### Universidade Federal Fluminense Escola de Engenharia Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações

Roberto Brauer Di Renna

Antenas SIWG impressas com fendas e alimentação do tipo<br/> stripline para aplicações indoorno padrão 5G

Niterói-RJ

#### ROBERTO BRAUER DI RENNA

#### ANTENAS SIWG IMPRESSAS COM FENDAS E ALIMENTAÇÃO DO TIPO *STRIPLINE* PARA APLICAÇÕES *INDOOR* NO PADRÃO 5G

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações.

#### Orientador: Profa. Dra. VANESSA PRZYBYLSKI RIBEIRO MAGRI SOUZA

Coorientador: Prof. Dr. TADEU NAGASHIMA FERREIRA

Niterói-RJ

ii

2017

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

D598 Di Renna, Roberto Brauer Antenas SIWG impressas com fendas e alimentação do tipo *stripline* para aplicações *indoor* no padrão 5G / Roberto Brauer Di Renna. – Niterói, RJ : [s.n.], 2017. 149 f.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2017. Orientadores: Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza, Tadeu Nagashima Ferreira.
1. Sistema de comunicação móvel. 2. Antena. I. Título. CDD 621.38456

#### ROBERTO BRAUER DI RENNA

#### ANTENAS SIWG IMPRESSAS COM FENDAS E ALIMENTAÇÃO DO TIPO *STRIPLINE* PARA APLICAÇÕES *INDOOR* NO PADRÃO 5G

Dissertação apresentada ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Móveis.

Aprovada em JULHO de 2017.

DORA

Profa. Dra. VANESSA PRZYBYZSKI RIBEIRO MAGRI SOUZA- Orientador

UFF Ferreia Tides Nagashima

Prof. Dr. TADEU NAGASHIMA FERREIRA - Coorientador

Karcoudes audi

Profa. Dra. CLÁUDIA BARUCKE MARCONDES PAES LEME

CEFET/RJ

Fabricio Sablo Vingino de Campo-

Prof. Dr. FABRÍCIO PABLO VIRGÍNIO DE CAMPOS

Profa. Dra. LENI JOAQUIM DE MATOS

UFF Gontoles Costellon Pash

Prof. Dr. PEDRO VLADIMIR GONZÁLEZ CASTELLANOS

UFF

Niterói-RJ

2017

Dedico este trabalho à meus pais, Roberto e Clarissa, a meu irmão Victor e à minha namorada Carina, pelo suporte, incentivo e compreensão em todos os momentos.

### Agradecimentos

Agradeço a todos que contribuíram direta ou indiretamente em todo o processo deste trabalho. Primeiramente gostaria de agradecer a Deus, em quem busquei forças em momentos de dúvida e insegurança. Agradeço à minha namorada Carina Barbio, que esteve comigo em todos os momentos, me apoiando em cada etapa do trabalho. Agradeço à minha família, pai, mãe e irmão, que sempre acreditaram em mim e sempre se esforçaram para que eu pudesse ter as melhores condições de estudo e trabalho. Agradeço ao meu amigo José Bruno Araújo, por ter me auxiliado em diversas etapas do trabalho, com ideias e estando sempre presente. Agradeço ao amigo Vinícius Tremmel, por sempre ser solícito em ajudar na parte da fabricação do trabalho. Por fim, gostaria de agradecer aos professores Vanessa Magri, Tadeu Ferreira, Fabrício Campos, Leni de Matos e Maurício Weber. Os dois primeiros, orientador e corientador do trabalho, me apoiaram com ideias e soluções, ao longo de todo o tempo de dedicação e estudo. Ao professor Fabrício Campos pela disponibilidade e cordialidade de auxiliar no processo de fabricação na Universidade Federal de Juiz de Fora. Gostaria também de mencionar os professores Leni Matos e Maurício Weber, pela disponibilidade de sempre, ao auxiliar com dúvidas e sugestões.

Gostaria de fazer uma menção à todas as pessoas que não foram citadas nominalmente neste espaço, mas que, com apenas a vontade de querer ajudar de alguma forma, contribuíram indiretamente para o processo acontecer.

## Lista de Siglas

 $\mathbf{CBCPW}\text{ - } Conductor \ Backed \ Coplanar \ Waveguide$ 

 $\mathbf{CPW}$  - Coplanar Waveguide

FDTD - Finite Difference Time Domain

 $\mathbf{FEM}\text{ - }\textit{Finite Element Method}$ 

 $\mathbf{GCPW}\text{ - } \textit{Grounded Coplanar Waveguide}$ 

 $\mathbf{HFSS}\text{ - }\mathit{High \ Frequency \ Structure \ Simulator}$ 

MIMO - Multiple Input Multiple Output

 $\mathbf{MNM}\text{ - }\textit{Multiport Network Model}$ 

 $\mathbf{MoM}$  - Method of Moments

 ${\bf RWG}$  -  $Rectangular\ Waveguide$ 

**SIW** - Substrate Integrated Waveguide

# Lista de Figuras

1.1	Tecnologias a serem implementadas na rede de quinta geração. Original de [4]	1
1.2	$ Desvantagens \ das \ ondas \ milimétricas: \ pouca \ penetração \ em \ construções \ e \ acentuada \ perda$	
	de percurso. Modificado de [4].	2
1.3	Exemplificação do funcionamento de <i>small cell</i> . Figuras modificadas de [4].	3
1.4	Representação de um guia do tipo SIWG e suas principais dimensões. Modificado de [25].	4
1.5	Comparação entre tecnologias: per da de retorno, dimensões e custo. Original de [25]	5
1.6	Exemplos de antenas do tipo guia de onda integrado ao substrato.	6
2.1	Diagramas de radiação tridimensional (a) e bidimensionais (b)-(c) de uma antena corneta	
	simulada no <i>software</i> HFSS	9
2.2	Diagrama de radiação linear lóbulos e larguras de feixe. Modificado de [36]	10
2.3	Diretividade de uma antena de teste em relação a uma antena isotrópica. Figuras repro-	
	duzidas [37]	10
2.4	Representação de área de recepção e circuito equivalente.	12
2.5	Gráficos de perda de retorno para avaliação de largura de banda de antenas	13
2.6	Representações de antena de circuito impresso do tipo microstrip ${\rm e}$ vista lateral. Ambas	
	for a modificadas de [33]	14
2.7	Relação entre espessura do substrato, eficiência e largura de banda da antena. Adaptado	
	de [40]	16
2.8	Estrutura e distribuição de campos da linha <i>microstrip</i>	19
2.9	Exemplo de cálculo de linha <i>microstrip</i> no <i>software</i> TX-Line [58]	21
2.10	Estrutura e distribuição de campos da linha CPW	21
2.11	Comparação de perda de inserção em linha $\mathit{microstrip}$ em relação a diferentes materiais	
	condutores. As per das aumentam linearmente com o frequência. Modificada de [56].	22
2.12	Visão em corte de tipos de linha CBCPW. (a) Planos de terra aproximados, (b) Planos	
	de terra afastados e (c) Mesma configuração de (a) porém com linha e planos de terra	
	superiores com cortes trapezoidais. Modificada de [56]	23
2.13	Exemplo de procedimento para análise através do modelo de linha de transmissão. Todas	
	as figuras foram modificadas de [56]. $\ldots$	24
2.14	Estrutura e distribuição de campos da linha <i>stripline</i>	25

2.15	Exemplo de técnicas de alimentação de antenas de circuito impresso. Todas as figuras	
	foram modificadas de [33]	27
2.16	Conector SMA para placas de circuito impresso. Imagem de [42]	27
2.17	Exemplo de procedimento para análise através do modelo de linha de transmissão. Todas	
	as figuras são originais de [50]. $\ldots$	29
2.18	Divisões de tetraedros em uma malha de superfície arbitrária para aplicar o método dos	
	momentos finitos. Simulação da influência eletromagnética de um aparelho celular no corpo	
	humano. Imagem de [54]	31
2.19	Antenas <i>patch</i> com diversos tipos de geometria.	32
2.20	Exemplos de guia de onda metálico nas bandas Ku e X, respectivamente [64].	33
2.21	Posição das fendas no guia de onda retangular.	34
2.22	Valores de comprimento de onda guiado para permissividades elétricas relativas de 1 a	
	10,3, em diferentes frequências de operação.	35
2.23	Valores de comprimento de onda guiado para permissividades elétricas relativas de 1 a 4,	
	em diferentes frequências de operação.	36
2.24	Adaptação da teoria de guias de onda tradicionais para a de guias do tipo SIWG. A	
	alteração de paredes contínuas condutoras para vias condutoras é representada	37
2.25	Parâmetros de projeto do guia SIWG	38
2.26	Parâmetro $\kappa$ em relação às dimensões, " $p$ ", " $d$ " e o comprimento de onda de corte no espaço	
	livre [71]	39
3.1	Organização das simulações e, consequentemente, nome dos guias e antenas	41
3.2	Foto da simulação do guia SIWG T5880h0127d100	42
3.3	Resultados de simulação de guia SIWG, com diâmetro das vias de um milímetro e peri-	
	odicidade de 2 milímetros. Em todas as simulações foram levadas em conta o substrato	
	rt/Duroid 5880, com diferentes espessuras	43
3.4	Apresentação dos melhores resultados de simulação de guia SIWG, com substrato de es-	
	pessura 0,787 mm. Foram consideradas variações de diâmetro das vias de 0,6 mm a 1,0 $$	
	mm	45
3.5	Resultados de simulação de otimização. Foram realizadas variações de abertura do guia.	47
3.6	Projeto de guia SIWG com linha de transmissão e <i>taper</i>	48
3.7	Resultados de simulação de guia SIWG, com variações do método de cálculo da linha de	
	transmissão e <i>taper</i>	49
3.8	Resultados obtidos do novo processo de otimização	51
3.9	Montagem do guia dobrado. A alimentação passou a ser do tipo <i>stripline</i>	52
3.10	Resultados obtidos de perda de retorno das configurações testadas do guia dobrado. $\ .$ .	53
3.11	Antena projetada com todos os elementos de forma a modificá-los com as otimizações a	
	serem realizadas.	54

3.12	Alteração do casador de impedância com 27 GHz como frequência de corte do modo fun-	
	damental.	57
3.13	Alteração das laterais do substrato com $27~\mathrm{GHz}$ como frequência de corte do modo funda-	
	mental.	58
3.14	Alteração da posição das fendas dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de	
	corte do modo fundamental	59
3.15	Resultados obtidos de perda de retorno da alteração da posição das fendas a partir do fator	
	POSSLOT	60
3.16	Novas resultados com a mudança da abertura do guia.	61
3.17	Diferença da distância entre as vias.	62
3.18	Perda de retorno de antena SIWG tradicional, modelo T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS1	2VE. 63
3.19	Diagrama tridimensional do ganho e diagrama de irradiação de antena SIWG tradicional,	
	modelo T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS12VE	63
3.20	Modelos de guia dobrado testados.	64
3.21	Perda de retorno dos modelos de guia dobrado testados.	65
3.22	Diagramas de irradiação dos modelos de guia dobrado testados. Os valores de largura de	
	feixe estão na legenda abaixo de cada diagrama	66
3.23	Conjunto de antenas SIWG tradicionais.	67
3.24	Curvas do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG tradicional. Os valores de	
	largura de feixe estão na legenda abaixo de cada diagrama.	69
3.25	Curvass do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG dobrado. Os valores de	
	largura de feixe estão na legenda abaixo de cada diagrama.	70
3.26	Relação entre valores de diâmetro e periodicidade das vias dos modelos de antena SIWG	
	tradicional através da Deslandes [71]	72
3.27	Resultado de perda de retorno com $p = 1,0mm$ e diversos valores de diâmetro das vias	
	dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ	73
3.28	Resultado de perda de retorno com $p = 1,5mm$ e diversos valores de diâmetro das vias	
	dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ	74
3.29	Diferença nos modelos de $\Delta_a = 0$ e $\Delta_a = 4$	74
3.30	Resultado de perda de retorno com $p = 1,0mm$ e diversos valores de $\Delta a$ dos modelos de	
	antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ	75
3.31	Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com $\Delta a = 0$ para o substrato	
	rt/Duroid 5880 LZ	75
3.32	Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com $\Delta a = 4$ para o substrato	
	rt/Duroid 5880 LZ	76
3.33	Modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos	
	dos conectores.	77
3.34	Resultado de perda de retorno com $p = 1,0mm$ e $\Delta_a = 0$ dos modelos de antena SIWG	
	tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores	77

ix

3	3.35	Resultado de perda de retorno com $p = 1,0mm$ e $\Delta_a = 4$ dos modelos de antena SIWG	
		tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores	78
3	3.36	Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com $\Delta_a = 0$ para o substrato	
		rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores	78
3	3.37	Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com $\Delta_a = 4$ para o substrato	
		rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores	79
3	3.38	Resultado de testes de perda de retorno com alteração da abertura do guia a $_{ m SIWG}$ dos	
		modelos de antena SIWG dobrado para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.	80
3	3.39	Resultado de testes de perda de retorno do modelo com $a_{SIWG} = 10,4$ mm de antena	
		SIWG dobrada para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.	80
3	<b>3</b> .40	Resultado de testes de perda de retorno do modelo com $a_{SIWG} = 11 \text{ mm}$ de antena SIWG	
		dobrada com afastamento mínimo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid	
		5880 LZ	81
3	<b>3</b> .41	Resultado de testes de perda de retorno do modelo com $a_{SIWG} = 11$ mm de antena	
		SIWG dobrada com afastamento máximo dos parafusos dos conectores, para o substrato	
		rt/Duroid 5880 LZ	81
3	8.42	Resultados do melhor modelo com $\mathbf{a}_{SIWG}$ = 10,4 mm de antena SIWG dobrada para o	
		substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores. $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	82
3	8.43	Resultados do melhor modelo com $\mathbf{a}_{SIWG}=11$ mm de antena SIWG dobrada com afas-	
		tamento mínimo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ. $$	83
3	8.44	Resultados do melhor modelo com $\mathbf{a}_{SIWG}=11$ mm de antena SIWG dobrada com afas-	
		tamento maior dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ. $\ $ . $\ $ . $\ $	84
4	1.1	Máquina e auxiliares da prototipadora ProtoMat S103. Imagens de [80]	89
4	1.2	Visão interna da ProtoMat S103, com as 15 posições das brocas ou fresas. Imagem de [80].	90
4	1.3	Antenas importadas para o <i>software</i> CircuitPro 2.1. Camadas ( <i>layers</i> ) já definidas e furos	
		fiduciais já marcados.	91
4	1.4	Divisão de camadas em uma das antenas projetadas com alimentação stripline.	92
4	1.5	Mensagem de erro do CircuitPro 2.1, ausência de broca de diâmetro 0,8 mm	93
4	1.6	Divisão de camadas em uma das antenas projetadas com alimentação stripline.	94
4	1.7	Máquinas utilizadas para fabricação das antenas na Universidade Federal de Juiz de Fora.	95
4	1.8	Processo de furação das vias no Laboratório de Prototipagem da Universidade Federal de	
		Juiz de Fora.	96
4	1.9	Placa com vias furadas.	97
4	1.10	Modelo e comparação de resultados simulados de perda de retorno entre o modelo com	
		vias preenchidas e não preenchidas	98
4	1.11	Processo de metalização das vias no PROTOLAB/UFJF.	100
4	1.12	Processo de fabricação das fendas e retirada do cobre para confecção das linhas <i>microstrip</i> ,	
		stripline e casadores de impedância.	101

х

4.13	Resultado das antenas fabricadas no PROTOLAB/UFJF	102
4.14	$\mathit{Set} ext{-up}$ de medições de perda de retorno na PUC-Rio	103
4.15	Conectores utilizados nas medições das antenas	104
4.16	Diferença de conectores Radiall	105
4.17	Diferentes métodos de união das faces das antenas do tipo <i>stripline</i>	106
4.18	Comparação entre medida e simulação dos modelos anten a $\rm D5880LZh025p10Freq25.55\_1.$	107
4.19	Comparação entre medida e simulação dos modelos anten a $\rm D5880LZh025p10Freq25.55\_1.$	108
4.20	Comparação entre medida e simulação dos modelos anten a ${\rm D5880LZh025p10Freq28.6.}$	109
4.21	Comparação entre medida e simulação dos modelos anten a T5880 LZh025p10. $\ldots$ . 	110
4.22	Comparação entre medida e simulação dos modelos anten a $\rm T5880LZh025p10a4.$	111
A.1	Guia de onda de abertura " $a$ " e altura " $b$ "	115
A.2	Ilustração do Teorema da Imagem. A natureza da fonte, sua orientação e a natureza do	
	condutor alteram a orientação da imagem. Figura adaptada de [64]. $\ldots$ $\ldots$ $\ldots$	117
A.3	Regiões de observação. As correntes $\vec{J_s} \in \vec{M_s}$ tangenciam a região. Figura adaptada de [64].	118
A.4	Corrente anulada e reforçada, a partir do Teorema da Imagem. Figura adaptada de [64]. $.$	119
A.5	Detalhe dos campos nas regiões das fendas de uma das antenas fabricadas	119

