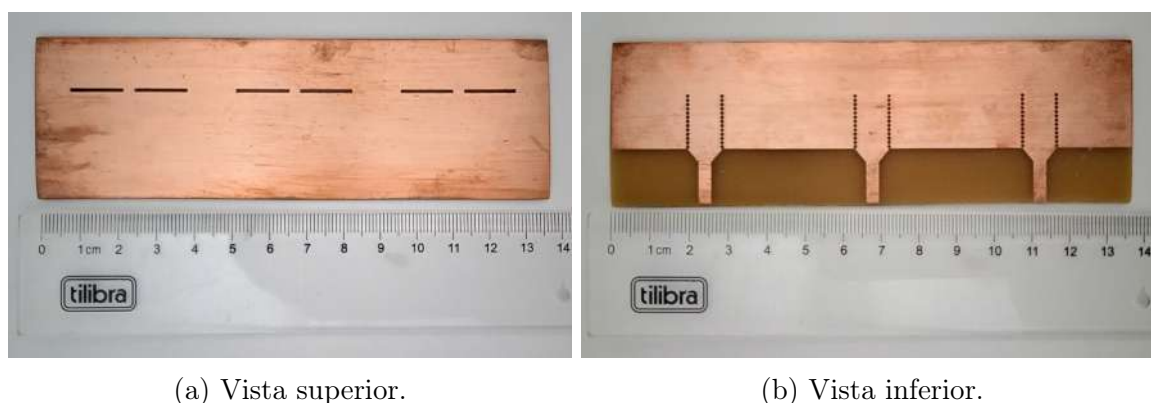


Figura 4.35: protótipo fabricado com o método artesanal de fototransferência. Fonte: Elaborado pelo autor.

Além do mencionado no parágrafo acima, percebe-se neste que trabalho que as dimensões milimétricas do projeto extrapolam a precisão alcançada pelo método artesanal de fototransferência. Na posição onde seriam realizados os furos, foi feita uma marcação, somente na camada inferior de cobre, através do desgaste realizado com o percloro de ferro. Ao observar a marcação com um microscópio portátil, percebe-se que as circunferências apresentam muita imprecisão, levando a juntar duas marcações, em alguns casos. A Figura 4.36 apresenta uma foto obtida na observação com o microscópio portátil.

Após a constatação de que não seria possível prosseguir com o protótipo fabricado com o método artesanal de fototransferência, decide-se realizar a contratação do serviço de fabricação do protótipo utilizando o método HASL. A Figura 4.37 apresenta um protótipo

fabricado com o método HASL. Toda a superfície metálica deste protótipo apresenta cor prateada, pois houve a deposição de liga de estanho acima da camada de cobre e nos furos da estrutura PBG.

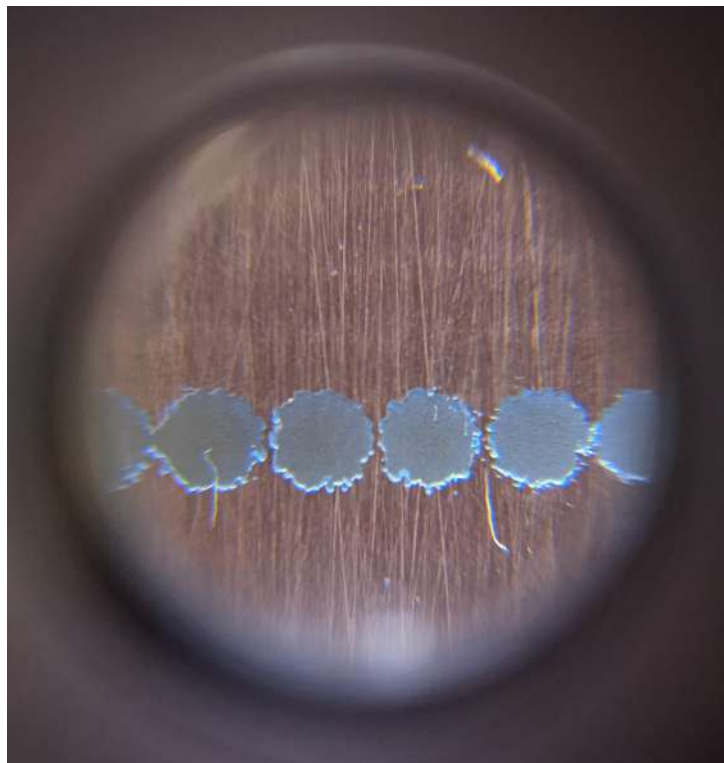


Figura 4.36: Observação da marcação para os furos com microscópio portátil. Fonte: Elaborado pelo autor.



(a) Vista superior.

(b) Vista inferior.

Figura 4.37: Protótipo fabricado com o método HASL. Fonte: Elaborado pelo autor.

Como o método HASL consiste em etapas de deposição e remoção superficial de metal, a metalização dos elementos HASL também é somente superficial. A Figura 4.38 apresenta o protótipo fabricado em um ângulo diferente, facilitando a visualização da metalização na parede interior dos furos da estrutura PBG.

Antes de realizar as medições com os protótipos de PAA fabricados, é necessário conectar as linhas de alimentação da PAA. Para tal, foram utilizados conectores SMA, próprios para projetos de alta frequência em PCB.



Figura 4.38: Metalização dos elementos PBG do protótipo fabricado com o método HASL. Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 Medições

Nesta etapa, foram realizadas medições na câmara anecoica do IPqM, utilizando o analisador vetorial de redes FieldFox N9951A da Keysight.

Antes de realizar medições confiáveis, é utilizado um kit de calibração da marca Pasternack, conforme ilustrado pela Figura 4.39.



Figura 4.39: Kit de calibração Pasternack. Fonte: Elaborado pelo autor.

A título de comparação, foram realizadas algumas medições antes da calibração. A Figura 4.40 apresenta a comparação das medidas de perda de retorno da porta P2, antes e depois da calibração.