# Lista de Tabelas

1.1	Faixas de frequências estudadas para o 5G. Dados reunidos de $[5]$ e $[9]$	2
2.1	Polarizações de diferentes tipos de antenas [37]	13
2.2	Vantagens e desvantagens das antenas de circuito impresso. Adaptado de [39]	14
2.3	Relações entre parâmetros do substrato e patch. Adaptado de [39]	15
2.4	Variedade de substratos e suas características. Os materiais em que a temperatura possui	
	um asterisco indicam que os testes foram realizados sem o cobre [46] [47] [44]	18
2.5	Valores experimentais de perda de inserção de diferentes linhas de transmissão analisadas	
	no mesmo substrato. Dados de [56]	24
2.6	Grupos de métodos de análise de antenas de linhas de circuito impresso	28
3.1	Valores calculados para simulações do guia SIWG na frequência de operação de 28 GHz,	
	para o substrato rt/Duroid 5880	41
3.2	Resultados das simulações realizadas para o gui a $\operatorname{SIWG}$ com diferentes substratos e di-	
	mensões de diâmetro e periodicidade das vias, em 28 GHz	42
3.3	Resultados das simulações realizadas de diferentes diâmetros de vias para o guia SIWG $$	
	com melhor resultado de perda de retorno, o substrato com 0,787 mm de espessura. $\ $ . $\ $ .	44
3.4	$Resultados \ das \ simulações \ realizadas \ com \ os \ testes \ de \ otimização \ dos \ guias \ T5580h0787d090$	
	e T5580h0787d0100	46
3.5	Dimensionamento da linha de transmissão e $taper$	48
3.6	Resultados de variações do método de cálculo da linha de transmissão e <i>taper</i>	49
3.7	Resultados de nova variação de a $_{ m SIWG}$ , com deslocamento em frequência	50
3.8	Resultados dos guias SIWG do tipo dobrado.	52
3.9	Valores calculados para simulações do guia SIWG na frequência de operação de 28 GHz,	
	com guia com frequência de corte no modo fundamental em 27 GHz	54
3.10	Busca da melhor combinação entre espessura de substrato, dimensões "d" e "p" e valor de	
	perda de retorno	55
3.11	Alteração da abertura do guia SIWG com 27 GHz como frequência de corte do modo	
	fundamental.	56

3.12	Alteração do casador de impedância com 27 GHz como frequência de corte do modo fun-	
	damental. O parâmetro ShiftEG foi criado para alterar a interface casador-entrada do	
	guia	56
3.13	Alteração das laterais do substrato com 27 GHz como frequência de corte do modo funda-	
	mental. A variável MULTTAM_ W relaciona o quanto as laterais do substrato da antena	
	será aumentado.	57
3.14	Alteração da posição das fendas a partir do fator POSSLOT.	59
3.15	Resultados de nova otimização da abertura do guia dos modelos de antena com 27 $\rm GHz$	
	como frequência de corte do modo fundamental	61
3.16	Resultados de mudança na largura das fendas do guia dos modelos de antena com $27~\mathrm{GHz}$	
	como frequência de corte do modo fundamental	62
3.17	Resultados do guia dobrado dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de corte	
	do modo fundamental. O valor do ganho e de largura de feixe foram obtidos para a	
	frequência de 28 GHz	64
3.18	Dimensões das linhas de transmissão <i>microstrip</i> e <i>stripline</i>	68
3.19	Melhores resultados do guia tradicional e dobrado dos modelos de antena com 27 $\mathrm{GHz}$	
	como frequência de corte do modo fundamental. O valor do ganho e de largura de feixe	
	foram obtidos para a frequência com melhor valor de perda de retorno	68
3.20	Valores calculados para simulações do guia SIWG na frequência de operação de 28 GHz,	
	para o substrato rt/Duroid 5880 LZ	71
3.21	Resultados de periodicidade e diâmetro das vias dos modelos de antena SIWG tradicional	
	para o substrato rt/Duroid 5880 LZ	73
3.22	Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização da primeira metodologia testada.	86
3.23	Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização da segunda metodologia testada.	87
3.24	Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização com o substrato $\mathrm{RT}/\mathrm{duroid}~5880$	
	LZ	88
4.1	Etapas do processo de metalização das vias na MiniContac RS	97
4.2	Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização com o substrato $\mathrm{RT}/\mathrm{duroid}$ 5880	
	LZ	112

# Sumário

A	grade	ecimen	itos	$\mathbf{v}$
Li	ista d	le Sigl	as	v
Li	ista d	le Figu	ıras	xi
Li	ista d	le Tab	elas	xiii
R	esum	10		xvi
A	bstra	ıct		xvii
1	Intr	roduçã	0	1
	1.1	Justifi	cativa	1
<b>2</b>	Fun	ıdamer	ntos teóricos e metodologia	8
	2.1	Conce	itos de antenas	8
		2.1.1	Diagrama de radiação	8
		2.1.2	Largura de feixe	8
		2.1.3	Diretividade e ganho	10
		2.1.4	Impedância de entrada	11
		2.1.5	Área de recepção	11
		2.1.6	Largura de banda	12
		2.1.7	Polarização	12
	2.2	Anten	as de linhas de circuito impresso	13
		2.2.1	Tipos de substrato	16
		2.2.2	Linha de transmissão <i>microstrip</i>	19
		2.2.3	Linha de transmissão coplanar waveguide (CPW)	21
		2.2.4	Linha de transmissão <i>stripline</i>	25
		2.2.5	Técnicas de alimentação	26
		2.2.6	Métodos de análise	28
		2.2.7	Principais tipos de antenas	31
		2.2.8	Antenas SIWG	33

	2.3	Conclus	ao	39
3	$\mathbf{Des}$	envolvii	mento e simulações	40
	3.1	$\mathrm{RT}/\mathrm{dur}$	oid 5880	40
		3.1.1	Guia com 14 GHz como frequência do modo fundamental	40
		3.1.2	Guia com 27 GHz como frequência do modo fundamental	53
	3.2	$\mathrm{RT}/\mathrm{dur}$	oid 5880 LZ	71
		3.2.1	Conclusão	85
4	Fab	ricação	e resultados	89
	4.1	Etapas	de fabricação	89
	4.2	Mediçõe	es realizadas	103
	4.3	Resulta	dos obtidos	106
		4.3.1	Antena D5880LZh025p10Freq25.55_1	106
		4.3.2	Antena D5880LZh025p10Freq25.55 2	107
		4.3.3	Antena D5880LZh025p10Freq28.6	108
		4.3.4	Antena T5880LZh025p10	110
		4.3.5	Antena T5880LZh025p10a4	110
	4.4	Conclus	ăo	111
5	Con	ıclusões	e trabalhos futuros	113
A	Cál	culo da	melhor posição das fendas no guia de onda retangular	115
в	Cód	ligo MA	TLAB de limiar de projeto do comprimento de onda guiado	121
Re	eferê	ncias		126

xv

### Resumo

Este trabalho tem como objetivo elaborar o projeto, a prototipagem e a medição de antenas do tipo guia de onda integrado ao substrato com alimentação do tipo *stripline*, para aplicações de ondas milimétricas, sobretudo no sistema celular de quinta geração.

É realizado um estudo de otimização dos modelos tradicionais de antenas cobertos pela teoria de microondas, com comparação dos resultados simulados. Com isso, é apresentado um modelo inovador, com alimentação do tipo *stripline* e irradiação para duas direções.

São apresentados cinco tipos de antenas, fabricadas e validadas experimentalmente, através de medidas de perda de retorno e diagrama de irradiação.

Palavras-chave: Antenas. Guia de onda integrado ao substrato. Stripline.

### Abstract

The main purpose of this work is to design, fabricate and measure new substrate integrated waveguide antennas, with stripline feed for millimeter wave applications.

Starting from the consolidated microwave theory, an optimization study is realized and the simulated results are compared. In this way, a new model of antenna is presented, with stripline feed and radiation focused in two directions.

Five different types of antennas are presented, fabricated and validated experimentally, with return loss and radiation pattern results.

Keywords: Antennas. Substrate Integrated Waveguide. Stripline.

### Capítulo 1

### Introdução

#### 1.1 Justificativa

Cada nova geração de sistemas móveis trouxe inovações para a vida das pessoas. Com maiores velocidades e funcionalidades a cada geração, como marco, pode-se dizer que o sistema 1G permitiu o estabelecimento de conversas de voz, o 2G o envio de mensagens de texto, o 3G o acesso a *websites* e o 4G a *streamings* de vídeo. Com o aumento de dispositivos conectados à rede, o volume de dados é tal que o 4G não suporta, assim sendo necessária a quinta geração de telefonia móvel. Com objetivo de lidar com mil vezes o tráfego atual a uma velocidade dez vezes maior, aplicações como realidade virtual, carros autônomos, drones, entre outros, tornar-se-ão realidade [1]-[4].

O padrão ainda não está estabelecido, mas há prognósticos de implementação da rede em 2020. Certo é que cinco tecnologias diferentes, representadas na Fig. 1.1, constituirão o 5G [6].



Figura 1.1: Tecnologias a serem implementadas na rede de quinta geração. Original de [4].

A utilização de ondas milimétricas (*millimeter waves*) é necessária devido ao congestionamento do espectro em bandas inferiores a 6 GHz, utilizadas para dispositivos móveis nas gerações anteriores. Não há faixas de frequências definidas no momento, inclusive com propostas para manutenção no espectro abaixo de 6 GHz. A Tabela 1.1 apresenta algumas faixas de frequências sugeridas e em testes pelo mundo.

Nos dias atuais, as ondas milimétricas são utilizadas apenas para aplicações de sistemas radar e satélite. Na contramão de diversas nações, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) já declarou não ter intenção de utilizar a banda de 28 GHz, por já tê-la reservado para comunicações satelitais [7][8].

Apesar da vantagem de espectro menos congestionado, a faixa de ondas milimétricas possuem problemas, devido às suas características de propagação atenuada por fenômenos como absorção e dispersão pelas moléculas de oxigênio e atenuação pela chuva. Além das zonas de sombra criadas por impeditivos como prédios e árvores, representados na Fig. 1.2, a absorção das moléculas de oxigênio contribuem para o desvanecimento do sinal, o que indica uma necessidade de que as antenas para o próximo sistema de comunicação móvel possuam alto ganho [14]. Assim, é necessário um conjunto de antenas para que o ganho tenha um valor adequado.

País - Bloco	Faixas de frequências abaixo de 6 GHz	Faixas de frequências acima de 6 GHz
União Europeia	3,4 - 3,8 GHz	24,25 - 27,25 GHz
China	3,3 - 3,6 GHz; 4,8 - 4,99 GHz	24,25 - 27,5 ; 38 - 43,5 GHz
Japão	3,6 - 4,2 GHz; 4,4 - 4,9 GHz	27,5 - 28,28 GHz
Coreia do Sul	3,4 - 3,7 GHz	26,5 - 29,5 GHz
Estados Unidos	3,1 - 3,55 GHz; 3,7 - 4,2 GHz	27,5 - 28,35 GHz; 37 - 40 GHz

Tabela 1.1: Faixas de frequências estudadas para o 5G. Dados reunidos de [5] e [9].



Figura 1.2: Desvantagens das ondas milimétricas: pouca penetração em construções e acentuada perda de percurso. Modificado de [4].

Com isso, uma das soluções apresentadas para resolver a questão do desvanecimento é a divisão das áreas de cobertura em células menores, chamadas de *small cells*. A ideia é ter milhares de estações repetidoras de sinal, mais próximas dos usuários. Desta forma, as zonas de sombra serão diminuídas drasticamente. As Figs. 1.3(a) e 1.3(b) ilustram essa tecnologia. Pelo tamanho das estações e sua baixa necessidade de potência de operação, é possível instalá-las a cada 250 metros em redes densas, como cidades.





(b) Exemplo de associação do usuário em diversos pontos de acesso.

Figura 1.3: Exemplificação do funcionamento de small cell. Figuras modificadas de [4].

Em relação ao tráfego, a tecnologia que visa a suprir o aumento de demanda são os sistemas de múltiplas antenas ou múltiplas entradas e múltiplas saídas, chamado de Massive MIMO [11]. A ideia é aumentar o número de transmissores e receptores, para que o volume de dados a cada transmissão seja elevado.

Naturalmente, a interferência de sinais será também elevada, assim necessitando de técnicas de melhor identificação dos usuários. *Beamforming* é o sistema candidato a realizar, entre outras tarefas, a sinalização de tráfego entre as estações base. Uma das ideias é direcionar o sinal para o usuário, de forma a diminuir as chances de interferência e desvanecimentos.

Dado o volume de dados citado, a possibilidade de dobrar a capacidade das redes sem fio é um grande avanço. A utilização da mesma frequência para receber e enviar dados, ou seja, um sistema *full duplex*, é mais do que necessária. Redes militares já utilizam esse sistema, porém com equipamentos muito robustos, incompatíveis com as estações das *small cells*.

Diante de todos esses requisitos, para que toda essa demanda seja atendida será necessário um grande número de antenas. Antenas compactas, simples de fabricar, com banda larga, diretivas, de pouco peso e baixo custo possuem o perfil ideal para os dispositivos utilizados na rede móvel de quinta geração (5G). Este trabalho busca explorar essa área de estudo e propor uma nova solução de antenas para sistemas de ondas milimétricas.

A tecnologia de guia de onda integrado a substrato (*substrated integated waveguide*, SIWG, em inglês) é uma solução com relevância em implementações de dispositivos de ondas milimétricas. De modo simplificado, trata-se de duas sequências de vias metálicas em uma placa dielétrica (substrato) eletricamente conectadas por duas placas metálicas (linha *microstrip* e *plano de terra*), que pode ser visualizada na Fig. 1.4. Essa estrutura possui inúmeras aplicações, como filtros [15][16], acopladores direcionais [17][18], osciladores [19][20][21], amplificadores de potência [22], circuladores [23][24] e antenas.



Figura 1.4: Representação de um guia do tipo SIWG e suas principais dimensões. Modificado de [25].

Ao se conceberem fendas nos guias SIWG, a onda estacionária presente na cavidade é irradiada, que passa a funcionar como uma antena. Em relação a um guia metálico tradicional, em vez das paredes metálicas, vias são utilizadas para guiar a onda eletromagnética através do dielétrico. Por possuir tais vias metalizadas, não existe o fluxo de corrente longitudinal. Dessa forma, o guia SIWG propaga apenas os modos transversais elétricos (TE), o que é uma grande vantagem em relação aos guias tradicionais, que sofrem com a interferência dos modos transverso-magnéticos (TM) [25][26].

Em comparação com outras tecnologias, nota-se, na Fig. 1.5, que a tecnologia SIWG trata-se de um nível intermediário no que diz respeito à perda de retorno, dimensões e custo. Como é possível perceber pela figura, o fator de qualidade  $(Q_u)$  é o ponto fraco das linhas de circuito impresso como *microstrip* e *stripline*), visto que essa tecnologia é superior em todos os outros aspectos em relação aos guias de onda tradicionais, ressoadores dielétricos e elementos supercondutores. Por se aproximar das características da linha de circuito impresso e possuir um fator de qualidade mais elevado, a tecnologia SIWG torna-se uma solução interessante.



Figura 1.5: Comparação entre tecnologias: perda de retorno, dimensões e custo. Original de [25].

Exitem diversos tipos diferentes de antenas a partir da tecnologia SIWG, apresentadas no conjunto de figuras 1.6. Em grande parte dos modelos, é possível perceber que a diferença entre cada um deles é a forma de alimentação, como nas figuras 1.6(a), 1.6(b) e 1.6(c). Existem outros tipos de modificações, como no formato das fendas (Fig. 1.6(d)), aliando quantidade de fendas e tipo de alimentação (Fig. 1.6(e)) e utilizando outros formatos de antena do tipo *patch*, como a Vivaldi (Fig. 1.6(f)).



(a) Modelo proposto por Tiwari, de antena com rede de matriz Butler de alimentação para aplicações em 60 GHz. Original de [27].



(c) Antena com operação em 16 GHz, com defasadores de 45°, acopladores de 90° e divisores de potência. Original de [29].



(e) Com uma fenda e alimentação por inserção, a antena proposta por Luo possui 5,4 dBi de ganho. Original de [31].



(b) Modelo proposto por Yan, de antena com rede de alimentação com perdas de 0,7 dB, para aplicações em 10 GHz. Original de [73].