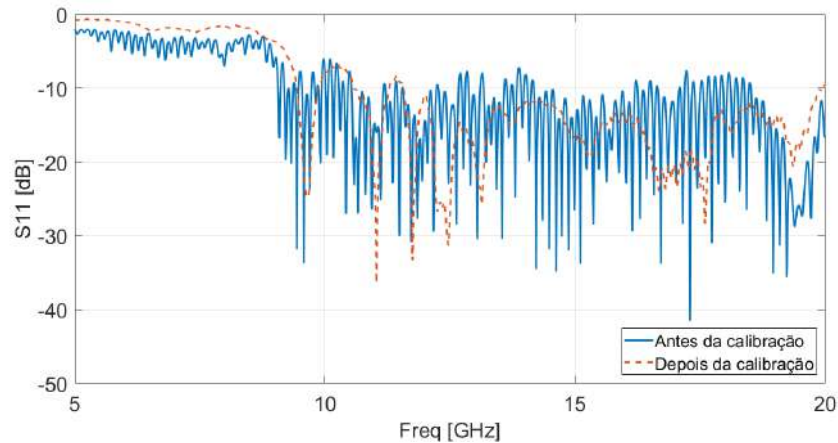


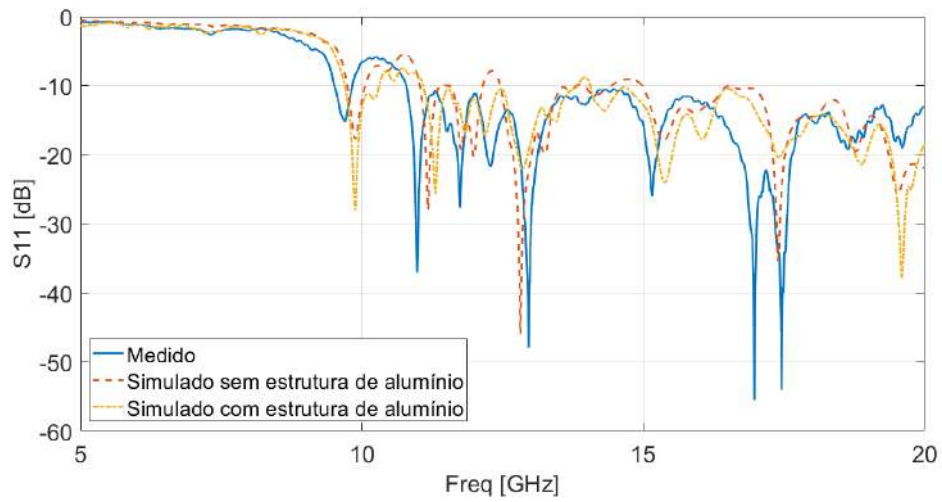
Figura 4.40: Comparação das medidas de perda de retorno da porta P2, antes e depois da calibração. Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma carga de $50\ \Omega$ é colocada em cada conector SMA que não estiver sendo alimentado, a fim de evitar reflexões indesejadas. A Figura 4.41 apresenta uma foto do *setup* de medição da perda de retorno na porta P2.

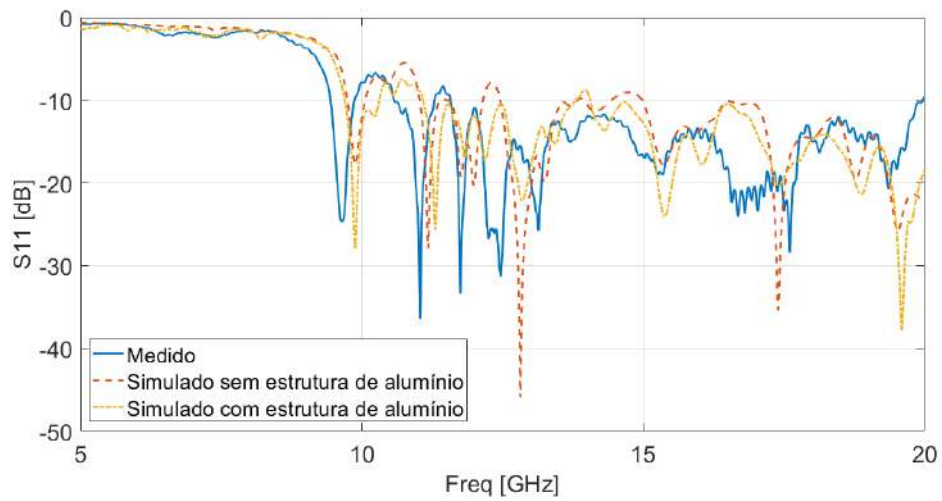


Figura 4.41: *Setup* para medição da perda de retorno na porta P2. Fonte: Elaborado pelo autor.

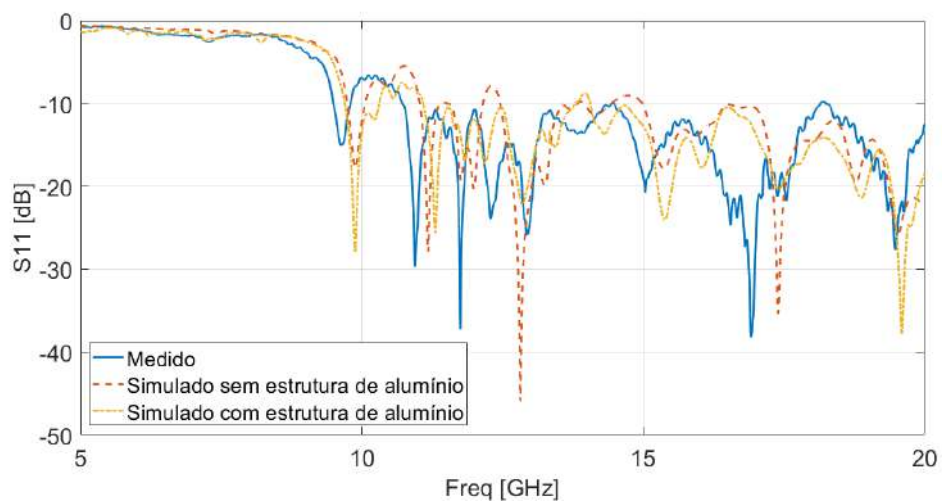
Todos os três elementos irradiantes foram medidos individualmente. Os dados medidos de cada elemento irradiante são, então, comparados com os dados simulados. Observa-se que a perda de retorno referente aos elementos irradiantes das portas P1 e P3 tem um comportamento semelhante. A perda de retorno do elemento irradiante da porta P2 apresenta um comportamento levemente diferente, com banda passante próxima a 10 GHz maior. A Figura 4.42 apresenta as comparações entre a perda de retorno simulada e medida, nas três portas do protótipo de PAA.



(a) Porta P1.



(b) Porta P2.



(c) Porta P3.

Figura 4.42: Comparações entre a perda de retorno simulada e medida, nas três portas do protótipo de PAA. Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.43 apresenta uma comparação entre as medições de perda de retorno nas três portas do protótipo de PAA. A partir da Figura 4.43, é possível inferir a banda obtida com o protótipo de PAA, a partir de cada uma das três portas. A Tabela 4.13 apresenta os resultados obtidos com cada uma das três portas.

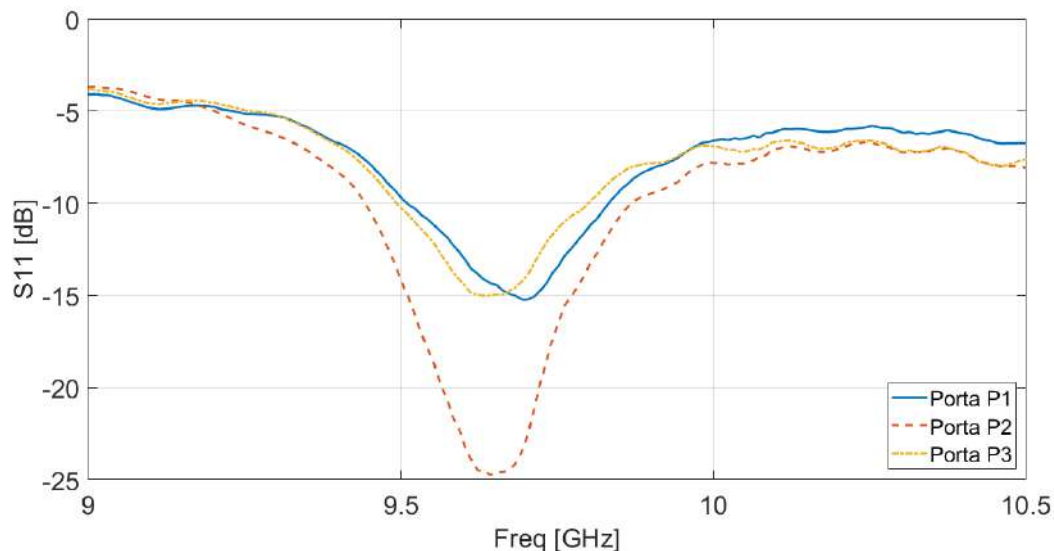


Figura 4.43: Banda obtida com o protótipo de PAA. Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 4.13: Valores da banda obtida com o protótipo de PAA. Fonte: Elaborado pelo autor.

Porta	Banda (GHz)	f_o (GHz)	S11 na f_o (dB)
P1	0,33 (9,5 a 9,83)	9,7	-15,2335
P2	0,43 (9,44 a 9,87)	9,64	-24,7563
P3	0,31 (9,49 a 9,8)	9,63	-15,0223

Confirmando o que foi observado na Figura 4.42, os valores de banda, frequência de operação e perda de retorno na frequência de operação são muito próximos nas portas P1 e P3. Na porta P2, referente ao elemento irradiante central da antena, os valores de banda e perda de retorno foram melhores. A banda do elemento irradiante central do protótipo de PAA é aproximadamente 35% maior que nos outros elementos irradiantes. A perda de retorno do elemento irradiante central é aproximadamente 60% maior que nos outros elementos irradiantes.

Observa-se que a frequência 10 GHz não está inclusa na banda obtida. Os parâmetros da estrutura PBG e dos elementos do dipolo são muito sensíveis. É possível que o processo de fabricação não tenha garantido a precisão imposta pelo projeto simulado. Sendo assim,

é de se esperar que ocorra um deslocamento de frequência na resposta dos elementos irradiantes. É possível, entretanto, compensar a frequência com o uso de componentes eletrônicos.

Após a realização das medidas acima apresentadas, realizou-se um processo manual de metalização nos furos de um dos pares de PAA fabricado. Tanto o procedimento de metalização quanto as medições foram conduzidos pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba (IFPB).

A Figura 4.44 apresenta o protótipo, fabricado com o método HASL, cujos furos PBG foram preenchidos manualmente com solda.

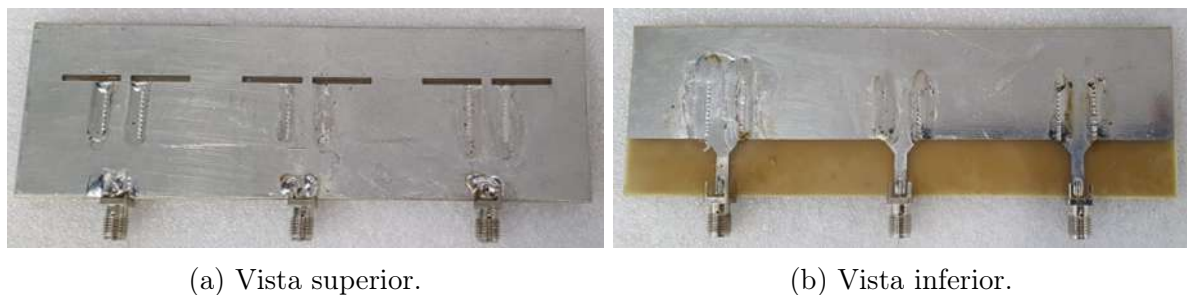


Figura 4.44: Protótipo com preenchimento nos furos PBG. Fonte: Elaborado pelo autor.

As Figuras 4.45 e 4.46 apresentam os resultados medidos e comparados com as simulações e medições anteriores. As comparações são realizadas com os mesmos resultados de medição, comparados às simulações nas faixas de 8,5 a 10,5 GHz e 5 a 20 GHz, respectivamente.

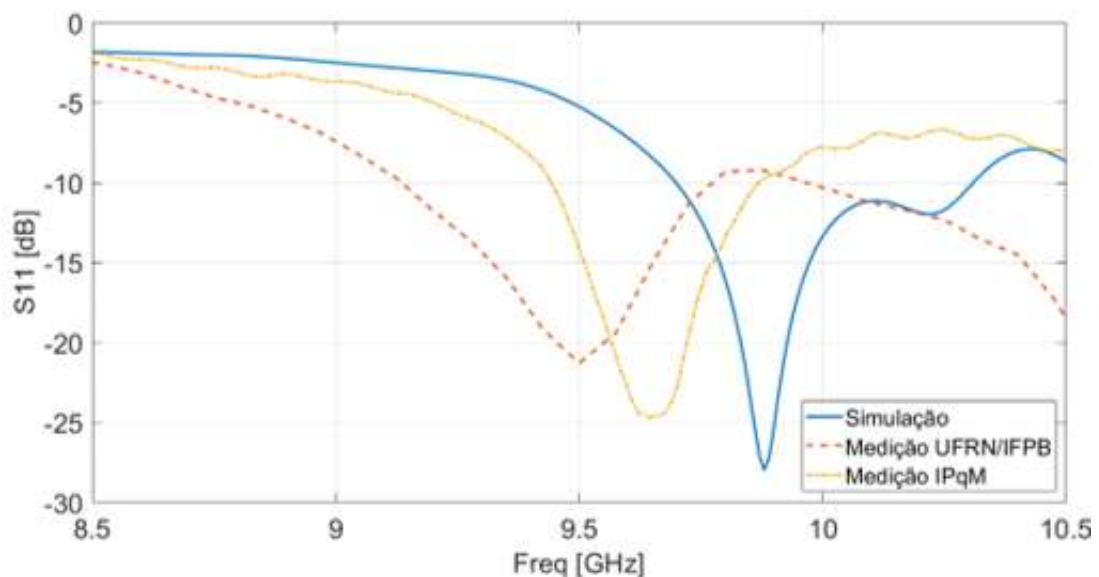


Figura 4.45: Comparação de resultados em 10 GHz. Fonte: Elaborado pelo autor.

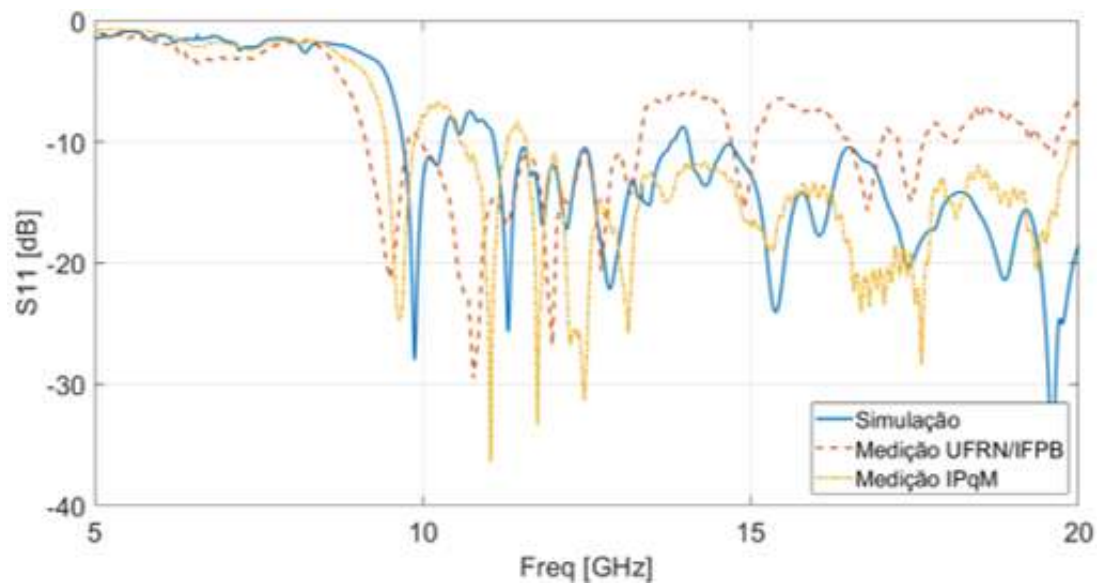


Figura 4.46: Comparação de resultados de 5 a 20 GHz. Fonte: Elaborado pelo autor.