(d) Antena para a banda de 28 a 34 GHz, com fendas de tamaho e alimentação diferenciadas. Original de [30].



(f) Antena com versão modificada da patch do tipo Vivaldi. Aqui não existem fendas, a alimentação que é realizada através do guia SIWG. Original de [32].

Figura 1.6: Exemplos de antenas do tipo guia de onda integrado ao substrato.

Deste modo, busca-se apresentar uma nova configuração de antenas SIWG, que ofereça melhores resultados de ganho, largura de feixe e largura de banda, conciliando custo, dimensões e simplicidade de projeto. Cabe ressaltar que o presente trabalho busca um tom de inovação. A intenção não é apenas projetar, confecionar e testar antenas do tipo SIWG, de teoria já consolidada, mas apresentar uma modificação na mesma. Propõe-se conseguir, ocupando praticamente o mesmo espaço físico, aumentar o alcance de irradiação, ao tornar a antena SIWG simples, com alimentação do tipo *microstrip* em uma antena dobrada, com alimentação do tipo *stripline*.

Assim, esta dissertação possui como objetivos:

- 1. Estudo e desenvolvimento de antenas SIWG na banda Ka, a ser utilizada no 5G.
- Construção dos modelos através do simulador ANSYS High Frequency Electromagnetic Field Simulation (HFSS) 16, com seu estudo e testes de otimização.
- 3. Fabricação dos modelos através do auxílio de máquina prototipadora.
- 4. Realizar as medições de parâmetros como perda de retorno e diagrama de radiação dos diferentes modelos projetados e avaliar seu desempenho através da comparação dos resultados de simulação.

O próximo capítulo, entitulado de "Fundamentos teóricos e metodologia" traz os conceitos de antenas em geral, como diretividade, ganho, largura de feixe e impedância de entrada. Após isso, serão apresentados os princípios, histórico e aplicações de antenas de circuito impresso, chegando à teoria de projeto e funcionamento de antenas do tipo SIWG.

Com a teoria demonstrada no segundo capítulo, no capítulo três, "Desenvolvimento e simulações", será explicada a metodologia e passos nas simulações, com imagens e tabelas com os resultados obtidos. O capítulo quatro, "Resultados e discussões", traz o procedimento de confecção das antenas, os resultados obtidos nas medições e a discussão dos mesmos, ficando o capítulo cinco com a conclusão e trabalhos futuros. Por fim, estão as Referências.

### Capítulo 2

### Fundamentos teóricos e metodologia

Neste capítulo serão introduzidos os conceitos de antenas, de forma a que posteriormente possam ser apresentadas as antenas de circuito impresso. Por fim, a teoria de funcionamento das antenas SIWG será apresentada, além de suas fórmulas de projeto.

#### 2.1 Conceitos de antenas

#### 2.1.1 Diagrama de radiação

Através das leis de Maxwell, é possível, com o auxílio matemático dos potenciais vetores, definir os campos elétricos e magnéticos irradiados por uma antena em função das três direções do sistema de coordenadas esféricas. O diagrama de radiação de uma antena trata-se justamente de uma representação gráfica, em duas ou três dimensões, das variações de tais campos. Como verifica-se na região de campo distante, são avaliados os pontos nas coordenadas  $\theta \in \phi$ . No intuito de obter maior detalhamento no resultado, normalmente os diagramas são apresentados de forma normalizada, pelo maior valor encontrado, e em escala logarítmica.

O diagrama é uma representação tridimensional, porém para mais simples entendimento, são apresentadas formas bidimensionais. No momento em que a coordenada  $\theta$  é variada e a coordenada  $\phi$ é fixada no valor de  $\pi/2$ , há o chamado diagrama vertical. No caso dual, em que  $\phi$  varia e  $\theta = \pi/2$ , o diagrama é chamado de horizontal. Como exemplo, há o conjunto de figuras 2.1, resultado de uma simulação no HFSS de uma antena corneta. Na Fig. 2.1(a), é possível perceber o diagrama de radiação tridimensional, enquanto nas Figs. 2.1(b) e 2.1(c), os diagramas verticais e horizontais. É interessante destacar que, quando a polarização do campo irradiado pela antena é linear, o plano vertical passa a ser chamado de plano E e o horizontal de plano H. A forma mais comum de representação dos diagramas é a forma polar, como descrito nas Figs. 2.1(b) e 2.1(c) [33, 34].

#### 2.1.2 Largura de feixe

Para o entendimento da largura de feixe, incialmente deve ser introduzido o conceito de lobos (ou lóbulos). Será utilizado um diagrama em sua forma retangular. Na Fig. 2.2, é possível observar a



de uma antena corneta simulada no *software* HFSS.

(b) Diagrama de plano H (horizontal),  $\theta = \pi/2$ , da antena corneta simulada no *software* HFSS.

(c) Diagrama de plano E (vertical),  $\phi = \pi/2$ , da antena corneta simulada no *software* HFSS.

. 150

Figura 2.1: Diagramas de radiação tridimensional (a) e bidimensionais (b)-(c) de uma antena corneta simulada no *software* HFSS.

indicação de lóbulos de um diagrama de irradiação, como visto também nas Figs. 2.1(b) e 2.1(c), porém sem as marcações. O eixo das coordenadas possui a intensidade de radiação, dada em dB e o eixo das abscissas a variação em  $\theta$ . O maior valor de intensidade de radiação é zero dB pelo fato de o diagrama estar normalizado, como citado anteriormente. O lóbulo principal é o que concentra maior energia, como indicado na Fig. 2.2. Nesse lóbulo são observados dois parâmetros de largura de feixe: a largura de feixe entre pontos de 3 dB, também indicado como BW<sub>3</sub> (*beamwidth 3*) ou HPBW (*half-power beamwidth*) e a largura de feixe entre nulos, também indicado como BW<sub>0</sub> (*beamwidth*  $\theta$ ) ou FNBW (*first-null beamwidth*).

A largura de feixe entre pontos de 3 dB mostra o quanto a antena é capaz de concentrar irradiação em uma direção, enquanto a largura de feixe entre nulos mostra toda a irradiação possível em uma direção específica. Os outros lóbulos, laterais e menores, são pontos em que há uma irradiação, por vezes indesejada. Esses lóbulos normalmente possuem polarização elíptica.

Outro parâmetro interessante é a razão frente-costas. A mesma ilustra o quanto a antena irradia para trás. Para verificar esse parâmetro, deve-se avaliar o nível do lóbulo traseiro, que deve estar exatamente a 180° do ponto de máxima irradiação no lóbulo principal.



Figura 2.2: Diagrama de radiação linear lóbulos e larguras de feixe. Modificado de [36].

#### 2.1.3 Diretividade e ganho

Segundo a revisão da versão de 2013 do padrão 145-2013 do IEEE [36] sobre antenas, diretividade pode ser definida como a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção da antena até a intensidade de radiação média em todas as direções. Isso considerando que a intensidade de radiação média é igual à potência total irradiada pela antena dividida por  $4\pi$ . Caso a direção não seja especificada, a direção de máxima irradiação é utilizada.

Em relação a um irradiador isotrópico, a diretividade de uma antena pode ser encontrada. Naturalmente, uma antena isotrópica possuiria uma irradiação do tipo omnidirecional em todos os planos, como na Fig. 2.3(a). Ao se realizar a medição de intensidade média de potência em um mesmo ponto de distância d da antena na direção de máxima irradiação, com o mesmo gerador, é possível se obter uma relação entre as antenas [37]. Como no exemplo do conjunto de figuras 2.3, a relação entre as intensidades média de potência campo de cada antena é a diretividade da antena sob teste. A Eq.(2.1) explicita esse exemplo. Cabe ressaltar que o valor do ganho é adimensional, porém, normalmente, é dado em dB, ou dBi, no caso de a relação se dar com uma antena isotrópica.



Figura 2.3: Diretividade de uma antena de teste em relação a uma antena isotrópica. Figuras reproduzidas [37].

$$D = \frac{15 \, mW/m^2}{5 \, mW/m^2} = 3$$
  

$$D(dBi) = 10 \log(3) = 4,7 \, dBi$$
(2.1)

Enquanto a diretividade se relaciona com a potência irradiada pela antena, o ganho é relacionado com a potência de alimentação. Como a potência irradiada depende da potência de alimentação, é possível relacionar o ganho e a diretividade através de um fator chamado eficiência da antena. A eficiência, é definida como a razão entre a potência irradiada pela antena ( $P_r$ ) e a potência absorvida pela antena ( $P_A$ ), é um fator multiplicativo da diretividade que fornece o valor do ganho da antena [33, 34, 37]. Esses conceitos são representados pelas Eq.(2.2) e (2.3).

$$\eta_{ef} = \frac{P_r}{P_A} \tag{2.2}$$

$$G = \eta_{ef} \cdot D \tag{2.3}$$

#### 2.1.4 Impedância de entrada

Trata-se da impedância que a antena apresenta à linha de transmissão ou à estrutura de acoplamento através da qual a antena é alimentada. A Eq.(2.4) mostra que a impedância é constituída de uma resistência  $(R_A)$  e uma reatância  $(X_A)$  de entrada da antena.

$$Z_A = R_A \pm j X_A \tag{2.4}$$

$$X_A = -Z_0 \cot(kl) \tag{2.5}$$

onde a reatância depende da impedância da linha e da cotangente do produto da constante de propagação pelo comprimento de um dos braços da antena, no caso do dipolo filamentar.

De forma geral, a parte da resistência de entrada é o resultado da soma de duas componentes, a resistência de radiação  $(R_r)$  e a resistência de perdas  $(R_L)$ , ou perdas por efeito Joule). A respeito da parte reativa, ao se consider a antena como um dipolo filamentar, a reatância de entrada resume-se à Eq.(2.5).

#### 2.1.5 Área de recepção

Com dimensão de área, a área de recepção  $(A_r)$  é a razão entre potência aborvida pela carga  $(P_L)$  e a densidade de potência incidente  $(S_i)$ . A Fig. 2.4 explicita esse fenômeno.  $V_{ef}$  é a tensão eficaz produzida ao longo da antena receptora, que é máxima quando a antena estiver na direção de máxima recepção. No caso de antenas de abertura, a área de recepção possui a mesma ordem de grandeza da dimensão da antena. A Eq.(2.6) mostra a relação entre a área de recepção e o circuito equivalente. É possível demonstrar que [33], após algumas considerações, a área de recepção está relacionada com a diretividade, como visto na Eq.(2.7).



Figura 2.4: Representação de área de recepção e circuito equivalente.

$$A_{r} = \frac{P_{L}}{S_{i}} = \frac{R_{L} \cdot (I_{ef})^{2}}{S_{i}} = \frac{R_{L}}{S_{i}} \cdot \frac{V_{ef}^{2}}{(R_{A} + R_{L})^{2} + (X_{A} + X_{L})^{2}}$$
(2.6)

$$A_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} (D) \tag{2.7}$$

#### 2.1.6 Largura de banda

A definição de largura de banda é "o intervalo de frequências em que o desempenho da antena conforme especificado no padrão com respeito a alguma caraterística", em tradução livre do padrão IEEE 145-2013 [36]. Em outras palavras, trata-se da faixa de frequências em que uma antena opera satisfatoriamente [33, 34, 37].

Há duas formas de se expressar a largura de banda: através de porcentagem ou de uma razão entre a frequência máxima e mínima. A Fig. 2.5(a) é um exemplo obtido no *software* HFSS de uma antena com largura de banda faixa estreita, assim como a Fig. 2.5(b), que se trata de uma faixa larga. O critério utilizado para definir se uma antena é faixa estreita é se a maior frequência da faixa de operação (perda de retorno abaixo de -10 dB) é menor que o dobro da menor frequência. Nesse caso, a largura de banda é expressa de forma percentual. As frequências maior, menor e central são expressas pelas variáveis  $F_>$ ,  $F_<$  e  $F_c$ , respectivamente. No exemplo da Fig. 2.5(a), a largura de banda é de 57,8 GHz a 65,8 GHz. Assim, o procedimento para se expressar a largura de banda (LBFE) é o abaixo:

$$LBFE \quad = \quad \frac{F_{>}-F_{<}}{F_{c}} = \frac{65,8\,GHz-57,8\,GHz}{61,5\,GHz} = 0,13 = 13\%$$

No caso da faixa larga, basta indicar a razão entre a frequência máxima e a frequência mínima da banda. Para o exemplo da Fig. 2.5(b), a largura de banda (LBFL) é

$$LBFL = \frac{F_{>}}{F_{<}} = \frac{650 \, MHz}{250 \, MHz} = 2,6:1$$

#### 2.1.7 Polarização

Trata-se da orientação na qual o vetor campo elétrico proveniente da antena oscila no tempo. É definida em relação à direção de máxima irradiação da antena. Pode ser linear, circular ou elíptica. A



(b) Gráfico de perda de retorno de antena faixa larga.

Figura 2.5: Gráficos de perda de retorno para avaliação de largura de banda de antenas.

Tabela 2.1 indica antenas com diferentes polarizações. As antenas de polarização circular são utilizadas em situações em que se deseja eliminar possíveis interferências devido a reflexões do sinal. Normalmente são mais caras do que as de polarização linear, dado sua elevada complexidade na construção. A polarização elíptica normalmente não é desejada, visto que não há vantagens em sua utilização.

Antena	Polarização	Antena	Polarização
Dipolo	Linear	Monopolo	Linear
Yagi	Linear	Refletor de canto	Linear
Log-Periódica	Linear ou Circular	Helicoidal	Circular
Parabólica	Circular		

Tabela 2.1: Polarizações de diferentes tipos de antenas [37].

#### 2.2 Antenas de linhas de circuito impresso

Com os conceitos de antenas em geral, apresentados na seção anterior, os diferentes tipos de antenas construídas a partir de linhas de circuito impresso serão explicitadas. Além das características físicas, a teoria eletromagnética e os modos de fabricação e alimentação também serão tratados.

Diferentemente de estruturas metálicas de dimensões na ordem de metro, as antenas constituídas de linhas de circuito impresso possuem tamanho reduzido, menor custo e simples fabricação. Trata-se de

uma estrutura de cobre de espessura muito fina (muito menor do que o comprimento de onda em espaço livre) depositada sobre um material dielétrico, como visto nas Figs. 2.6(a) e 2.6(b). A antena é projetada de forma que a direção de máxima irradiação seja normal ao *patch*. Além disso, há uma variedade de formatos possíveis a serem estudados, e técnicas de alimentação, configurações de substratos e geometrias de conjuntos que excedem os limites de estudo de qualquer outro tipo de antena.

Esse tipo de antena surgiu nos anos 1950 mas foi apenas nos anos 1970 que o desenvolvimento de antenas de linhas de circuito impresso foi iniciado, com relatos publicados em conferências. No início dos anos 1980, os fabricantes dos materiais dielétricos que compõem os substratos passaram a detalhar mais as especificações dos mesmos, oferecendo assim um leque maior de materiais. Esse fato foi muito importante para que o estudo fosse expandido, apesar de o custo dos substratos ainda ser elevado. Com o avanço da tecnologia e o desenvolvimento de novas técnicas de fabricação, as antenas de linhas de circuito impresso passaram a ser viáveis e mais populares [33] [39] [40].

A Tabela 2.2 lista as vantagens e desvantagens do uso das antenas impressas.





(a) Exemplo de antena de circuito impresso do tipo *microstrip*.

(b) Visão lateral de antena de circuito impresso.

Figura 2.6: Representações de antena de circuito impresso do tipo microstrip e vista lateral. Ambas foram modificadas de [33].

Vantagens	Desvantagens
Dimensões reduzidas	Baixa eficiência
Pouco peso	Largura de banda pequena
Cimples febrieses	Problemas de desacoplamento, com irradiações indesejadas pela
Simples fabricação	alimentação, junções e ondas de superfície
Baixo custo	Requer substrato de qualidade
Pode ser integrado em	Conjuntos de antenas de alto desempenho requerem sistemas de
$\operatorname{circuitos}$	alimentação complexos

Tabela 2.2: Vantagens e desvantagens das antenas de circuito impresso. Adaptado de [39].

A escolha do substrato é fundamental no que diz respeito às perdas. Como observado nas Tabela 2.3, a espessura do substrato e sua permissividade relativa influenciam em uma série de características

Requerimento	Largura do patch	Espessura do substrato	Permissividade relativa do substrato
Alta eficiência de irradiação	Larga	Grossa	Baixa
Baixa perda do dielétrico	-	$\operatorname{Fina}$	Baixa
Baixa perda do condutor	-	${ m Grossa}$	-
Larga largura de banda	${ m Larga}$	${ m Grossa}$	Baixa
Baixa radiação de onda de superfície	-	Fina	Baixa
Pouco peso	-	Fina	Baixa
${ m Resist}$ ência	_	${ m Grossa}$	$\operatorname{Alta}$

Tabela 2.3: Relações entre parâmetros do substrato e patch. Adaptado de [39].

da antena. É importante destacar que, ao se mencionar espessura do substrato como "grossa", significa um valor maior do que  $0,02\lambda_0$ . As perdas nas antenas *microstrip* ocorrem de três formas: pelas perdas no condutor, perdas no dielétrico e por conta de ondas de superfície. Com exceção dos substratos muito finos, as perdas pelo condutor e dielétrico são muito pequenas, não contribuindo muito negativamente à eficiência de irradiação.