Sugere-se que o fechamento dos PBGs apresenta distorção no resultado porque altera a estrutura periódica ao retirar o ar entre as paredes metálicas dos furos.

Capítulo 5

Conclusões

Uma PAA de três elementos foi projetada neste trabalho, apresentando resultados simulados e medidos coerentes.

O modelo simulado apresentou uma largura de banda de 610 MHz, sendo esta de 9,7 GHz a 10,31 GHz.

Com a utilização de uma estrutura metálica de proteção, foi possível diminuir a propagação de ruído proveniente das linhas de alimentação *microstrip*, melhorando a RFC da PAA proposta.

A PAA proposta apresenta diretividade e direcionamento de feixe satisfatórios. Foi obtido um sensoriamento angular de até 68° , com áreas úteis de -34° a -19° e 19° a 34° . Em toda a área angular útil, o direcionamento do feixe varia 5° a cada defasamento de aproximadamente 50° no sinal de entrada. Quando os sinais de entrada não possuem diferença de fase, o feixe se torna menos diretivo e aponta para quatro ângulos diferentes: -35° , -6° , 6° e 35° .

Um protótipo da PAA proposta foi fabricado. Medidas de perda de retorno foram conduzidas em câmara anecoica. O modelo fabricado não fez uso de nenhum tipo de blindagem do sinal irradiado pelo plano inferior. O protótipo fabricado apresentou largura de banda de 430 MHz, sendo esta de 9,44 GHz a 9,87 GHz.

Apesar de ser angularmente limitada, a PAA proposta pode ser utilizada em algumas aplicações sugeridas, como, por exemplo, sistemas de assistência de estacionamento e sistemas de rastreamento de antena, que é o principal interesse deste trabalho. Para ambas as aplicações, não há necessidade de que a direção de feixe tenha alcance angular de 360° . Acredita-se que a abertura de direção de feixe de 68° é suficiente.

Caso haja necessidade de que a resolução da direção de feixe seja maior entre -18° e 18° ou de que a cobertura seja de 360° , existe a possibilidade de combinar mais de uma PAA.

Caso a PAA venha a ser utilizada em um sistema de radar, existe a preocupação com a qualidade da detecção de alvos, uma vez que a banda obtida não foi tão larga e isto pode afetar diretamente a resolução de detecção de alvos do radar.

Em sistemas de comunicação, a largura de banda também é uma preocupação. Entretanto, em um sistema de rastreamento de antena, a PAA seria utilizada como a antena auxiliar que realiza a busca pelo satélite, podendo ser utilizada outra antena para a transferência de dados.

5.1 Trabalhos Futuros

- Refinar o projeto da linha de transmissão em busca de um diagrama de irradiação mais diretivo e com alcance angular maior da direção de feixe;
- Refinar o projeto de modo que não seja necessário utilizar a estrutura metálica de proteção; sugere-se que remover a estrutura metálica promoverá alcance angular maior da direção de feixe;
- Estudar mais profundamente o quanto distanciar/aproximar o último elemento PBG do dilolo altera o comportamento da PAA; refinar o projeto para obter melhores resultados;
- Simular o padrão de irradiação com mais de uma PAA e verificar o comportamento da direção de feixe nos 360° ; para isso, será necessário integrar um algoritmo de chaveamento entre as PAAs;
- Realizar o projeto com outros tipos de linha de transmissão;
- Modificar a alimentação da PAA, de modo a remover as *microstrips* e estudar o quanto esta mudança influencia na RFC da antena; para isso, será necessário modificar a conectorização da antena;
- Realizar projeto com alimentação ótica e verificar o quanto influenciou na RFC; sugere-se que a melhor RFC será obtida desta forma;
- Realizar simulações com outros substratos e em frequências superiores;

-
- Realizar projetos de PAA compostos por vetores ou matrizes com mais elementos irradiantes;
 - Caso haja disponibilidade de material, fabricar PAAs com outros substratos;
 - Realizar medidas de diagrama de irradiação das PAAs fabricadas para este trabalho e de todos os modelos futuros que vierem a ser projetados;
 - Projetar sistema ótico com *setup* similar ao da Figura 1.11 e testar o seu funcionamento com a PAA;
 - Testar fibras óticas com diferentes propriedades, em busca de realizar o defasamento dos sinais;
 - Testar o funcionamento com Fibras Óticas Poliméricas (*Polymer Optical Fibers*) (POFs), o que será favorável a aplicações em ambientes confinados, como, por exemplo, navios, cuja estrutura não favorece o uso de Fibras Óticas de Vidro (*Glass Optical Fibers*) (GOFs), que são sensíveis a dobras.

Referências

- [1] SIMPSON, J. J.; TAFLOVE, A.; MIX, J. A.; HECK, H. Substrate integrated waveguide optimized for ultrahigh-speed digital interconnects. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 54, n. 5, p. 1983–1990, 2006.
- [2] WU, K.; DESLANDES, D.; CASSIVI, Y. The substrate integrate circuits-a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics. *International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 1, p. P-III-P-X, 2003.
- [3] SILVA, I. A. C. *Projeto, prototipação e caracterização de antenas de conjunto de fendas integradas em substrato de circuito impresso em 10 GHz*. 152 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) — Universidade Federal Fluminense, Niterói, RJ, 2015.
- [4] SILVA, I. A. C.; MATOS, L. J.; PINNA, P. A.; MAGRI, V. P.; A., S. J.; CAMPOS, F. P. A 10-GHz SIWG slot array antenna prototype on FR-4 substrate. *Microwave and Optical Technology Letters*, John Wiley & Sons, Inc., v. 58, p. 1059–1065, 2016.
- [5] KUNATH, R. R.; BHASIN, K. B. Optically controlled phased-array antenna technology for space communication systems. In: *Optoelectronics and Laser Applications in Science and Engineering*. Los Angeles, CA: [s.n.], 1988.
- [6] WALLIS, R. E.; CHENG, S. Phased-array antenna system for the MESSENGER deep space mission. In: *IEEE Aerospace Conference Proceedings*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2001. v. 1, p. 41–49.
- [7] CHAKAM, G. A.; FREUDE, W. Optically controlled phased array antenna. *International Conference on Infrared and Millimeter Waves*, 1999.
- [8] CHAKAM, G. A.; FREUDE, W. Coplanar phased array antenna with optical feeder and photonic bandgap structure. In: *International Topical Meeting on Microwave Photonics*. [S.l.]: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1999.
- [9] MAGRI, V. P. R. Substrate integrated waveguide filter at 10 GHz using commercial FR4 lossy substrate. *IEEE Microwave and Optoelectronics Conference*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, p. 595–599, 2009.
- [10] MAGRI, V. P. R. FR4 waveguide electronic circuits at 10 Gbit/s. *IEEE Microwave and Optoelectronics Conference*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, p. 181–184, 2011.

- [11] KUNATH, R. R.; BHASIN, K. B. Optically controlled phased array antenna concepts using gaas monolithic microwave integrated circuits. In: *International IEEE AP-S/VRSI Symposium*. Philadelphia, PA: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1986.
- [12] KUNATH, R. R.; CLASPY, P. C.; RICHARD, M. A.; BHASIN, K. B. Design of an optically controlled Ka-band GaAs MMIC phased-array antenna. In: *Optoelectronics and Laser Applications in Science and Engineering*. Los Angeles, CA: [s.n.], 1990.
- [13] SIMONS, R. N.; PONCHAK, G. E.; LEE, R. Q.; FERNANDEZ, N. S. Coplanar waveguide fed phased array antenna. In: *IEEE AP-S International Symposium*. Dallas, TX: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1990.
- [14] WEN, C. P. Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for non-reciprocal gyromagnetic device applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 17, n. 12, p. 1087–1090, 1969.
- [15] YAN, L.; HONG, W.; HUA, G.; CHEN, J.; WU, K.; CUI, T. J. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwave Wireless Component Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 14, 2004.
- [16] MICHALKIEWICZ, M. L.; MARIANO, A. A.; DARTORA, C. A. Projeto de filtro passa-faixa usando tecnologia siw e topologia iris. *Seminários de Microeletrônica do Paraná*, Curitiba, Brasil, 2019.
- [17] NWAJANA, A. O.; OBI, E. R. A review on siw and its applications to microwave components. *Electronics*, v. 11, n. 7, 2022.
- [18] DESLANDES, D.; WU, K. Accurate modelling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 54, p. 2516–2526, 2006.
- [19] HURM, V. 40 Gbit/s 1.55 μm monolithic integrated GaAs-based PIN-HEMT photo-receiver. *European Conference on Optical Communication*, v. 8, p. 121–123, 1998.
- [20] SHI, N.; LI, W.; ZHU, N.; LI, M. Optically controlled phase array antenna [invited]. *Chinese Optics Letters*, Optica Publishing Group, v. 17, 2019.
- [21] STARK, L. Microwave theory of phased-array antennas – a review. *Proceedings of the IEEE*, v. 62, p. 1661–1701, 1974.
- [22] NG, W.; WALSTON, A. A.; TANGONAN, G. L.; LEE, J. J.; NEWBERG, I. L.; BERNSTEIN, N. The first demonstration of an optically steered microwave phased array antenna using true-time-delay. *IEEE Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 9, 1991.
- [23] CHENG, Q.; ZHENG, S.; ZHANG, Q.; JI, J.; YU, H.; ZHANG, X. An integrated optical beamforming network for two-dimensional phased array radar. *Optics Communications*, 2021.
- [24] MEDEIROS, J. C. O. *Princípios de Telecomunicações: Teoria e prática*. 5. ed. [S.l.]: Editora Érica, 2016.

- [25] GOMES, A. T. *Telecomunicações: Transmissão e recepção*. 21. ed. [S.l.]: Editora Érica, 2011.
- [26] BANSAL, R. *Handbook of engineering electromagnetics*. [S.l.]: Marcel Dekker Inc., 2004.
- [27] JOHNSON, H. W.; GRAHAM, M. *High-speed digital design: a handbook of black magic*. [S.l.]: Prentice Hall, 1993.
- [28] DAS, B. N.; PRASAD, K. V. S. V. R.; RAO, K. V. S. Excitation of waveguide by stripline and microstrip-line-fed slots. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, p. 321–327, 1986.
- [29] DESLANDES, D.; WU, K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 11, p. 68–70, 2001.
- [30] BALANIS, C. A. *Antenna theory: Analysis and design*. 3. ed. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2005.
- [31] KROUKA, W.; FENNI, S.; CHALLAL, M.; AKSAS, R. Evaluation of polarization diversity antenna for wireless communication application. *International Conference on Electrical Engineering*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015.
- [32] VOTIS, C.; CHRISTOFILAKIS, V.; KOSTARAKIS, P. Geometry aspects and experimental results of a printed dipole antenna. *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, v. 3, p. 204–207, 2010.
- [33] GARG, R.; BHARTIA, P.; BAHL, I.; ITTIPIBOON, A. *Microstrip antenna design handbook*. [S.l.]: Artech House Publishers, 2001.
- [34] GARIDI, W. A. A.; SAHAR, N. B. M.; TEYMOURZADEH, R. Planar dipole antenna design at 1800mhz band using different feeding methods for gsm application. *IEEE International Conference on Semiconductor Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2012.
- [35] MAILLOUX, R. J. *Phased array antenna handbook*. 2. ed. [S.l.]: Artech House, 2005.
- [36] ZHANG, Y.; WU, H.; ZHU, D.; PAN, S. An optically controlled phased array antenna based on single sideband polarization modulation. *Optics Express*, Optica Publishing Group, v. 22, p. 3761–3765, 2014.
- [37] YABLONOVITCH, E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical Review Letters*, American Physical Society, v. 58, p. 2059–2062, 1987.
- [38] GÉRALDINE, G.; PRIOU, A. An introduction to photonic band gap (PBG) materials. *Progress in Electromagnetics Research*, v. 41, p. 1–20, 2003.
- [39] AGRAWAL, G. P.; DUTTA, N. K. Photonic and optoelectronic integrated circuits. In: _____. *Semiconductor lasers*. Boston, MA: Springer US, 1993. p. 530–546.
- [40] KOBAYASHI, K. Integrated optical and electronic devices. In: _____. *Optical fiber telecommunications II*. Boston, MA: Academic Press, 1988. cap. 15.

- [41] KOCH, T. L.; KOREN, U. Semiconductor photonic integrated circuits. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 27, n. 3, p. 641–653, 1991.
- [42] WADA, O.; SAKURAI, T.; NAKAGAMI, T. Recent progress in optoelectric integrated circuits (OEIC's). *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 22, n. 6, p. 805–821, 1986.
- [43] FORREST, S. Monolithic optoelectronic integration: A new component technology for lightwave communications. *Journal of Lightwave Technology*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 3, n. 6, p. 1248–1263, 1985.
- [44] POPPER, K. S. *A lógica da pesquisa científica*. 2. ed. São Paulo, SP: Editora Cultrix, 1975.
- [45] MARCONI, M. A.; LAKATOS, E. M. *Fundamentos de metodologia científica*. 8. ed. [S.l.]: Editora Atlas S.A., 2017.
- [46] SLIUSAR, I.; SLYUSAR, V.; VOLOSHKO, S.; ZINCHENKO, A.; UTKIN, Y. Synthesis of a broadband ring antenna of a two-tape design. *IEEE Ukrainian Microwave Week*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2020.
- [47] ANSYS HFSS: Everything to Know. <https://sunglass.io/ansys-hfss/>. Acessado em: 19/01/2023.
- [48] AWR TX-LINE. https://www.cadence.com/en_US/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design/awr-tx-line.html. Acessado em: 20/10/2023.
- [49] MATLAB. <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>. Acessado em: 20/10/2023.
- [50] HASL — Hot Air Solder Leveling — Nivelamento de Solda por Ar Quente em Placas de Circuito Impresso. https://tec-ci.com.br/blog/post?post_url=nivelamento-hasl. Acessado em: 04/02/2024.
- [51] ANRITSU VNA Master MS2034A. <https://www.anritsu.com/en-us/test-measurement/products/ms2034a/>. Acessado em: 18/10/2023.
- [52] KEYSIGHT N9951A FieldFox Handheld Microwave Analyzer. <https://www.keysight.com/us/en/product/N9951A/fieldfox-a-handheld-microwave-analyzer-44-ghz.html>. Acessado em: 25/01/2024.
- [53] JEFFREY, T. *Phased-array radar design: application of radar fundamentals*. [S.l.]: SciTech Publishing, Inc., 2009.