As ondas de superfície podem ocorrer devido à excitação da antena, e como não contribuem para a principal direção de irradiação, podem ser entendidas como perdas. Como pode-se perceber pela Fig. 2.7 a potência gerada por tais ondas de um simples elemento aumenta ao passo em que se eleva o valor da espessura e da constante dielétrica do substrato. Aparentemente, não há motivo para a escolha de substratos com maior permissividade. Entretanto, um substrato com espessura fina e alta constante dielétrica é preferido para linhas de transmissão, pelo fato de que as dimensões da antena são reduzidas. Deste modo, há infinitas possibilidades para se propor antenas de circuito impresso, visto que existem inúmeras combinações de dimensões e características de substrato, geometria da antena e o que isso irá influenciar nos parâmetros desejados. Por isso, a escolha do material a ser utilizado é crucial para um bom desempenho.



Figura 2.7: Relação entre espessura do substrato, eficiência e largura de banda da antena. Adaptado de [40].

#### 2.2.1 Tipos de substrato

Conhecer o meio de propagação é um dos fatores principais nas telecomunicações. Quanto maior o nível de detalhamento do meio, maior a precisão que os projetistas possuem para realizar uma transmissão. Deste modo, conhecer o substrato utilizado na construção das antenas é fundamental para se obter bons resultados. A permissividade elétrica do dielétrico é o fator mais sensível aos parâmetros principais da antena. Carver [43] demostrou na Eq.(2.8) a relação entre a frequência de ressonância da antena e a permissividade elétrica do material. Nessa equação é possível prever o deslocamento em frequência ao se modificar o material, visto que  $f_0$  é a frequência de ressonância atual,  $\varepsilon_0$  a constante dielétrica do substrato,  $\delta f$  e  $\delta \varepsilon_r$  são a mudança na frequência de ressonância e permissividade do substrato, respectivamente. Para aplicações muito específicas, há ainda a Eq.(2.9), que relaciona, além da frequência de ressonância, alterações físicas na dimensão de irradiação da antena (l), o coeficiente de expansão térmica  $(\alpha_t)$  e a mudança de temperatura  $(\delta T)$ . É importante destacar, que por mais que a espessura do substrato influencie na frequência de ressonância, esse fator é muito menos relevante do que a constante dielétrica. Com a constante dielétrica definida para o projeto, é possível escolher o tipo de substrato a ser utilizado.

$$\frac{\delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{\delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r} \tag{2.8}$$

$$\frac{\delta f}{f_0} = -\frac{\delta l}{l} = -\alpha_t \,\delta T \tag{2.9}$$

Existem diversos tipos de substratos no mercado, com constantes dielétricas variando de 1,17 a 25, e tangentes de perdas de 0,0001 a 0,004. A Tabela 2.4 compara informações dos principais tipos de materiais disponíveis no mercado. Os substratos de polytetrafluoroethyreno (PTFE) revestidos com teia ou fibra de vidro são muito comuns, por possuírem características elétricas e mecânicas adequadas aos projetos de circuito impresso e também por conta da variedade de espessura e comprimento [44]. Para os materiais com fibra de vidro, a espessura varia de 0,127 mm a 3,175 mm e possuem placas de até 40,64 cm por 101,6 cm. É interessante destacar que para fins de pesquisa, fabricantes como a Rogers Corporation doam materiais para universidades, para pesquisa [45]. A natureza descontínua da fibra de vidro e a relativa maleabilidade do polímero permitem que os fabricantes disponibilizem não apenas placas, mas cilindros e substratos em outros formatos. Para aplicações em que sejam necessárias altas

constantes dielétricas, normalmente são utilizadas as aluminas cerâmicas [46] [47].

18

Produto	$arepsilon_r$ (Banda X)	tanδ (banda X)	Estabilidade das dimensões	Temperatura (°C)
PTFE sem revestimento	2,10	0,0004	Pobre	-27 a 260
PTFE com teia de vidro	2,17	0,0009	Excelente	-27 a 260
	$2,\!33$	0,0015	Excelente	-27 a 260
	2,45	0,0018	Muito bom	-27 a 260
	$2,\!55$	0,0022	Muito bom	-27 a 260
PTFE com fibra de vidro	1,96	0,0021	Razoável	-50 a 150
	2,17	0,0009	Razoável	-27 a 260
	$2,\!35$	0,0015	Razoável	-27 a 260
	2,90	0,0015	Razoável	-50 a 150
	2,94	0,0012	Razoável	0 a 100
	6,15	0,0027	Razoável	-50 a 170
PTFE com pó de cerâmica	3,50	0,0013	Muito bom	-50 a 150
PTFE revestido com quartzo	$2,\!47$	0,0006	$\operatorname{Excelente}$	-27 a 260
Polyestireno reticulado / quartzo tecido	$2,\!65$	0,0005	Bom	-27 a 260
Polyestireno reticulado / Pó de cerâmica	3 a 15	de 0.00005 a 0,0015	Bom	-27 a 260
Polyestireno reticulado / vidro reforçado	2,62	0,001	Bom	-27 a 260
Polyolefina irradiada	$^{2,32}$	0,0005	Pobre	-27 a 260
Polyolefina irradiada / vidro reforçado	$2,\!42$	0,001	Razoável	-27 a 260
Óxido de polifenileno (PPO)	2,55	0,00016	Pobre	-27 a 193
Resina de silicone em pó de cerâmica	3 a 25	maior que 0,0005	Razoável a mediano	-27 a 268
Safira	9,0	0,0001	Excelente	-24 a 371
Alumina cerâmica	9,7 a 10,3	0,0004	Excelente	até 1600*
Mica com vidro	7,5	0,0020	Excelente	-24 a 593*
Ar com reentrâncias de rexolite Quartzo fundido	3,78	0,001	Excelente	-

Tabela 2.4: Variedade de substratos e suas características. Os materiais em que a temperatura possui um asterisco indicam que os testes foram realizados sem o cobre [46] [47] [44].
Com os tipos de substratos apresentados, a próxima característica a ser observada são as linhas de alimentação, que também influenciarão no comportamento das antenas de circuito impresso.

## 2.2.2 Linha de transmissão microstrip

A linha *microstrip* é a linha de transmissão mais simples e mais tradicionalmente estudada no âmbito de circuitos impressos de alta frequência. De simples fabricação e equacionamento, esse tipo de linha possibilita a integração de componentes eletrônicos e sua alimentação na mesma placa.

A geometria da linha *microstrip* e seus campos irradiados são apresentados no conjunto de figuras 2.8. A linha de cobre de largura W depositada sobre o substrato com um plano de terra por baixo é capaz de se comportar como uma linha de transmissão. Os campos gerados pela *microstrip*, representados na Fig. 2.8(b), mostram um comportamento em que as linhas de campo passam por dois meios distintos, o ar e o dielétrico do substrato, dessa forma a linha suporta apenas os chamados modos quasi-TEM. Assim, para se projetarem linhas *microstrip*, é necessário utilizar a constante dielétrica do substrato. Como a propagação não ocorre em apenas um dos meios, é utilizada uma constante chamada constante dielétrica efetiva ( $\varepsilon_e$ ), que é um valor entre 1 e a constante dielétrica do substrato ( $\varepsilon_r$ ) [33] [57].

A velocidade de fase e a constante de propagação são expressas nas Eq. (2.10) e (2.11).

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}}$$
(2.10)  
$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_e}$$
(2.11)



(a) Estrutura da linha microstrip.

(b) Distribuição de campos na linha microstrip.

Figura 2.8: Estrutura e distribuição de campos da linha microstrip.

Naturalmente, para projetar uma linha *microstrip*, é necessário calcular a constante dielétrica efetiva, dada pela Eq.(2.12). Partindo da impedância da linha requerida, as equações (2.13), (2.14, 2.15) e (2.16) devem ser usadas. Nota-se que a relação entre a largura da linha (W) e a espessura do substrato (h) determinam diferentes equações a serem seguidas [57].

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_e + 1}{2} + \frac{\varepsilon_e - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}}$$
(2.12)

$$Z_{0} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{e}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right) & \text{para } W/h \le 1\\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{e}}[W/h + 1,393 + 0,667 \ln(W/h + 1,444)]} & \text{para } W/h \ge 1 \end{cases}$$
(2.13)

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^{A}}{e^{2A}-2} & \text{para} W/d < 2\\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln\left(2B - 1\right) + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2\varepsilon_{r}} \left\{ \ln\left(B - 1\right) + 0, 39 - \frac{0,61}{\varepsilon_{r}} \right\} \right] & \text{para} W/d > 2 \end{cases}$$
(2.14)

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0, 23 + \frac{0, 11}{\varepsilon_r}\right)$$
(2.15)

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.16}$$

A respeito das atenuações inerentes ao meio, as Eqs. 2.17 e 2.18 representam tais valores, em relação ao dielétrico e ao condutor, respectivamente. A tangente de perdas do dielétrico é representada por tan  $\delta$  e a resistividade do condutor por  $R_s = \sqrt{\omega \mu_0/2\sigma}$ .

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r \left(\varepsilon_r - 1\right) \tan \delta}{2\sqrt{\varepsilon_e} \left(\varepsilon_r - 1\right)} Np/m \tag{2.17}$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} N p/m \tag{2.18}$$

Uma característica dos projetos envolvendo linhas de circuito impresso em altas frequências é a realização de ajustes empíricos. Apesar de equações serem apresentadas por diversas referências, nenhuma delas é precisa, o que implica na realização de ajustes no modelo final. Um exemplo disso é o fato de que, apesar das equações anteriormente apresentadas serem amplamente utilizadas, existem equações que buscam considerar efeitos distorcivos nos resultados provenientes de frequências mais elevadas e geração de modos de mais alta ordem. Uma delas é o cálculo da constante dielétrica efetiva com dependência da frequência de operação. As Eqs. 2.19-2.22 que relacionam esses dados são descritas a seguir, com a frequência em GHz, impedância em  $\Omega$  e h em centímetros [41].

$$\varepsilon_e(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_e(0)}{1 + G(f)}$$
(2.19)

$$G(f) = g (f/f_p)^2$$
 (2.20)

$$g = 0, 6 + 0,009 Z_0 \tag{2.21}$$

$$f_p = Z_0/8\pi h \tag{2.22}$$

Existem diversos *softwares* livres que calculam não apenas os valores de linhas *microstrip*, como CPW e *stripline*. Um deles é o TX-Line, da National Instruments [58]. A Fig. 2.9 é um exemplo do *software*. Ao inserir dados como tangente de perdas, constante dielétrica, o tipo de condutor, espessura do substrato e do metal condutor, a impedância da linha, a frequência de operação e o comprimento elétrico, o *software* retorna a constante de fase, constante dielétrica efetiva, perdas (soma entre perdas no dielétrico e no condutor) e as dimensões da linha, W (largura) e L (comprimento). Por conta da proximidade de

resultados com as equações descritas anteriormente, nesse trabalho o TX-Line foi utilizado no cálculo das linhas, por maior conveniência.

20	TXLINE 2003 - Microstrip						×	
Microstrip Stripline C	PW   CPW Ground	Round Coaxia	Slotline    (	Coupled MSLine   Cou	upled Stripline			
Material Parameters							_	
Dielectric GaAs	•	Conductor	Silver	-		<u>⊷₩→</u>	Ł	
Dielectric Constant	2.22	Conductivity	5.88E+07	S/m 👻			F	
Loss Tangent	0.0027			AWR				
Electrical Characteristic	cs			Physical Characteris	tic			1
Impedance	50	Ohms 💌		Physical Length (L)	5.45088	mm	•	
Frequency	10	GHz 💌	-	Width (W)	0.74583	mm	-	
Electrical Length	90	deg 💌		Height (H)	0.25	mm	-	
Phase Constant	16511.1	deg/m 💌		Thickness (T)	17	um	-	
Effective Diel. Const.	1.89055							
Loss	6.51478	dB/m ▼						

Figura 2.9: Exemplo de cálculo de linha microstrip no software TX-Line [58].

### 2.2.3 Linha de transmissão coplanar waveguide (CPW)

Este tipo de linha de alimentação é formada por um condutor separado por um par de planos de terra, todos em cima do substrato, como representado na Fig. 2.10(a). Uma variação é, além da estrutura acima do substrato, a utilização de outro plano de terra, agora abaixo do substrato (GCPW).



Figura 2.10: Estrutura e distribuição de campos da linha CPW.

A distância entre os planos de terra e a linha de sinal ajusta a impedância do conjunto, de forma que, ao passo que a distância aumenta, a impedância também tem seu valor elevado. É interessante destacar que, quanto maior a distância entre os planos de terra e a linha de sinal, mais parecida com a linha *microstrip* a estrutura fica, perdendo a característica de CPW.

A constante dielétrica efetiva naturalmente determina as dimensões das estruturas a serem projetadas. Em relação às linhas *microstrip*, utilizando o mesmo substrato, o valor da constante dielétrica é menor, devido ao campo eletromagnético no ar acima da placa ser menor do que em uma linha *microstrip*.

Uma das vantagens da utilização das linhas CPW é de ter menos perdas do que a linha *microstrip*, o que é interessante principalmente para estruturas de altas frequências (ondas milimétricas e de ordem superior). Por outro lado, no momento da fabricação há uma maior dificuldade na confecção nas placas de CPW, sendo suscetíveis a maiores perdas no caso de imperfeições [55]. John Coonrod [56], além de verificar a influência de diferentes condutores na superfície do substrato, como cobre, prata, máscara de solda e uma mistura de níquel e ouro (ENIG) na perda de inserção, como na Fig. 2.11, realizou um estudo de perdas em linhas CPW com diferentes formatos e espaçamento entre os planos de terra. A Fig. 2.11 mostra a visão de uma seção dos tipos de linha CPW testados. O tipo de CPW testado é o chamado CBCPW (*Conductor Backed Coplanar Waveguide*), pois, além do plano de terra na parte de baixo do substrato, contém vias metalizadas que unem os planos de terra superior e inferior. A inclusão das vias se dá pelo fato de se buscar um melhor acoplamento entre os planos de terra. A Fig. 2.12(a) ilustra a linha CBCPW com os planos de terra aproximados, enquanto a Fig. 2.12(b) mostra os planos afastados e a Fig. 2.12(c) apresenta os planos afastados como na 2.12(a), porém com forma trapezoidal. No caso da Fig. 2.12(a), os efeitos da rugosidade do cobre são diminuídos devido a um aumento da densidade de corrente na região acoplada, o que diminui a densidade de corrente na inteface cobre-substrato. Quando as bordas dos planos de terra não estão em paralelo, ou seja, estão em um formato de trapézio, como na Fig. 2.12(c), a densidade de corrente é deslocada e a rugosidade da superfície de cobre terá um impacto maior.



Figura 2.11: Comparação de perda de inserção em linha *microstrip* em relação a diferentes materiais condutores. As perdas aumentam linearmente com o frequência. Modificada de [56].



Figura 2.12: Visão em corte de tipos de linha CBCPW. (a) Planos de terra aproximados, (b) Planos de terra afastados e (c) Mesma configuração de (a) porém com linha e planos de terra superiores com cortes trapezoidais. Modificada de [56].

Coonrod ainda relatou uma medição de perdas por inserção entre quatro tipos diferentes de linha de transmissão sob as mesmas condições. O susbtrato utilizado foi o RT/duroid 5880, com 0,254 mm de espessura e diferentes rugosidades de cobre (RMS) de 0,4 e 2,8 $\mu$ m, nas frequências de 5 e 10 GHz. O conjunto de figuras 2.13 representa dois tipos de linhas de transmissão testadas e um gráfico comparativo de perdas entre a linha *microstrip* e a linha CBCPW com planos de terra aproximados. É notória a diminuição de perdas em dB por polegadas (dB/in) na linha CBCPW em relação à *microstrip*. A Tabela 2.5 reúne os dados de forma mais detalhada.



(a) Tipos de linhas de transmissão avaliadas.

(b) Gráfico comparativo de perdas de linha de transmissão.

Figura 2.13: Exemplo de procedimento para análise através do modelo de linha de transmissão. Todas as figuras foram modificadas de [56].

Tabela 2.5: Valores experimentais de perda de inserção de diferentes linhas de transmissão analisadas no mesmo substrato. Dados de [56] .