APÊNDICE A – Códigos MATLAB

A.1 CalculoL.m

O código MATLAB CalculoL.m foi escrito para realizar os cálculos de comprimento da linha de transmissão **SIWG!** (SIWG!) deste trabalho.

```
f = 10e9; % Frequencia sempre 10 GHz
aSIWG = 9e-3; % Abertura do SIWG fixa em 9 mm
p = 1e-3:0.00001:4e-3; % Varredura das possibilidades de p
d = 1e-3:0.00001:4e-3; % Varredura das possibilidades de d
er = 4.3; % Permissividade relativa do FR-4
c = 3e8; % Velocidade da luz

tol = input('Inserir tolerancia: ');
% Tolerancia no calculo de L: utiliza 0,13 ou 0,02
flag = input('Inserir flag: ');
% flag=1; L=lambda/2
% flag=2; L=3*lambda/4
% flag=3; L=2*lambda/3
% flag=4; L=lambda (2*lambda/2)
% flag=5; L=3*lambda/2 (2*3*lambda/4)

RES = zeros(100000,8);
i = 1;
for j = 1:length(p)
    for k = 1:length(d)
        % Calculo de aSIWG-aRWG
        A = aSIWG/p(j); % Para calculo dos denominadores
        B = A - 1.0684; % Denominador de e1
```

```
C = A - 1.201; % Denominador de e2
D = A + 0.2152; % Denominador de e3
clear A

e1 = 1.0198 + 0.3465/B; % Calculo de e1
e2 = -0.1183 - 1.2729/C; % Calculo de e2
e3 = 1.0082 - 0.9163/D; % Calculo de e3
clear B C D

E = p(j)/d(k); % Para calculo do denominador de a_
F = (e1+e2-e3)/(e3-e1); % Para denominador de a_
clear e3

a = e1 + e2/(E+F); % Calculo de a_
clear e1 e2 E F

aRWG = a*aSIWG; % aRWG correspondente a aSIWG=9
clear a

% Calculo da frequencia de corte fc
A = c/2;
B = 1/sqrt(er);
C = 1/aRWG;
fc = A*B*C;
clear A B C

if (fc < f) == true
    % Funcao para o calculo de L
    L = funcL(f, fc, er, flag);
else
    % Zera valores se fc > f
    lambda0 = 0;
    lambdag = 0;
    L = 0;
end
```

```

    if isreal((L-d(k))/p(j)) == true &&...
        (L>d(k)) == true && p(j) < 0.2*lambda0 &&...
        (d(k)/p(j)) >= 0.5 && d(k)/aSIWG < 0.4 &&...
        fc <= 9e9 &&...
        (L-d(k))/p(j) - floor((L-d(k))/p(j)) <= 0.02
        % Matriz com valores que atendem as exigencias
        RES(i,1) = aSIWG; % Abertura do SIWG
        RES(i,2) = aRWG; % Abertura do RWG
        RES(i,3) = fc; % Frequencia de corte
        RES(i,4) = lambdag; % Comprimento de onda guiada
        RES(i,5) = d(k); % Diametro dos PBGs
        RES(i,6) = p(j);
        % Distancia centro-centro entre PBGs
        RES(i,7) = L; % Comprimento da linha de transmissao
        RES(i,8) = (L-d(k))/p(j);
        % Quantidade de PBGs com tolerancia
        i = i + 1;
    end
end
end
end

```

A.2 funcL.m

Função que auxilia no cálculo do comprimento da linha de transmissão **SIWG!**. Utilizada pelo código MATLAB CalculoL.m.

```

function L = funcL(f,fc,er,flag)
% FUNCL Auxilia no calculo do comprimento da linha de
% transmissao SIWG.
% funcL(f,fc,er,flag) le os valores fornecidos de frequencia,
% permissividade relativa e flag.
% L = funcL(f,fc,er,flag) retorna o valor do comprimento da
% linha de transissao SIWG, com a regra definida pela flag
% escolhida:
% flag=1; L=lambda/2;
% flag=2; L=3*lambda/4;

```

```

%   flag=3; L=2*lambda/3;
%   flag=4; L=lambda (2*lambda/2);
%   flag=5; L=3*lambda/2 (2*3*lambda/4).

lambda = 3*10^8/(f*sqrt(er));
if flag == 1
    L = lambda/2;
elseif flag == 2
    L = 3*lambda/4;
elseif flag == 3
    L = 2*lambda/3;
elseif flag == 4
    L = 2*lambda/2;
elseif flag == 5
    L = 2*3*lambda/4;
else
    L = 0;
end

end
end

```

A.3 PlotRetLoss.m

O código MATLAB PlotRetLoss.m foi criado para gerar gráficos de perda de retorno de simulação ou medição de uma antena.

```

n_gph = input('Numero de graficos: ');

%% Leitura dos arquivos e geracao dos graficos
l = strings(1,n_gph);
for i = 1:n_gph
    arq = input('Nome do arquivo: ','s'); % Nome do arquivo CSV
    l(i) = input('Legenda desejada: ','s'); % Legendas desejadas
    MAT = csvread(arq,1,0); % Leitura do arquivo CSV
    plot(MAT(:,1),MAT(:,2),'LineWidth',2) % Gera o grafico
    if i==1

```



```
        hold on
    elseif i==n_gph
        hold off
    end
    clear arq MAT
end
clear n_gph i

%% Configuracao dos graficos
grid on

x = input('Titulo do eixo x: ','s');
xlabel(x) % Insercao do titulo do eixo x
clear x

y = input('Titulo do eixo y: ','s');
ylabel(y) % Insercao do titulo do eixo y
clear y

lgd = legend(1); % Insercao da legenda
clear l

fontsize(gca,22,"points") % Tamanho da fonte nos eixos
fontsize(lgd,18,"points") % Tamanho da fonte na legenda
clear lgd
```

A.4 PontoMeiaPot.m

O código MATLAB PontoMeiaPot.m foi criado para determinar possíveis marcadores de 3 dB e de 5 dB em dados de simulação ou medição de uma antena.

```
%% Leitura do arquivo CSV
arq = input('Nome do arquivo: ','s'); % Nome do arquivo
M = csvread(arq,1,0); % Salvamento dos dados em matriz
Theta = M(:,2)'; % Angulo teta [deg]
E = M(:,3)'; % Plano E [dB]
```

```

H = M(:,4)'; % Plano H [dB]
clear arq M

%% Plano E
% Primeira etapa: Preencher vetor com os angulos cujos valores
% estao acima de 3dB e 5dB
% Vetor preenchido com zeros quando valores estiverem abaixo de
% 3dB e 5dB
E3 = zeros(length(E),2); % Matriz para preencher com valores
% acima de -3dB
E5 = zeros(length(E),2); % Matriz para preencher com valores
% acima de -5dB
for i = 1:length(E)
    if E(i) >= (max(E)-3) % Comparar se valor esta acima de -3dB
        E3(i,1) = E(i); % Salvar valor acima de -3dB
        E3(i,2) = Theta(i); % Salvar o angulo teta associado
    end
end
clear i
for i = 1:length(E)
    if E(i) >= (max(E)-5) % Comparar se valor esta acima de -5dB
        E5(i,1) = E(i); % Salvar valor acima de -5dB
        E5(i,2) = Theta(i); % Salvar o angulo teta associado
    end
end
clear i

% Segunda etapa: Separar somente os valores mais proximos de 3dB
% e 5dB
% Valores medidos ou simulados sao discretizados, o que
% dificulta a busca por valores exatos
% Comparacao de valor com anterior e posterior
% Primeira comparacao e feita com o ultimo valor do vetor
EM3 = zeros(10,2); % Matriz para preencher com possiveis
% marcadores de 3dB

```

```

i = 1;
if E3(1) ~= 0 && (E3(max(length(E))) == 0 || E3(2) == 0)
    EM3(i,1) = E3(1);
    EM3(i,2) = Theta(1);
    i = i+1;
end
for j = 2:length(E)
    if E3(j) ~= 0 && (E3(j-1) == 0 || E3(j+1) == 0)
        EM3(i,1) = E3(j);
        EM3(i,2) = Theta(j);
        i = i+1;
    end
end
clear i j
EM5 = zeros(10,2); % Matriz para preencher com possiveis
% marcadores de 5dB
i = 1;
if E5(1) ~= 0 && (E5(max(length(E))) == 0 || E5(2) == 0)
    EM5(i,1) = E5(1);
    EM5(i,2) = Theta(1);
    i = i+1;
end
for j = 2:length(E)
    if E5(j) ~= 0 && (E5(j-1) == 0 || E5(j+1) == 0)
        EM5(i,1) = E5(j);
        EM5(i,2) = Theta(j);
        i = i+1;
    end
end
clear i j E E3 E5

%% Plano H
% Primeira etapa
H3 = zeros(length(H),2); % Matriz para preencher com valores
% acima de -3dB

```

```

H5 = zeros(length(H),2); % Matriz para preencher com valores
% acima de -5dB
for i = 1:length(H)
    if H(i) >= (max(H)-3) % Comparar se valor esta acima de -3dB
        H3(i,1) = H(i); % Salvar valor acima de -3dB
        H3(i,2) = Theta(i); % Salvar o angulo teta associado
    end
end
clear i
for i = 1:length(H)
    if H(i) >= (max(H)-5) % Comparar se valor esta acima de -5dB
        H5(i,1) = H(i); % Salvar valor acima de -5dB
        H5(i,2) = Theta(i); % Salvar o angulo teta associado
    end
end
clear i

% Segunda etapa
HM3 = zeros(10,2); % Matriz para preencher com possiveis
% marcadores de 3dB
i = 1;
if H3(1) ~= 0 && (H3(max(length(H))) == 0 || H3(2) == 0)
    HM3(i,1) = H3(1);
    HM3(i,2) = Theta(1);
    i = i+1;
end
for j = 2:length(H)
    if H3(j) ~= 0 && (H3(j-1) == 0 || H3(j+1) == 0)
        HM3(i,1) = H3(j);
        HM3(i,2) = Theta(j);
        i = i+1;
    end
end
clear i j

```

```

HM5 = zeros(10,2); % Matriz para preencher com possiveis
% marcadores de 5dB
i = 1;
if H5(1) ~= 0 && (H5(max(length(H))) == 0 || H5(2) == 0)
    HM5(i,1) = H5(1);
    HM5(i,2) = Theta(1);
    i = i+1;
end
for j = 2:length(H)
    if H5(j) ~= 0 && (H5(j-1) == 0 || H5(j+1) == 0)
        HM5(i,1) = H5(j);
        HM5(i,2) = Theta(j);
        i = i+1;
    end
end
clear i j H H3 H5 Theta

```

A.5 PlotRadPat1.m

O código MATLAB PlotRadPat1.m foi criado para gerar gráficos polares de plano E e plano H de simulação ou medição de uma antena. Utiliza-se os ângulos que foram obtidos com o código PontoMeiaPot.m. Os ângulos, entretanto, precisam ser avaliados manualmente, pois o código pode gerar falsos positivos em consequência de oscilações nos dados observados.

```

%% Leitura do arquivo CSV
arq = input('Nome do arquivo: ', 's'); % Nome do arquivo CSV
M = csvread(arq,1,0); % Salvamento dos dados em matriz
Theta = deg2rad(M(:,2)'); % Angulo teta [rad]
E = M(:,3)'; % Plano E [dB]
H = M(:,4)'; % Plano H [dB]
clear arq M

%% Configuracao dos eixos
% Limites do eixo ro
ERLim1 = input('Limite inferior do grafico do plano E: ');

```

```
ERLim2 = input('Limite superior do grafico do plano E: ');
HRLim1 = input('Limite inferior do grafico do plano H: ');
HRLim2 = input('Limite superior do grafico do plano H: ');
EHRLim1 = input('Limite inferior dos graficos sobrepostos: ');
EHRLim2 = input('Limite superior dos graficos sobrepostos: ');
ERLim = [ERLim1 ERLim2]; % Grafico do plano E
HRLim = [HRLim1 HRLim2]; % Grafico do plano H
EHRLim = [EHRLim1 EHRLim2]; % Graficos sobrepostos

% Linhas de marcacao
ERTick = min(ERLim):3:max(ERLim); % Grafico do plano E
HRTick = min(HRLim):3:max(HRLim); % Grafico do plano H
EHRTick = min(EHRLim):3:max(EHRLim); % Graficos sobrepostos

%% Configuracao dos marcadores
% Grafico do plano E
ETethaM31 = input('Marcacao de 3dB para Plano E: ');
ETethaM32 = input('Marcacao de 3dB para Plano E: ');
ETethaM51 = input('Marcacao de 5dB para Plano E: ');
ETethaM52 = input('Marcacao de 5dB para Plano E: ');

% Grafico do plano H
HTethaM31 = input('Marcacao de 3dB para Plano H: ');
HTethaM32 = input('Marcacao de 3dB para Plano H: ');
HTethaM51 = input('Marcacao de 5dB para Plano H: ');
HTethaM52 = input('Marcacao de 5dB para Plano H: ');

% Graficos sobrepostos
EHTethaM31 = input('Marcacao de 3dB para grafico sobreposto: ');
EHTethaM32 = input('Marcacao de 3dB para grafico sobreposto: ');
EHTethaM51 = input('Marcacao de 5dB para grafico sobreposto: ');
EHTethaM52 = input('Marcacao de 5dB para grafico sobreposto: ');

%% Grafico do plano E
figure
```

```

polarplot(Theta,E,'b','LineWidth',1.5)
hold on
polarplot([ETethaM31 ETethaM32; ETethaM31 ETethaM32]*pi/180, ...
    [[1 1]*min(ERLim);[1 1]*max(ERLim)], 'k', 'LineWidth',1.5)
    % Marcacao 3dB
polarplot([ETethaM51 ETethaM52; ETethaM51 ETethaM52]*pi/180, ...
    [[1 1]*min(ERLim);[1 1]*max(ERLim)], 'm', 'LineWidth',1.5)
    % Marcacao 5dB
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como
% -180 a 180
pax.RLim = ERLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = ERTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax ERLim ERTick ETethaM31 ETethaM32 ETethaM51 ETethaM52

%% Grafico do plano H
figure
polarplot(Theta,H,'r','LineWidth',1.5)
hold on
polarplot([HTethaM31 HTethaM32; HTethaM31 HTethaM32]*pi/180, ...
    [[1 1]*min(HRLim);[1 1]*max(HRLim)], 'k', 'LineWidth',1.5)
    % Marcacao 3dB
polarplot([HTethaM51 HTethaM52; HTethaM51 HTethaM52]*pi/180, ...
    [[1 1]*min(HRLim);[1 1]*max(HRLim)], 'm', 'LineWidth',1.5)
    % Marcacao 5dB
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como
% -180 a 180

```

```

pax.RLim = HRLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = HRTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax HRLim HRTick HTethaM31 HTethaM32 HTethaM51 HTethaM52

%% Graficos sobrepostos
figure
polarplot(Theta,E,'b','LineWidth',1.5)
hold on
polarplot(Theta,H,'r','LineWidth',1.5)
polarplot([EHTethaM31 EHTethaM32; EHTethaM31 EHTethaM32]...
    *pi/180, [[1 1]*min(EHRLim);[1 1]*max(EHRLim)], 'k',...
    'LineWidth',1.5) % 3dB
polarplot([EHTethaM51 EHTethaM52; EHTethaM51 EHTethaM52]...
    *pi/180, [[1 1]*min(EHRLim);[1 1]*max(EHRLim)], 'm',...
    'LineWidth',1.5) % 5dB
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como
% -180 a 180
pax.RLim = EHRLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = EHRTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax E H Theta EHRLim EHRTick
clear EHTethaM31 EHTethaM32 EHTethaM51 EHTethaM52