Tipo de linha	Perda de inserç	${ m \tilde{a}o}~({ m dB/in})~{ m em}~5~{ m GHz}$	Perda de inserção (dB/in) em 10 GHz		
	$RMS = 0, 4 \mu m$	$ m RMS{=}2,8\mu m m$	$RMS = 0, 4 \mu m$	$ m RMS{=}2,8\mu m m$	
Microstrip	-0,072	-0,139	-0,120	-0,250	
Linha CPW	-0,079	-0,148	-0,121	-0,257	
Linha CBCPW com	-0.112	-0 169	-0.163	-0,281	
planos de terra próximos	0,112	0,100	0,100		
Linha CBCPW com					
planos de terra com	-0,073	-0,136	-0,113	-0,231	
distância moderada					
Linha CBCPW com					
planos de terra com	-0,068	-0,131	-0,106	-0,227	
grande distância					

#### 2.2.4 Linha de transmissão stripline

A linha *stripline* trata-se de uma linha condutora dentro de um meio dielétrico e com as superfícies externas com placas condutoras, como planos de terra. Uma seção da *stripline* e da distribuição de campos eletromagnéticos desse tipo de linha estão representados nas Figs 2.14(a) e 2.14(b). A linha que irá conduzir o sinal é a de dentro do dielétrico. A posição da linha condutora normalmente é na metade do dielétrico (b/2), porém existem variações, como ao colocar a linha condutora em outra posição ou utilizar camadas de diferentes dielétricos (consequentemente diferentes constantes dielétricas).

São três os tipos de *stripline*: homogênea, assimétrica e não homogênea. A homogênea é quando a placa possui apenas um tipo de dielétrico, com mesma espessura. No caso de espessuras diferentes, porém de mesmo material, a linha é chamada de assimétrica. No caso de se constituir de diversas camadas diferentes é chamada de não homogênea. Outra possibilidade é usar o ar como uma das camadas dielétricas, com a intenção de reduzir perdas.

Diferentemente das outras linhas de transmissão anteriormente apresentadas, a *stripline* suporta uma onda de modo TEM, visto que os campos gerados estão apenas no mesmo meio (no caso da *stripline* homogênea). Outros modos de mais alta ordem também podem ser gerados. Uma forma de evitar isso é utilizando vias conectando os planos de terra.



(a) Seção linha stripline.



(b) Dstribuição de campos da linha stripline.

Figura 2.14: Estrutura e distribuição de campos da linha stripline.

As fórmulas comumente utilizadas para projeto de linhas *stripline* homogêneas estão descritas nas Eqs. (2.23)-(2.26). São explicitadas as fórmulas de velocidade de fase (Eq. (2.23)), constante de propagação (Eq. (2.24)) e a impedância da *stripline*(Eq. (2.25)). A espessura do substrato é *b* e a largura efetiva da linha *stripline* é  $W_e$ . A Eq. (2.26) relaciona a largura da efetiva da linha com a espessura do dielétrico. A espessura real da linha está na Eq. (2.27) com o fator *x* na Eq. (2.28). Esse conjunto de equações considera a *stripline* sem espessura, entretanto, empiricamente, sabe-se que a precisão dos resultados é bem alta.

$$v_p = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r} = c/\sqrt{\varepsilon_r} \tag{2.23}$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r} = \sqrt{\varepsilon_r k_0}$$
(2.24)

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0,441b} \tag{2.25}$$

$$\frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & para \frac{W}{b} > 0,35\\ (0,35 - W/b)^2 & para \frac{W}{b} < 0,35 \end{cases}$$
(2.26)

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} x & para \sqrt{\varepsilon_r} Z_0 < 120\Omega \\ 0,85 - \sqrt{0,6-x} & para \sqrt{\varepsilon_r} Z_0 > 120\Omega \end{cases}$$
(2.27)

$$x = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r Z_0}} - 0,441 \tag{2.28}$$

Com os principais tipos de linhas de transmissão apresentadas, o modo como as mesmas podem ser alimentadas é descrito na próxima seção.

#### 2.2.5 Técnicas de alimentação

As técnicas de alimentação mais comuns são a de linha *microstrip*, ponta de prova coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por aproximação. Todas estão representadas nas Figs. 2.15(a), 2.15(b) e 2.15(c), exceto a de linha *microstrip*, por estar representada nas Figs. 2.6(a) e 2.15(d).

A técnica de linha *microstrip*, representada na Fig. 2.6(a), trata-se de uma linha de transmissão condutora com espessura e comprimentos definidos matematicamente. Para que exista casamento de impedâncias entre a linha de transmissão *microstrip* e a antena, existem duas alternativas. Uma delas é inserir uma linha casadora, com comprimento elétrico de 90°, como mostra a Fig. 2.15(d). É o casador de quarto de onda no qual a impedância deve ser igual a raiz quadrada do produto entre a impedância da linha de transmissão e da antena. A outra forma é a representada na Fig. 2.6(a), onde o acoplamento acontece através de um "recuo" na antena e a continuidade da linha de transmissão. Essa técnica é a mais simples e possui a facilidade de integrar o elemento irradiante (antena) e a alimentação, reduzindo as dimensões do projeto. Outra vantagem é a facilidade de no momento da fabricação tanto a linha quanto o elemento irradiante serem concebidos na mesma etapa do processo, restando assim apenas a solda do conector na linha. O conector SMA (*SubMiniature version A*) pode ser visualizado na Fig. 2.16. O pino central é soldado na linha de transmissão e nos pinos externos no plano de terra, diferentemente da ponta de prova coaxial.

Nesse caso, o mesmo conector pode ser utilizado, porém o pino central é inserido em um buraco feito no substrato que atinge algum ponto da antena, como na Fig. 2.15(a). Os pinos externos são cortados e a carcaça do conector tangencia o plano de terra. Esse tipo de alimentação possui a característica de gerar menos irradiação indesejada do que a anterior, mas a tarefa de determinar onde deve ser o ponto de alimentação torna seu projeto mais complexo.

Como desvantagem, em ambas as técnicas, ao passo em que se aumenta a espessura do substrato (para aumentar a largura da banda), é aumentada a potência da onda de superfície, a indutância de alimentação e a presença indesejada de irradiação em polarização cruzada. Assim, limita-se a largura de banda de tais antenas em 2% a 5%. Para resolver isso, foram propostas as técnicas descritas nas Figs. 2.15(b) e 2.15(c) [33] [40] [41].

26



(a) Exemplo de antena
 de circuito impresso
 com alimentação do tipo
 ponta de prova coaxial.



(b) Exemplo de antena de circuito impresso com alimentação do tipo acoplamento por abertura.



(c) Exemplo de antena de circuito impresso com alimentação do tipo acoplamento por aproximação.



(d) Exemplo de antena de circuito impresso com alimentação do tipo *microstrip* com linha casadora.

Figura 2.15: Exemplo de técnicas de alimentação de antenas de circuito impresso. Todas as figuras foram modificadas de [33].



Figura 2.16: Conector SMA para placas de circuito impresso. Imagem de [42].

A técnica de acoplamento por aproximação consiste em unir dois substratos com permissividades e estruturas diferentes. O de permissividade menor fica em cima e em sua parte superior a antena é fabricada e, na parte inferior, há o plano de terra com uma fenda (*slot*). No substrato de baixo, de permissividade mais elevada, não há cobre na parte superior, porém na inferior há uma linha *microstrip*. Essa linha de transmissão é soldada ao conector da Fig.2.16, como na técnica de linha *microstrip* citada anteriormente. A fenda entre os substratos é realizada para que o sinal proveniente da linha *microstrip*  passe por ela e chegue até a antena. A teoria eletromagnética desse caso será apresentada no capítulo seguinte. São utilizados dois substratos de permissividades diferentes com o intuito de se aumentar a largura de banda, visto que desse modo é possível usar um substrato de espessura mais elevada na construção da antena porém no substrato em que a linha de alimentação está presente, o substrato pode ser mais fino, o que reduz a irradiação indesejada comentada no parágrafo anterior. A técnica da Fig.2.15(c) é parecida com a anterior, com o diferencial de que entre os substratos não há plano de terra, assim todo o campo gerado pela linha de transmissão será propagado para o substrato acima. Com essa técnica, é reportada uma largura de banda de 13% [33] [40].

Com as principais técnicas de alimentação apresentadas, os métodos de análise das linhas de circuito impresso serão apresentados.

#### 2.2.6 Métodos de análise

Muitos são os métodos de análise utilizados na concepção das antenas de circuito impresso. Dentre os métodos mais famosos, é possível separá-los em dois grupos, como na Tabela 2.6. O grupo da coluna da esquerda da Tabela 2.6 baseia-se na distribuição equivalente de corrente ao redor das bordas da estrutura irradiante e utiliza aproximações e simplificações ao analisar a irradiação da antena. O outro grupo está baseado na distribuição elétrica de corrente no elemento irradiante e no plano de terra. Nesses métodos são utilizadas fórmulas matemáticas mais rigorosas e são considerados fenômenos físicos, como a propagação de ondas de superfície e dispersão [48].

Tabela 2.6: Grupos de métodos de análise de antenas de linhas de circuito impresso.

Modelos Aproximados	Modelos Rigorosos
Modelo da linha de transmissão	Método dos momentos (MoM)
Modelo da cavidade	Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)
Modelo de circuito de multiporta (MNM)	Método dos elementos finitos (FEM)

#### 2.2.6.1 Modelo de linha de transmissão

Nesse modelo o elemento irradiador é visualizado como um ressoador de linha de transmissão sem variações de campo transverso, visto que o mesmo varia apenas com o comprimento. Esse modelo foi originalmente desenvolvido para a antena do tipo *patch* retangular, porém, com algumas modificações relatadas, já é possível aplicá-lo em uma maior abrangência de formatos [49] [50]. As figuras do conjunto 2.17. são ilustrações do modelo aprimorado por [50]. Apesar de ser um modelo simples, seu contraponto é o fato de que a variação de campo na direção ortogonal a de propagação não é considerada [33] [39] [48].



de formato irregular dividida para aplicação do modelo de linha de transmissão.



(b) Trecho da antena para aplicação do modelo.



(c) Circuito equivalente da antena do tipo patch.

Figura 2.17: Exemplo de procedimento para análise através do modelo de linha de transmissão. Todas as figuras são originais de [50].

#### 2.2.6.2 Modelo da cavidade

Aqui a região entre o *patch* e o plano de terra é tratada como uma cavidade rodeada por paredes magnéticas em sua periferia e as laterais de cima e de baixo como paredes elétricas. Desde que sejam utilizados substratos finos, o campo dentro da cavidade é uniforme por toda a espessura do substrato. Os campos de estruturas regulares (retângulos, círculos, triângulos, entre outros) nesse modelo são expressados como uma soma de diversos modos ressonantes de um ressoador bidimensional.

Para o cálculo dos campos irradiados, há duas formas que o modelo considera. A primeira é que os campos na periferia da estrutura estendem as condições de contorno da estrutura irradante de modo que as dimensões efetivas são maiores do que as dimensões físicas do elemento irradiador. O efeito da irradiação da antena e das perdas do condutor são consideradas ao adicionar tais perdas ao fator da tangente de perdas do dielétrico. O campo distante e a potência irradiada são computadas da corrente magnética equivalente no entorno da cavidade.

A segunda forma de incorporar o efeito da irradiação no modelo da cavidade é considerar uma condição de contorno de impedância nas paredes da cavidade. Os campos das periferias e a potência irradiada não estão incluídas dentro da cavidade, mas estão localizadas em suas bordas. Entretanto, a solução de campo distante que possua admitância torna-se de difícil resolução [39] [48].

#### 2.2.6.3 Modelo de circuito multiporta

O modelo de circuito multiporta é uma extensão do modelo de cavidade. Nesse método, os campos eletromagnéticos da estrutura são modelados separadamente. A estrutura é analisada como uma rede planar bidimensional, com um número de portas alocadas no entorno da periferia da estrutura. A matriz de impedância multiporta da estrutura irradiante é obtida para a função de Green bidimensional. Os campos pela periferia da estrutura e seus campos irradiantes são incorporados ao adicionar uma admitância equivalente nas bordas da rede. O método de segmentação é então usado para encontrar a matriz de impedâncias.

Os três métodos analíticos anteriormente apresentados oferecem simplicidade. Nos dois últimos métodos, a irradiação da antena é calculada a partir da distribuição de corrente magnética equivalente ao redor da periferia do elemento irradiante, que é obtida a partir da tensão da correspondente distribuição. Assim, o problema de análise do elemento irradiante reduz-se ao de encontrar a distribuição de tensão para uma determinada excitação e modo. Esse método é preciso para geometrias regulares, porém não funciona muito bem para geometrias complexas [39] [48].

#### 2.2.6.4 Método dos momentos (MoM)

As correntes de superfície são utilizadas no modelo da antena de circuito impresso e o volume das correntes de polarização no dielétrico. A equação integral é formulada para correntes desconhecidas nas antenas *microstrip*, as linhas de alimentação e o plano de terra. Essas equações integrais são transformadas em equações algébricas, que são possíveis de serem resolvidas por computador. Esse método considera os campos evanescentes fora da condição de contorno para uma solução mais exata [52]. Um *software* que utiliza esse método é o IE3D [53].

#### 2.2.6.5 Método dos elementos finitos (FEM)

Aqui a região de interesse é dividida em um número finito de superfícies (2D) ou elementos com volume (3D), dependendo da estrutura a ser analisada. Essas unidades discretizadas, geralmente referenciadas como elementos finitos, são aplicáveis a estruturas bem definidas, como polígonos ou poliedros. Cada pedaço da estrutura subdividida possui pontos nodais que conectam os pedaços da estrutura, assim dividindo o problema original em vários de mais simples resolução.

Deste modo, é possível destacar que o método possibilita simples tratamento de geometrias complexas e materiais não homogêneos, assim como materiais dispersivos (materiais cujas propriedades alteram a frequência de operação). Esse é o método que o High Frequency Structural Simulator (HFSS)[51], *software* utilizado nas simulações a serem apresentadas neste trabalho, emprega para realizar seus cálculos. O *software* da empresa ANSYS possibilita a avaliação eletromagnética em três dimensões de parâmetros nas regiões de campo próximo e distante, como perda de retorno, descasamentos de impedâncias, acoplamento parasita, radiação, qualidade do sinal, entre outros. Uma malha geométrica é criada para a simulação. A Fig. 2.18 representa uma malha criada com divisões de tetraedros em uma superfície arbitrária [48] [54].



Figura 2.18: Divisões de tetraedros em uma malha de superfície arbitrária para aplicar o método dos momentos finitos. Simulação da influência eletromagnética de um aparelho celular no corpo humano. Imagem de [54].

#### 2.2.6.6 Método das diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD)

Trata-se de um dos métodos mais interessantes por conseguir abranger diversos tipos diferentes de formatos de antenas. Esse método prediz a resposta de uma antena *microstrip* por uma largura de banda com uma simulação. Nesta técnica, é gerada uma malha espacial e temporal para os campos elétrico e magnético sobre os quais a solução é buscada. Essa malha é dividida em células dispostas de forma a que os campos magnéticos estejam localizados no centro de cada uma. As células possuem informações sobre características do material e as fontes excitadas por uma função de excitação que se propaga pela estrutura. As variações discretas de campo no tempo são determinadas em locais específicos. Usando a linha integral do campo elétrico, a tensão através de dois pontos é obtida. Já a corrente é computada por uma integral referente ao campo magnético ao redor do condutor, a qual a transformada de Fourier fornece a resposta em frequência. Apesar de ser mais uma técnica baseada na distribuição elétrica de corrente na antena e em seu plano de terra, os resultados obtidos com esse método são precisos para qualquer estrutura de antena, porém é mais demorado [48][38, 39].

Com os principais métodos de análise apresentados, as próximas subseções irão mostrar os tipos mais comuns de antenas de circuito impresso. Por fim, as antenas do tipo SIWG, objeto de estudo desse trabalho, serão explicadas.

#### 2.2.7 Principais tipos de antenas

Dadas as gigantescas possibilidades de combinações de tipos de substratos e linhas de alimentação, é possível projetar geometrias que irradiem, de forma a se comportarem como uma antena. A antena mais simples e mais comum é a *patch* [33]. No caso da *patch* retangular, trata-se de uma antena com geometria bem definida, onde a menor dimensão é responsável pela irradiação, como mostrado na Fig. 2.6(a). O conjunto de figuras 2.19 retrata alguns trabalhos de antenas do tipo *patch* de diferentes geometrias.



(a) Antena *patch* dotipo quadrado [59].



(d) Antena patch do tipo elíptico [60].



(b) Antena *patch* do tipo retangular [60].