```

A.6 PlotRadPat2.m

O código MATLAB PlotRadPat2.m foi criado para gerar gráficos comparativos de plano E e/ou plano H de duas simulações ou medições diferentes. Utiliza-se os ângulos que

foram obtidos com o código PontoMeiaPot.m e avaliados manualmente.

```
%% Leitura do primeiro arquivo CSV
arq = input('Nome do arquivo: ', 's'); % Nome do arquivo CSV
M1 = csvread(arq,1,0); % Salvamento dos dados em matriz
Theta1 = deg2rad(M1(:,2)'); % Angulo teta [rad]
E1 = M1(:,3)'; % Plano E [dB]
H1 = M1(:,4)'; % Plano H [dB]
clear arq M1

%% Leitura do segundo arquivo CSV
arq = input('Nome do arquivo: ', 's'); % Nome do arquivo CSV
M2 = csvread(arq,1,0); % Salvamento dos dados em matriz
% Freq2 = M2(:,1)'; % Frequencia [GHz]
Theta2 = deg2rad(M2(:,2)'); % Angulo teta [rad]
E2 = M2(:,3)'; % Plano E [dB]
H2 = M2(:,4)'; % Plano H [dB]
clear arq M2

%% Configuracao dos eixos
% Limites do eixo ro
ERLim1 = input('Limite inferior do grafico do plano E: ');
ERLim2 = input('Limite superior do grafico do plano E: ');
HRLim1 = input('Limite inferior do grafico do plano H: ');
HRLim2 = input('Limite superior do grafico do plano H: ');
ERLim = [ERLim1 ERLim2]; % Grafico do plano E
HRLim = [HRLim1 HRLim2]; % Grafico do plano H

% Linhas de marcacao
ERTick = min(ERLim):3:max(ERLim); % Grafico do plano E
HRTick = min(HRLim):3:max(HRLim); % Grafico do plano H
%% Configuracao dos marcadores
% Grafico do plano E
% Antena 1
E1TethaM31 = input('Marcacao de 3dB para Plano E: ');
E1TethaM32 = input('Marcacao de 3dB para Plano E: ');
```

```

E1TethaM51 = input('Marcacao de 5dB para Plano E: ');
E1TethaM52 = input('Marcacao de 5dB para Plano E: ');
% Antena 2
E2TethaM31 = input('Marcacao de 3dB para Plano E: ');
E2TethaM32 = input('Marcacao de 3dB para Plano E: ');
E2TethaM51 = input('Marcacao de 5dB para Plano E: ');
E2TethaM52 = input('Marcacao de 5dB para Plano E: ');

% Grafico do plano H
% Antena 1
H1TethaM31 = input('Marcacao de 3dB para Plano H: ');
H1TethaM32 = input('Marcacao de 3dB para Plano H: ');
H1TethaM51 = input('Marcacao de 5dB para Plano H: ');
H1TethaM52 = input('Marcacao de 5dB para Plano H: ');
% Antena 2
H2TethaM31 = input('Marcacao de 3dB para Plano H: ');
H2TethaM32 = input('Marcacao de 3dB para Plano H: ');
H2TethaM51 = input('Marcacao de 5dB para Plano H: ');
H2TethaM52 = input('Marcacao de 5dB para Plano H: ');

%% Grafico do plano E com marcacao de 3dB
figure
polarplot(Theta1,E1,'b','LineWidth',1.5)
hold on
polarplot(Theta2,E2,'r','LineWidth',1.5)
polarplot([E1TethaM31 E1TethaM32; E1TethaM31 E1TethaM32]...
*pi/180, [[1 1]*min(ERLim);[1 1]*max(ERLim)], 'k', ...
'LineWidth',1.5) % 1a. antena
polarplot([E2TethaM31 E2TethaM32; E2TethaM31 E2TethaM32]...
*pi/180, [[1 1]*min(ERLim);[1 1]*max(ERLim)], 'm', ...
'LineWidth',1.5) % 2a. antena
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como

```

```

% -180 a 180
pax.RLim = ERLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = ERTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax E1TethaM31 E1TethaM32 E2TethaM31 E2TethaM32

%% Grafico do plano E com marcacao de 5dB
figure
polarplot(Theta1,E1,'b','LineWidth',1.5)
hold on
polarplot(Theta2,E2,'r','LineWidth',1.5)
polarplot([E1TethaM51 E1TethaM52; E1TethaM51 E1TethaM52]...
*pi/180, [[1 1]*min(ERLim);[1 1]*max(ERLim)], 'k', ...
'LineWidth',1.5) % 1a. antena
polarplot([E2TethaM51 E2TethaM52; E2TethaM51 E2TethaM52]...
*pi/180, [[1 1]*min(ERLim);[1 1]*max(ERLim)], 'm', ...
'LineWidth',1.5) % 2a. antena
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como
% -180 a 180
pax.RLim = ERLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = ERTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax E1 E2 ERLim ERTick E1TethaM51 E1TethaM52 ...
E2TethaM51 E2TethaM52

%% Grafico do plano H com marcacao de 3dB
figure
polarplot(Theta1,H1,'b','LineWidth',1.5)

```

```

hold on
polarplot(Theta2,H2,'r','LineWidth',1.5)
polarplot([H1TethaM31 H1TethaM32; H1TethaM31 H1TethaM32]...
*pi/180, [[1 1]*min(HRLim);[1 1]*max(HRLim)], 'k',...
'LineWidth',1.5) % 1a. antena
polarplot([H2TethaM31 H2TethaM32; H2TethaM31 H2TethaM32]...
*pi/180, [[1 1]*min(HRLim);[1 1]*max(HRLim)], 'm',...
'LineWidth',1.5) % 2a. antena
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como
% -180 a 180
pax.RLim = HRLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = HRTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax H1TethaM31 H1TethaM32 H2TethaM31 H2TethaM32

%% Grafico do plano H com marcacao de 5dB
figure
polarplot(Theta1,H1,'b','LineWidth',1.5)
hold on
polarplot(Theta2,H2,'r','LineWidth',1.5)
polarplot([H1TethaM51 H1TethaM52; H1TethaM51 H1TethaM52]...
*pi/180, [[1 1]*min(HRLim);[1 1]*max(HRLim)], 'k',...
'LineWidth',1.5) % 1a. antena
polarplot([H2TethaM51 H2TethaM52; H2TethaM51 H2TethaM52]...
*pi/180, [[1 1]*min(HRLim);[1 1]*max(HRLim)], 'm',...
'LineWidth',1.5) % 2a. antena
hold off

pax = gca;
pax.ThetaLim = [-180 180]; % Definicao de teta no grafico como

```

```
% -180 a 180
pax.RLim = HRLim; % Limites do eixo ro
pax.RTick = HRTick; % Linhas de marcacao
pax.ThetaDir = 'clockwise'; % Ajuste do eixo teta
pax.ThetaZeroLocation = 'top'; % Ajuste do eixo teta
fontsize(gca,14,"points")
clear pax Theta1 Theta2 H1 H2 HRLim HRTick
clear H1TethaM51 H1TethaM52 H2TethaM51 H2TethaM52
```