(e) Antena patch do tipo dipolo [62].



(c) Antena patch do tipo circular [61].



(f) Antena *patch* do tipo setor circular [63].

Figura 2.19: Antenas patch com diversos tipos de geometria.

A primeira geometria apresentada é um *patch* quadrado, na Fig. 2.19(a). O trabalho de Munir apresenta uma antena com dupla alimentação. As antenas do tipo *patch* retangular (Fig.2.19(b)) e elíptico (Fig.2.19(d)) são ilustradas no trabalho de José Bruno [60]. Ambas as antenas obtiveram bons valores de perda de retorno e largura de banda. Um exemplo de *patch* circular é representado na Fig. 2.19(c), com diversos pontos de alimentação diferentes. De diversos tipos de alimentação testados, o melhor modelo apresentou ganho de 6,9 dBi e eficiência de irradiação de 79%. A antena da Fig. 2.19(f) é do trabalho de Deshmukh [63], que trata de um setor circular. De todos os modelos produzidos desse tipo de antena, foi relatado no trabalho que as configurações fabricadas atingiram uma largura de banda de 3 GHz a 10 GHz e um ganho de 1 a 2 dBi.

Dessas geometrias, são relatadas diversas variações, com fendas e cortes, além da mistura de geometrias. Outro tipo de antena interessante é a antena *slot*. Ao invés de utilizar uma geometria com uma antena do tipo *microstrip*, é utilizado o interior do substrato para que a onda eletromagnética seja guiada e, através dos *slots* (fendas), ocorre a irradiação. Deste modo, as antenas a partir das estruturas do tipo guia de onda integrado a substrato (*substrate waveguide antennas*, SIWG, em inglês) são apresentadas.

#### 2.2.8 Antenas SIWG

Um dos dispositivos mais utilizados na engenharia de microondas são os guias de onda, representados na Fig. 2.20. Estruturas de paredes metálicas ocas ou preenchidas parcial ou inteiramente por dielétricos possuem diversas finalidades, como filtros, cavidades ressonantes e antenas. Para essa última aplicação, são realizados cortes (fendas) na parte superior do guia, de forma que a onda estacionária presente no mesmo seja irradiada [64].



Figura 2.20: Exemplos de guia de onda metálico nas bandas Ku e X, respectivamente [64].

O guia de onda, cuja finalidade é comportar-se como uma antena, possui uma carga casada em uma de suas portas e as fendas em um dos lados da estrutura. Kraus [34] demonstra, no capítulo 8, que as fendas devem possuir um tamanho de meio comprimento de onda no espaço livre e que as mesmas devem ser posicionadas nos pontos de máximos da onda estacionária no guia, ou seja, o centro de cada fenda deve estar a uma distância de meio comprimento de onda guiado. A Fig. 2.21 (a) ilustra o guia fendido enquanto a Fig. 2.21(b) ilustra a posição adequada das fendas. O parâmetro em aberto, representado pelo ponto de interrogação é a posição em relação ao eixo y das fendas, representando o quanto afastadas as mesmas devem estar do centro do guia. O Teorema da Equivalência Superficial [64] é utilizado para determinar tais posições. O Teorema parte da solução do potencial vetor elétrico para calcular os campos dentro do guia e, a partir deles, as correntes equivalentes nas fendas. Robert Elliott [65] [66] também publicou dois trabalhos em que prova matematicamente o posicionamento das fendas, em relação à intensidade de campo nas mesmas. Uma contribuição interessante é que é considerado o acoplamento mútuo entre cada fenda, diferentemente do Teorema da Equivalência.



(b) Localização das fendas no eixo cartesiano de três dimensões.

Figura 2.21: Posição das fendas no guia de onda retangular.

O Apêndice A desta dissertação demonstra que, partindo das teorias anteriormente citadas, as fendas não poderiam estar localizadas no centro do guia, pois não haveria irradiação. Da mesma forma é discutido que o ponto de máxima irradiação é o mais próximo possível das paredes laterais, respeitando a interferência com as mesmas.

Muitos pesquisadores buscaram adaptar a teoria utilizada nos tradicionais guias de microondas para a realização de antenas do tipo *Substrate Integrated Waveguide* (SIWG) ou guia de onda integrado ao substrato, em português. Naturalmente, por ser uma adaptação, existem algumas limitações. Uma dessas limitações é o fato de que o valor do comprimento de onda guiado, utilizado para a localização das fendas e do comprimento do guia, é fator limitante para a construção do mesmo. A Eq.(2.29)[34][64] determina o comprimento de onda guiado, que depende tanto do comprimento de onda no espaço livre na frequência projetada, quanto na abertura "a" do guia dielétrico. Ao longo do desenvolvimento deste trabalho foi possível observar que, para determinadas combinações de frequências e permissividades elétricas de substratos, que a equação do comprimento de onda guiado obtinha como resultado um valor complexo, ou seja, a teoria não seria válida.

Deste modo, essa é a primeira contribuição deste trabalho: curvas que relacionam a frequência de operação, a permissividade elétrica do substrato utilizado e o limiar de construção da mesma. O

programa escrito em MATLAB, criado para gerar as curvas das Figs. 2.22 e 2.23, está presente no Apêndice B. São apresentados os valores de comprimento de onda guiado para guias preenchidos com materiais com diferentes valores de permissividade elétrica relativa. Os valores usados para o cálculo em diferentes frequências partiram do ar (1) até o material com maior valor de permissividade elétrica relativa, o rt/Duroid 6010, da Rogers Corporation [44] (10,3). Valores comerciais intermediários podem ser observados na Tab. 2.4, anteriormente citada. Substratos com altas constantes, como  $\varepsilon_r = 100[35]$ , não foram considerados, devido ao limiar observado na Fig. 2.23, de  $\varepsilon_r = 3, 9$ . Pelo gráfico da Fig. 2.22 é possível perceber que só é possível projetar o guia para materiais com constantes dielétricas relativas de 1 a 3,9, independentemente da frequência de operação. Também é interessante observar que, para ondas milimétricas, o valor do comprimento de onda passa a existir novamente após  $\varepsilon_r = 4$ , porém o valor não passa de zero. É importante destacar que essa limitação teórica não impede que os guias sejam projetados com constantes dielétricas superiores, apenas indica que a adaptação da teoria convencional para guias do tipo SIWG não é válida. Devido a outros fatores, como acoplamento mútuo entre os componentes do sistema, é possível realizar a cavidade ressonante, mesmo com essa barreira teórica e, com o conjunto de fendas, a antena.

$$\lambda_g = \frac{2a\,\lambda}{\sqrt{4a^2 - \lambda^2}} \tag{2.29}$$



Figura 2.22: Valores de comprimento de onda guiado para permissividades elétricas relativas de 1 a 10,3, em diferentes frequências de operação.



Figura 2.23: Valores de comprimento de onda guiado para permissividades elétricas relativas de 1 a 4, em diferentes frequências de operação.

Como este trabalho busca o projeto de guias SIWG para ondas milimétricas, como explicado anteriormente, seria interessante utilizar o menor valor de constante dielétrica possível, para que a antena ficasse em um tamanho fisicamente realizável. Assim, a limitação teórica não interferiu no trabalho, visto que buscou-se utilizar substratos com constantes dielétricas de 1,96, 2,2 e 3,5.

Dando sequência ao projeto de guia de onda integrado ao substrato, uma diferença entre o guia retangular padrão e o de circuito impresso é o fato de não existirem paredes contínuas condutoras no SIWG, mas vias. As dimensões e periodicidade das vias são projetadas de modo que, para a onda eletromagnética, as fronteiras se comportem como paredes contínuas. Che [67], Silva [68] e Magri [69], utilizando procedimentos diferentes, demonstraram que a utilização de vias funciona de modo eficiente, não necessitando de paredes condutoras. A Fig. 2.24 representa a adaptação da teoria tradicional para a dos guias SIWG.



Figura 2.24: Adaptação da teoria de guias de onda tradicionais para a de guias do tipo SIWG. A alteração de paredes contínuas condutoras para vias condutoras é representada.

Muitos trabalhos propõem equações para o projeto dos guias SIWG. De uma forma geral, é calculada a dimensão "a" de abertura do guia retangular convencional e uma série de considerações são feitas para o dimensionamento das vias e sua periodicidade. A partir dessas considerações, o valor da abertura, aqui nomeado de aSIWG, é calculado. Deslandes e Wu [70] [71] apresentaram as Eq. (2.30)-(2.32) que limitam os valores do diâmetro das vias (d) e sua periodicidade, ou seja, a distância centro a centro das mesmas (p). Como no guia retangular, o guia SIWG é projetado em relação a seu modo fundamental, o TE<sub>10</sub>. Cabe relembrar que a abertura a<sub>RWG</sub> é a abertura do guia tradicional.

$$p < 0, 2\lambda_{TE_{10}}$$
 (2.30)

$$\frac{d}{p} \geq 0,5 \tag{2.31}$$

$$\frac{d}{a_{RWG}} < 0,4 \tag{2.32}$$

Dadas as dimensões de "d" e "p" delimitadas, o próximo passo é calcular o valor da abertura  $a_{SIWG}$ . Aqui, diversas propostas foram apresentadas, com as principais explicitadas nas Eqs. 2.33 a 2.37 ([26] e [73] a [78], respectivamente). O trabalho de Taringou [72] compara a eficiência dessas equações, em relação a perda de retorno, chegando à conclusão de que a proposta de Yan [73] forneceu melhores resultados. Entretanto, por possuir elementos recursivos, unindo com as restrições apresentadas por Deslandes, não é de simples solução. Magri [74] propôs a Eq. (2.38) de mais simples resolução que, a partir de dados empíricos, aproxima bem a abertura do guia.

$$a_{SIWG} = a_{RWG} - \frac{d^2}{0,95\,p} \tag{2.33}$$

$$a_{RWG} = a_{SIWG} \left[ \xi_1 + \frac{\xi_2}{\frac{p}{d} + \frac{\xi_1 + \xi_2 - \xi_3}{\xi_3 - \xi_1}} \right]$$
(2.34)

$$\begin{array}{rcl} \xi_1 & = & 1,0198 + \frac{0,3465}{a_{SIWG}/p - 1,0684} \\ \xi_2 & = & -0,1183 - \frac{1,2729}{a_{SIWG}/p - 1,2010} \\ \xi_3 & = & 1,0082 - \frac{0,9163}{a_{SIWG}/p - 0,2152} \end{array}$$

$$a_{SIWG} = a_{RWG} - 1,08 \frac{d^2}{p} + 0,1 \frac{d^2}{a_{RWG}}$$
 (2.35)

$$a_{RWG} = \frac{2 a_{SIWG}}{\pi} \operatorname{arccotg} \left[ \frac{\pi p}{4 a_{SIWG}} \ln \left( \frac{p}{2d} \right) \right]$$
(2.36)

$$a_{SIWG} = \frac{a_{RWG}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2a_{RWG} - d}{p}\right)\left(\frac{d}{a_{RWG} - d}\right)^2 - \left(\frac{4a_{RWG}}{5p^4}\right)\left(\frac{d^2}{a_{RWG} - d}\right)^3}}$$

$$a_{SIWG} = a_{RWG} + \left(1, 3 \times \frac{d}{2}\right)$$
(2.38)

Com isso, o último parâmetro para o projeto da antena ser realizado é o quanto de cobre além das vias deve ser mantido. A Fig. 2.25 ilustra esse parâmetro. Deslandes [71] também elucida a resolução desse parâmetro, através da relação entre o comprimento de onda no espaço livre e as dimensões "d" e "p". A curva da Fig.2.26 apresenta o fator  $\kappa$  e consequentemente, o  $\Delta a$ . O fator  $\kappa$  é o quociente entre a largura da estrutura do guia  $a_e$  e a abertura do guia,  $a_{SIWG}$ . A Eq. 2.39) demonstra essa relação, enquanto, ao substituir na Eq. (2.40), é possível estabelecer uma conexão direta na Eq. (2.41) entre a abertura do guia SIWG e o quanto de cobre deve ser deixado além das vias.

$$\kappa = \frac{a_e}{a_{SIWG}} \tag{2.39}$$

$$a_{SIWG} = a_e - 2\,\Delta a \tag{2.40}$$

$$\kappa = \frac{a_{SIWG} + 2\Delta a}{a_{SIWG}} \tag{2.41}$$



Figura 2.25: Parâmetros de projeto do guia SIWG.

38



Figura 2.26: Parâmetro  $\kappa$  em relação às dimensões, "p", "d" e o comprimento de onda de corte no espaço livre [71].

Observa-se que há flexibilidade na escolha dos parâmetros de projeto dos guias SIWG. Apesar de limitados superior e inferiormente por inequações, há uma combinação de diâmetro e periodicidade das vias que pode trazer melhores ou piores resultados de perda de retorno. Soma-se a isso a escolha do substrato, a frequência de operação, o tipo de alimentação e a capacidade de construção, fatores relevantes no momento do projeto.

## 2.3 Conclusão

Nesse capítulo, para introdução ao estudo de antenas, foram apresentados os conceitos básicos de antenas, como diagrama de irradiação, largura de feixe, diretividade, ganho, entre outros. As antenas de circuito impresso foram citadas em sequência, com suas principais características destacadas. Os tipos existentes de substrato foram apresentados, com suas vantagens e desvantagens, apresentadas. As linhas de transmissão do tipo *microstrip, stripline* e CPW foram retratadas, assim como as técnicas de alimentação provenientes dessas linhas. Os métodos de análise dos projetos também foram citados, assim como os principais tipos de antenas de circuito impresso, com suas variações. Por fim, as antenas do tipo SIWG foram apresentadas, partindo do paralelo com os guias de onda tradicionais. Diferentes equações de projeto estão presentes na seção, e as limitações teóricas foram explicadas.

Com a teoria de antenas em geral, de circuitos impressos, tipos de substratos e linhas de transmissão, técnicas de alimentação e equacionamento de antenas SIWG disponíveis, é possível realizar o estudo e propor um novo tipo de antena SIWG, cujo desenvolvimento e simulações serão expostos no próximo capítulo.

## Capítulo 3

# Desenvolvimento e simulações

Dado o grau de liberdade que as equações oferecem nos parâmetros que constituem as antenas do tipo SIWG (*Substrate Integrated Waveguide*), buscou-se realizar um trabalho explorador, de forma a se observarem os fenômenos ocorridos no maior número de combinações de substratos e dimensões possíveis. Apesar de o objetivo final ser uma antena com alimentação do tipo *stripline* e irradiação para duas direções, inicialmente o estudo foi direcionado para um modelo já consolidado, com alimentação do tipo *microstrip*. Devido às intenções de utilização de ondas milimétricas no 5G, buscou-se projetar guias para essas faixas de frequência. Foi tomada a de 28 GHz como base, porém resultados em frequências adjacentes não devem ser descartados, visto que o padrão não está estabelecido.

## **3.1 RT**/duroid 5880

Como o comprimento físico dos dispositivos decresce com o aumento da frequência, para que as antenas fossem possíveis de serem fabricadas, buscou-se utilizar um substrato de constante dielétrica de menor valor disponível, de forma a aumentar as dimensões da antena. Inicialmente, os cálculos foram realizados para o substrato da Rogers Corporation, o rt/Duroid 5880 [44], de constante dielétrica 2,2 e tangente de perdas de 0,0009. A lâmina de cobre presente no substrato possui  $35 \mu m$ .

#### 3.1.1 Guia com 14 GHz como frequência do modo fundamental

#### 3.1.1.1 Guias SIWG

A abertura do guia RWG tradicional foi calculada com base na frequência de corte de 14 GHz para o modo TE<sub>10</sub>, de modo que, seguramente, a frequência de operação esteja dentro da faixa do guia. Assim, dadas as equações do capítulo anterior, foi possível chegar aos parâmetros da Tabela 3.20. Considerando o momento da fabricação, o diâmetro das vias deve ser compatível com o das brocas disponíveis na máquina prototipadora presente no Laboratório de Propagação da UFF (LAPROP). Deste modo, são possíveis valores de 0,5 a 2 milímetros. Naturalmente, nessas dimensões, quanto maior forem os dispositivos, mais fácil será seu manuseio. Entretanto, caso fosse escolhido o diâmetro de 2 mm, pelo teorema de Floquet [75], que verifica a reflexão em estruturas periódicas, é possível perceber que seu resultado não seria satisfatório. Com o diâmetro de 2 milímetros, múltiplas reflexões entre as paredes do guia (vias) ocorreriam, assim aumentando as perdas. Deste modo, optou-se por limitar em até 1 mm o diâmetro das vias, calculando cada abertura do guia SIWG através da Eq.(2.38). Dadas as sete espessuras diferentes do rt/Duroid 5880, e uma variação de 0,6 a 1 mm de diâmetros de brocas disponíveis, seria possível verificar 36 combinações diferentes de guias, apenas variando três parâmetros. A metodologia adotada foi de verificar o primeiro resultado (d = 1mm e p = 2mm) da espessura do substrato e prosseguir com o de melhor resultado de perda de retorno. Para maior organização com as simulações, os arquivos foram nomeados como na Fig. 3.1. A Fig. 3.2 é uma foto do guia T58800127d090 simulado. A Tabela 3.2 reúne os resultados obtidos, enquanto a Fig. 3.3 as curvas de perda de retorno. Apesar do guia não possuir as fendas, seu comprimento foi calculado em relação a elas, ou seja, 32 mm.

Tabela 3.1: Valores calculados para simulações do guia SIWG na frequência de operação de 28 GHz, para o substrato rt/Duroid 5880.

Parâmetro	Valor
Frequência de operação	$28~\mathrm{GHz}$
Frequência de corte	$14~\mathrm{GHz}$
Abertura do guia tradicional $(a_{RWG})$	$7,22352 \mathrm{~mm}$
Altura do guia (b)	$3{,}61176~\mathrm{mm}$
Comprimento de onda guiado $(\lambda_g)$	$16,0 \mathrm{~mm}$
Comprimento de onda do modo $TE_{10}$ ( $\lambda_{TE_{10}}$ )	$14,44714 { m mm}$
Comprimento de onda no espaço livre $(\lambda_{TEM})$	$10{,}714~\mathrm{mm}$
Periodicidade das vias (p)	$< 2,889429 { m mm}$
Diâmetro das vias (d)	$< 2,889408 { m mm}$
Comprimento do guia $(2\lambda_g)$	32 mm



Figura 3.1: Organização das simulações e, consequentemente, nome dos guias e antenas.



Figura 3.2: Foto da simulação do guia SIWG T5880h0127d100.

Tabela 3.2: Resultados das simulações realizadas para o guia SIWG com diferentes substratos e dimensões de diâmetro e periodicidade das vias, em 28 GHz.

			Abertura	Espessura		
Simulação	Diâmetro	Periodicidade	do guia -	do	S11	S21
Simulação	- d (mm)	- p (mm)	<sup>a</sup> SIWG	substrato	(dB)	(dB)
			(mm)	(mm)		
T5880h0127d100	1	2	7,8735	$0,\!127$	-1,1362	-10,7519
T5880h0254d100	1	2	7,8735	0,254	-2,8835	-5,7310
T5880h0381d100	1	2	7,8735	0,381	-5,1785	-3,5252
T5880h0508d100	1	2	7,8735	0,508	-8,0187	-2,3971
T5880h0787d100	1	2	7,8735	0,787	-18,1519	-1,4963
T5880h1575d100	1	2	7,8735	1,575	-9,4937	-1,9258



Figura 3.3: Resultados de simulação de guia SIWG, com diâmetro das vias de um milímetro e periodicidade de 2 milímetros. Em todas as simulações foram levadas em conta o substrato rt/Duroid 5880, com diferentes espessuras.

Pelos resultados da Fig. 3.3, cabe ressaltar que, como as equações não são precisas, há valores de perda de retorno ruins na frequência de 28 GHz, como visto na Tabela 3.2. Entretanto, ao observar as curvas da Fig. 3.3, percebem-se bons valores de perda de retorno em diversas frequências. Assim, caso o guia SIWG fosse o objetivo final do projeto, um procedimento de otimização (alteração da abertura aSIWG) deveria ser realizado.

Como o resultado do substrato de espessura 0,787 mm foi o melhor, verificaram-se os diferentes valores de diâmetro e periodicidade das vias para esse material, estando seus resultados expressos na Tabela 3.3. A Fig. 3.4(a) mostra as curvas de resultado, onde é possível perceber que a configuração de 0,9 mm de diâmetro das vias e 1,8 mm de distância centro a centro possui uma melhor perda de retorno na frequência de 28 GHz, de -20,8778 dB.

Simulação	Diâmetro - d (mm)	Periodicidade - p (mm)	Abertura do guia - <sup>a</sup> SIWG (mm)	Espessura do substrato (mm)	S11 (dB)	S21 (dB)
T5880h0787d100	1	2	7,8735	0,787	-18,1519	-1,4963
T5880h0787d090	0,9	1,8	7,8085	0,787	-20,8778	-1,6406
T5880h0787d085	0,85	1,7	7,7760	0,787	-12,0497	$-1,\!5667$
T5880h0787d080	0,8	1,6	7,7435	0,787	-12,5142	-1,4820
T5880h0787d070	0,7	1,4	7,6785	0,787	-13,2467	-1,3766
T5880h0787d060	0,6	1,2	7,6135	0,787	-12,5394	-1,3491

Tabela 3.3: Resultados das simulações realizadas de diferentes diâmetros de vias para o guia SIWG com melhor resultado de perda de retorno, o substrato com 0,787 mm de espessura.



(a) Resultados completos, de 12,5 GHz a 32,5 GHz.



(b) Resultados na região de interesse, de 27 GHz a 29 GHz.

Figura 3.4: Apresentação dos melhores resultados de simulação de guia SIWG, com substrato de espessura 0,787 mm. Foram consideradas variações de diâmetro das vias de 0,6 mm a 1,0 mm.

Como as simulações T5880h0787d090 e T5880h0787d100 obtiveram os melhores resultados, foi decidido prosseguir com essas configurações. Antes de inserir as fendas, foram realizadas duas etapas, a primeira de otimização da abertura do guia e a segunda de inserção do casador de impedância e da linha de transmissão, do tipo *microstrip*. As alterações da abertura do guia a<sub>SIWG</sub> foram realizadas de forma empírica, de modo que foi possível observar o esperado deslocamento em frequência dos vales no gráfico de perda de retorno.

#### 3.1.1.2 Otimização da abertura do guia

A Tabela 3.4 apresenta os resultados encontrados e a Fig. 3.5(a) as curvas de perda de retorno dos mesmos. Foi inserido o sufixo "oaX" no nome de cada simulação, onde "oa" indica "otimização do parâmetro a" e o número X é o valor da abertura em milímetros. A simulação T5880h0787d090oa7645

45

obteve os melhores resultados, com o valor de -46,7624 dB de perda de retorno. Deste modo, esse arquivo foi utilizado para implementar a linha de transmissão e o casador de impedância.

Simulação	Abertura do guia - <sup>a</sup> SIWG (mm)	S11 (dB) - 28 GHz	S11 (dB) / Melhor vale
T5880h0787d090	7,8085	-20,8887	-43,4743 / 25,3 ${ m GHz}$
T5880h0787d090oa7880	7,8080	-20,9020	-44,0182 / 25,3 GHz
T5880h0787d090oa7700	7,700	-29,5680	-42,0822 / 27,9 $\rm GHz$
T5880h0787d090oa7650	7,650	$-43,\!1530$	-37,0603 / 25,6 ${ m GHz}$
T5880h0787d090oa7600	7,600	-34,3132	-43,1013 / 28,1 GHz
T5880h0787d090oa7655	$7,\!655$	$-40,\!3792$	-37,2448 / 25,6 GHz
T5880h0787d090oa7645	$7,\!645$	-46,7624	$\textbf{-36,4439}~/~25,6~\mathrm{GHz}$
T5880h0787d100	7,8735	-18,1519	-28,0269 / 27,5 GHz
T5880h0787d100oa7645	$7,\!645$	-26,7879	-31,1474 / 22,0 $ m GHz$
T5880h0787d100oa7400	7,400	-19,3031	-41,7256 / 31,0 $ m GHz$

Tabela 3.4: Resultados das simulações realizadas com os testes de otimização dos guias T5580h0787d090 e T5580h0787d0100.



(a) Resultados completos, de 12,5 GHz a 32,5 GHz.



(b) Resultados na região de interesse, de 27 GHz a 29 GHz.

Figura 3.5: Resultados de simulação de otimização. Foram realizadas variações de abertura do guia.

#### 3.1.1.3 Inserção da linha de transmissão e taper

Como citado no Capítulo 2, as linhas de transmissão possuem equações definidas na literatura e existem softwares livres que auxiliam no cálculo dos parâmetros. A antena SIWG tradicional possui uma alimentação por linha microstrip e um casador de impedância (taper) de comprimento  $\lambda_g/4[76]$ . A linha microstrip foi calculada tanto no software TX-Line quanto pelas equações do Balanis [64]. Os resultados das dimensões da linha foram parecidos pelos dois métodos, porém não em relação ao comprimento de onda guiado. Deste modo, foram testados os dois valores para verificar qual retorna o melhor resultado. A Tabela 3.5 mostra as dimensões da linha de transmissão, enquanto a Fig. 3.6(a) representa uma das simulações e as Figs. 3.6(b) e 3.6(c) duas variações na transição *taper*-guia. Na primeira, o *taper* é do tamanho de toda a placa, enquanto na segunda possui a dimensão da abertura do guia ( $a_{SIWG}$ ). A Fig. 3.6(c) também possui a indicação das variáveis das dimensões da linha e *taper*.



(a) Guia SIWG simulado, com linha de transmissão *microstrip* e *taper*.



Figura 3.6: Projeto de guia SIWG com linha de transmissão e taper.

Impedância	$50 \ \Omega$
W	$2{,}62277~\mathrm{mm}$
L	$1{,}89612~\mathrm{mm}$
$\lambda_g/4$ - TX-Line	$1{,}89743~\mathrm{mm}$
$\lambda_g/4$ - Equações	$2,09352 { m mm}$

Tabela 3.5: Dimensionamento da linha de transmissão e taper.

Foram realizadas duas simulações comparativas, inicialmente, com a entrada do *taper* com a dimensão total do guia (a<sub>SIWG</sub> e diâmetro de duas vias) e, depois, com a entrada no tamanho a<sub>SIWG</sub>. A Tabela 3.6 apresenta os resultados. Foram adicionados os sufixos "casTX" para indicar que o casador possui as dimensões do TX-Line, "casEQ", que o casador utilizou as equações e "EG" para indicar que a saída do *taper* (e entrada no guia) possui o comprimento de a<sub>SIWG</sub>. A Fig. 3.7 apresenta as curvas obtidas.

Simulação	S11 (dB) / 28 GHz	S11 (dB) / Melhor vale
${\rm T5880h0787d090oa7645 cas TX}$	-14,4784	-32,3736 / 24,7 $ m GHz$
${ m T5880h0787d090oa7645casEQ}$	-12,4722	-26,8455 / 24,6 GHz
T5880h0787d090oa7645casTXEG	-17,7803	-44,2697 / 27,4 GHz
T5880h0787d090oa7645casEQEG	-15,3235	-42,3142 / 24,6 GHz

Tabela 3.6: Resultados de variações do método de cálculo da linha de transmissão e taper.



Figura 3.7: Resultados de simulação de guia SIWG, com variações do método de cálculo da linha de transmissão e *taper*.

Pelos resultados, é possível perceber que o *software* TX-Line forneceu um resultado mais preciso do que as equações. Assim, as simulações que utilizaram o mesmo serão levadas adiante. Outro ponto importante observado foi que a transição *taper*-entrada do guia possui melhor resultado na situação em que a abertura possui o mesmo valor da abertura do guia, em relação à largura total da estrutura.

Como os melhores pontos de perda de retorno estão deslocados da frequência de 28 GHz, a abertura a<sub>SIWG</sub> foi novamente modificada para que, como anteriormente observado, o deslocamento em frequência ocorra e a perda de retorno melhore. A Tabela 3.7 reúne os resultados obtidos, enquanto as Fig. 3.8(a) e 3.8(b) apresentam as curvas encontradas. Com bons resultados encontrados, partiu-se para a inovação buscada, o guia dobrado.

Simulação	<sup>a</sup> SIWG	S11 (dB) / 28 GHz	S11 (dB) / Melhor vale
T5880h0787d0900a7500cas TXEG7500	$7,50 \mathrm{~mm}$	-20,5437	-41,8109 / 27,6 GHz
T5880h0787d090oa7450casTXEG7450	$7,45 \mathrm{~mm}$	-21,5478	-52,7765 / 27,6 GHz
T5880h0787d090oa7400cas TXEG7400	7,40 mm	-23,4903	-59,6336 / 27,7 $ m GHz$
T5880h0787d090oa7200casTXEG7200	$7,20 \mathrm{~mm}$	-42,3272	-30,3191 / 28,1 GHz
T5880h0787d090oa7100cas TXEG7100	7,10 mm	-30,0337	-41,6170 / 28,1 GHz
T5880h0787d090oa7250casTXEG7250	$7,25 \mathrm{~mm}$	-32,8592	-66,1775 / 27,9 $ m GHz$
T5880h0787d090oa7230casTXEG7230	$7,23 \mathrm{~mm}$	-36,8579	-41,5167 / 27,9 $ m GHz$
T5880h0787d090oa7260casTXEG7260	$7,26 \mathrm{~mm}$	-32,2047	-52,1597 / 27,9 $\rm GHz$
T5880h0787d0900a7245 cas TXEG7245	7,45 mm	-32,7642	-56,3545 / 27,9 $ m GHz$

Tabela 3.7: Resultados de nova variação de <br/>  $\rm a_{SIWG},$  com deslocamento em frequência.



27.00 28.50 29.00 28.00 Freq [GHz] (b) Curvas aproximadas de nova variação de aSIWG, com deslocamento em frequência.

27 50

Figura 3.8: Resultados obtidos do novo processo de otimização.

#### 3.1.1.4 Antenas dobradas

26 50

-60.00 -68.06

T5880b0787d090oa7400casTXEG7400 T5880h0787d090oa7450casTXEG7450 T5880h0787d090oa7500casTXEG7500

A ideia do projeto é de unir dois guias, como na Fig. 3.9, de forma a tornar o guia SIWG tradicional em um guia dobrado, onde a irradiação que ocorre em uma direção, ocorreria igualmente em direções opostas. A alimentação que antes era do tipo *microstrip* passou a ser *stripline* e o processo de fabricação é um pouco mais elaborado, por necessitar de duas etapas. O processo de fabricação será mais bem detalhado no Capítulo 4. Como citado no Capítulo 2, a linha stripline possui dois planos de terra e, na adaptação para o guia dobrado, o raciocínio é o mesmo. Na placa que constitui a parte superior da estrutura que virá a ser uma antena, o cobre é retirado de uma das faces. Na placa da parte inferior, o cobre é mantido em ambas as faces, porém em um dos lados é projetada a linha stripline e o trecho casador de impedância.

A intenção é que se obtenha a formação de dois guias de onda acoplados à mesma estrutura de alimentação, assim traduzindo em uma irradiação em duas direções opostas. Cabe ressaltar que,

29.22

apesar de na Fig. 3.9 as vias estarem metalizadas e preenchidas em placas separadas, a imagem é meramente didática. Nessa etapa de fabricação, a metalização das vias é com as faces em separado, porém o preenchimento das mesmas ocorre com o guia montado.

Utilizando os resultados obtidos anteriormente, os guias foram modificados. Inserindo a linha *stripline*, calculada no *software* TX-Line, foram encontrados os valores da Tabela 3.8, também mostrados na Fig. 3.10(a). Cabe ressaltar que até aqui o guia não possui as fendas, logo, ainda não se trata de uma antena.



Figura 3.9: Montagem do guia dobrado. A alimentação passou a ser do tipo stripline.

Simulação	S11 (dB) / 28 GHz	<sup>a</sup> SIWG (mm)	S11 (dB) / Melhor vale (GHz)
D5880h0787d090casTX78085	-4,7257	7,8085	$\textbf{-26,2689} \ / \ \textbf{27,3}$
D5880h0787d090casTX7200	-11,2766	7,2000	$-35,7030 \ / \ 28,2$
D5880h0787d090casTX7400	-14,6785	7,4000	$-30,7941\ /\ 25,5$
D5880h0787d090casTX7500	-9,2753	7,5000	-33,1539~/~27,7
D5880h0787d090casTX7300	-9,2753	7,3000	$-20,7924 \ / \ 23,4$
D5880h0787d090casTX7600	-11,1192	7,6000	-33,7074 / 22,9
D5880h0787d090casTX7250	-15,4738	7,2500	$-34,4780 \ / \ 28,1$
D5880h0787d090casTX7275	-19,9116	7,2250	$-33,3864 \ / \ 23,5$

Tabela 3.8: Resultados dos guias SIWG do tipo dobrado.



(a) Curvas de perda de retorno das configurações testadas do guia dobrado.



(b) Aproximação das curvas de perda de retorno das configurações testadas do guia dobrado.

Figura 3.10: Resultados obtidos de perda de retorno das configurações testadas do guia dobrado.

Os resultados apresentados para o guia dobrado não foram muito bons na frequência de interesse, de 28 GHz. Apesar disso, o próximo passo seria a inserção das fendas. Ao inserí-las na melhor simulação, D5880h0787d090casTX7275, ocorreu grande deslocamento em frequência, além de uma perda de retorno alta. Como a ordem de grandeza das fendas é próxima às dimensões do guia, a inserção das mesmas acabou modificando drasticamente o resultado.

#### 3.1.2 Guia com 27 GHz como frequência do modo fundamental

Dados os resultados ruins e a experiência adquirida com as simulações anteriores, foi decidido reiniciar o processo, porém em uma nova abordagem: ao invés de adicionar os parâmetros a cada etapa até se montar a antena, será projetado um modelo com todos os elementos da mesma (fendas, vias, linha de alimentação, *taper*). Assim, com todos os elementos já reunidos na estrutura, os processos de otimização seriam realizados de forma mais segura, com a influência de cada um já considerada. A Fig. 3.11 representa a antena já projetada com as variáveis a serem alteradas. Cabe ressaltar que as fendas não estão no centro do guia, visto que, como provado no Apêndice A, não haveria irradiação. As fendas foram colocadas no pior lugar possível para que, no momento da otimização, verifique-se a melhor

posição das mesmas.

Um outro fator observado, que foi testado foi a utilização do guia com abertura calculada para que a frequência de corte do modo fundamental não fosse mais 14 GHz, mas 27 GHz. Diferentemente da configuração anterior, que possuía dois modos se propagando no guia, na nova configuração haverá apenas o fundamental. Deste modo, buscou-se reduzir possíveis perdas. O procedimento seguido anteriormente foi repetido, partindo da escolha das dimensões "d" e "p". A Tabela 3.9 mostra o valor de cada parâmetro utilizado nas simulações.

Parâmetro	Valor
Frequência de operação	$28~{ m GHz}$
Frequência de corte	$27~{ m GHz}$
Abertura do guia tradicional $(a_{RWG})$	$7{,}4912\mathrm{mm}$
Altura do guia (b)	$3,7456 \mathrm{~mm}$
Comprimento de onda guiado $(\lambda_g)$	$16,0 \mathrm{mm}$
Comprimento de onda no espaço livre $(\lambda_{TEM})$	$10{,}714~\mathrm{mm}$
Periodicidade das vias (p)	$< 1,\!49824 \mathrm{mm}$
Diâmetro das vias (d)	$< 2,\!99648 \mathrm{mm}$
Comprimento do guia $(2\lambda_q)$	$32 \mathrm{mm}$

Tabela 3.9: Valores calculados para simulações do guia SIWG na frequência de operação de 28 GHz, com guia com frequência de corte no modo fundamental em 27 GHz.



Figura 3.11: Antena projetada com todos os elementos de forma a modificá-los com as otimizações a serem realizadas.

Deste modo, as aberturas do guia SIWG foram calculadas através da Eq. (2.38) e foram verificados os valores de diâmetro das vias de 0,5, 0,6, 0,7 milímetros. A Tabela 3.10 traz os resultados obtidos, com destaque para o melhor resultado do substrato de espessura 0,127 mm e diâmetro das vias 0,5 mm. Assim, os parâmetros a serem otimizados foram os seguintes:
- Abertura do guia SIWG;
- Deslocamento da abertura do casador de impedâncias;
- Aumento das laterais do substrato;
- Deslocamento da posição das fendas;
- Nova alteração na abertura a<sub>SIWG</sub>;
- Modificação na largura das fendas.

Tabela 3.10: Busca da melhor combinação entre espessura de substrato, dimensões "d" e "p" e valor de perda de retorno.

Simulação	Diâmetro - d (mm)	Periodicidade - p (mm)	Abertura do guia - <sup>a</sup> SIWG (mm)	Espessura do substrato (mm)	S11 (dB)/ 28 GHz	S11 (dB)/ Melhor frequência
T5880h0127d050	0,5	1,0	7,8162	0,127	-1,102	$-30,1006 / \ 27,3{ m GHz}$
T5880h0127d060	0,6	1,2	7,8812	0,127	-0,9707	$-23,9008 \ / \ 27,3 \ { m GHz}$
T5880h0127d070	0,7	1,4	7,9462	0,127	-1,0025	$-24,5502 \ / \ 27,3 \ { m GHz}$
T5880h0254d050	0,5	1,0	7,8162	0,254	-1,6989	$-13,8896 \ / \ 29,9 \ { m GHz}$
T5880h0254d070	0,7	1,4	7,9462	0,254	-1,7163	$-16,1545 \ / \ 29,9 \ { m GHz}$
T5880h0787d050	0,5	1,0	7,8162	0,787	-2,4661	$-6,6128 \ / \ 29,6 \ { m GHz}$
T5880h1575d050	0,5	1,0	7,8162	1,575	-2,0474	-9,9418 / 29,1 GHz
T5880h1575d070	0,7	1,4	7,9462	1,575	-2,2623	$-10,6445 / 29,2 \mathrm{~GHz}$

# 3.1.2.1 Alteração da abertura do guia SIWG, do casador de impedâncias e aumento das laterais do substrato

Escolhendo a simulação T5880h0127d50 como base, a abertura a<sub>SIWG</sub> foi modificada, buscando melhores resultados. A Tabela 3.11 mostra que uma redução de 0,7 mm na abertura realizou o deslocamento em frequência. Por outro lado, alterar a interface casador-entrada do guia e as dimensões do

substrato além da antena, não surtiu efeitos positivos na perda de retorno. As Tabelas 3.12 e 3.13 e apresentam os resultados de alteração do casador e das laterais do substrato, enquanto as Figs. 3.12 e 3.13 representam as alterações realizadas. No caso específico da alteração das laterais do substrato, foram testados tanto o aumento apenas do substrato, quanto do substrato e a área do plano de terra além das vias. Para indicar essas alterações, foram escritos no nome do arquivo "TamSubseCobre" para ambos os casos e "TamSubs" apenas para o substrato.

Tabela 3.11: Alteração da abertura do guia SIWG com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental.

Simulação	Abertura do guia - <sup>a</sup> SIWG (mm)	S11 (dB)/ 28 GHz	S11 (dB)/ Melhor frequência
T5880h0127d050	7,8162	-1,102	-30,1006 / 27,3 GHz
T5880h0127d050a7400	7,4000	-3,477	-21,6254 / 27,7 GHz
T5880h0127d050a7200	7,2000	-12,0135	-21,9581 / 27,9 GHz
T5880h0127d050a7100	7,1000	-21,4644	-25,4452 / 25,7 $ m GHz$

Tabela 3.12: Alteração do casador de impedância com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental. O parâmetro ShiftEG foi criado para alterar a interface casador-entrada do guia.

Simulação	S11 (dB)/ 28 GHz	S11 (dB)/ Melhor frequência	ShiftEG
${ m T5880h0127d050a7100}$	-21,464	$^{-25,4452}\ /\ 25,7~{ m GHz}$	0
T5880h0127d050a7100cas1	-18,055	$-29,0957 \; / \; \ 25,7 \; { m GHz}$	1
T5880h0127d050a7100cas-1	-7,8875	$-29,4156 \;/ \\25,7 \; { m GHz}$	-1

Simulação	S11 (dB)/ 28 GHz	S11 (dB)/ Melhor frequência	MULTTAM_ W
T5880b0127d050a7100casTamSubseCobre2	-7 8285	-12,1364 $/$	2
	-1,0200	$25,6~\mathrm{GHz}$	_
T5880b0127d050a7100casTamSubs2	0.0552	-11,8958 /	2
	-0,0000	$25,\!6~\mathrm{GHz}$	2
T5880b0127d050a7100casTamSubseCobro1 2	17 0279	-20,8336 /	1.9
	-17,0372	$25,\!6~\mathrm{GHz}$	1,2
T5880b0127d050a7100casTamSubseCobro1 5	11 76601	-16,3452 /	15
	-11,70091	25,6 GHz	1,0

Tabela 3.13: Alteração das laterais do substrato com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental. A variável MULTTAM\_ W relaciona o quanto as laterais do substrato da antena será aumentado.



Figura 3.12: Alteração do casador de impedância com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental.



T5880h0127d050a7100casTamSubseCobre2 T5880h0127d050a7100casTamSubseCobre1,2

Figura 3.13: Alteração das laterais do substrato com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental.

#### 3.1.2.2 Mudança no posicionamento das fendas

Para verificar a melhor posição das fendas, foi criada uma variável chamada "POSSLOT" que multiplica a posição atual das fendas (quase no centro do guia). A Fig 3.14 representa algumas das simulações com diferentes posições das fendas. Como esperado, um valor intermediário entre a fenda colada com as vias e o centro foi o melhor resultado. Apesar de o resultado teórico do Apêndice A mostrar que o mais próximo possível das vias seria a melhor posição, é esperado que exista interferência das vias condutoras com as fendas. O deslocamento das fendas é mostrado na Tabela 3.14 e as curvas são mostradas na Fig. 3.15(a) e Fig. 3.15(b).



T5880h0127d050a7100POSSLOT2 T5880h0127d050a7100POSSLOT6 T5880h0127d050a7100POSSLOT8

Figura 3.14: Alteração da posição das fendas dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental.

Simulação	S11 (dB)/ 28 GHz	S11 (dB)/ Melhor frequência	POSSLOT
T5880h0127d050a7100	-21,4644	$-25,4452 / \ 25,7 { m GHz}$	1
T5880h0127d050a7100POSSLOT1,5	-15,6408	$-20,4183 \ / \ 25,75 \ { m GHz}$	1,5
T5880h0127d050a7100POSSLOT2	-12,9777	$-14,9988 \ / \ 28,05 \ { m GHz}$	2
T5880h0127d050a7100POSSLOT3	-2,6677	$-17,\!8879  / \ 22,\! 6 \; { m GHz}$	3
T5880h0127d050a7100POSSLOT4	-2,0098	$-30,0697 \ / \ 22,55 \ { m GHz}$	4
T5880h0127d050a7100POSSLOT5	-0,6996	$-28,9346 \ / \ 22,45 \ { m GHz}$	5
T5880h0127d050a7100POSSLOT6	-0,5259	$-33,\!1438 / \ 26,\!7{ m GHz}$	6
T5880h0127d050a7100POSSLOT7	-0,6802	$-30,3001 / \ 26,45{ m GHz}$	7
T5880h0127d050a7100POSSLOT8	-0,5514	$-27,0282 \ / 21,95 \ { m GHz}$	8

Tabela 3.14: Alteração da posição das fendas a partir do fator POSSLOT.



(a) Curvas de perda de retorno da alteração da posição das fendas a partir do fator POSSLOT.



(b) Aproximação das curvas de perda de retorno da alteração da posição das fendas a partir do fator POSSLOT.

Figura 3.15: Resultados obtidos de perda de retorno da alteração da posição das fendas a partir do fator POSSLOT.

#### 3.1.2.3 Nova alteração na abertura do guia

Dado que houve melhora significativa na perda de retorno, mas em outra frequência, que não a de 28 GHz, foi escolhido o melhor resultado (T5880h0127d050a7100POSSLOT6) para nova modificação na abertura do guia antes de modificar a largura das fendas.

Cabe ressaltar que, com a alteração da abertura "a<sub>SIWG</sub>", as vias que fecham o guia na outra ponta não ficam exatamente a um "p" de distância entre si. Deste modo, nessas simulações isso também foi levado em consideração, para que uma via não ficasse muito distante da outra, ou um dos lados do guia ficasse com vias mais espaçadas.

A Tabela 3.15 mostra os resultados da nova modificação de "a<sub>SIWG</sub>". Os resultados de 5,8 mm e 5,85 mm foram os melhores e também foi possível observar, conforme Fig. 3.16, um aumento na largura de banda ao se equilibrarem as vias que fecham o guia. Os sufixos "VD" e "VE" indicam que as vias que fecham o guia estão com espaçamento desequilibrado ou equilibrado, respectivamente. A Fig. 3.17 ilustra essa diferença.

Simulação	<sup>a</sup> SIWG	<b>S11</b> (dB)/ 28 GHz	S11 (dB)/ Melhor frequência
T5880h0127d050a7100	7,1 mm	-21,4644	$-25{,}4452~/~25{,}7~\mathrm{GHz}$
T5880h0127d050a7100POSSLOT6VD	7,1 mm	-0,5259	-33,1438 / 26,7 $ m GHz$
T5880h0127d050a7200POSSLOT6VD	$7,2 \mathrm{mm}$	-0,5042	-32,9025 / 26,6 $\mathrm{GHz}$
T5880h0127d050a7500POSSLOT6VD	$7,5 \mathrm{mm}$	-0,6096	-23,3285 / 26,3 ${ m GHz}$
T5880h0127d050a6800POSSLOT6VD	6,8 mm	-0,7214	-24,3568 / 27 $ m GHz$
T5880h0127d050a6400POSSLOT6VD	6,4 mm	-1,538	-25,5843 / 27,35 ${\rm GHz}$
T5880h0127d050a6400POSSLOT6VE	6,4 mm	-1,399	-24,1251 / 27,35 ${\rm GHz}$
T5880h0127d050a6200POSSLOT6VE	$6,2 \mathrm{mm}$	-2,6753	-28,4101 / 27,55 $ m GHz$
T5880h0127d050a5600POSSLOT6VE	$5,6 \mathrm{~mm}$	-4,8373	-27,1383 / 28,3 ${ m GHz}$
T5880h0127d050a5800POSSLOT6VE	$5,8 \mathrm{~mm}$	-22,449	-36,7899 / 25,85 $\rm GHz$
T5880h0127d050a5900POSSLOT6VE	$5,9 \mathrm{~mm}$	-13,3157	-29,896 / 27,9 GHz
T5880h0127d050a5850POSSLOT6VE	$5,85 \mathrm{~mm}$	-23,7466	-28,9238 / 25,8 GHz

Tabela 3.15: Resultados de nova otimização da abertura do guia dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental.



Figura 3.16: Novas resultados com a mudança da abertura do guia.



Figura 3.17: Diferença da distância entre as vias.

#### 3.1.2.4 Mudança na largura das fendas

Outro parâmetro observado foi a modificação da largura das fendas. Apesar de o comprimento ser bem definido, a largura é um parâmetro em aberto. A teoria demonstrada no Apêndice A indica que a largura deve ser a menor possível, para que a aproximação pelo Teorema da Equivalência seja válida. Um ponto importante é que os testes realizados também envolveram um novo deslocamento das fendas, afinal, ao alterar a largura, a posição das mesmas também se alterava no modelo projetado. Com isso, foi criada outra variável, chamada de "MULTTAMSLOT". Os resultados dos testes realizados a partir do arquivo T5880h0127d050a5800POSSLOT6VE estão na Tabela 3.16.

Tabela 3.16: Resultados de mudança na largura das fendas do guia dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental.

			S11	<b>S11</b> (dB)/
Simulação	POSSLOT	MULTTAMSLOT	(dB)/ 28	Melhor
			${ m GHz}$	frequência
T5880b0127405055800PSIT12MTMS8	19	12 8	-16,6917	-31,0813 /
19660h01210090a96001 5L112M1 M36	12			$27,35~\mathrm{GHz}$
T5880h0127d050a5800PSLT8MTMS6	8	8 6	11 7415	-30,4498 /
	0	-11,7415	$25,95~\mathrm{GHz}$	
T5880b01274050a5800PSIT18MTMS12	18	19	17 9476	-35,4147 $/$
15550101270050255001 511 16M 1 M512		12	-17,3470	$27,95~\mathrm{GHz}$
T5880b01274050a5800PSIT24MTMS16	24	16	-16,0400	-33,8720 /
1388010127003083800F3L124W11W510		10		$25,9~\mathrm{GHz}$
T5880b01974050s5800DSIT20MTMS94	20	9.4	15 9494	-25,3181 /
15000012700508300015115000110524	00	2' <del>'</del>	-10,0484	$27,95~\mathrm{GHz}$

Com todos os testes de otimização possíveis para alterar a perda de retorno realizados, buscou-se verificar a irradiação da antena, através do diagrama de irradiação e do ganho obtido. A simulação com

melhor resultado, com as variáveis de posição do *slot* e largura das fendas como 18 e 12 possui como gráfico de perda de retorno a Fig. 3.18, enquanto o ganho em 28 GHz pode ser observado no gráfico tridimensional da Fig. 3.19(a) e o diagrama de irradiação na Fig 3.19(b).



Figura 3.18: Perda de retorno de antena SIWG tradicional, modelo T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS12VE.



Diagrama de irradiação do modelo T5880h0127d050s5800PSLT18MTMS12VE



(a) Ganho de antena SIWG tradicional, modelo T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS12VE.

(b) Diagrama de irradiação de antena SIWG tradicional, modelo T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS12VE.

Figura 3.19: Diagrama tridimensional do ganho e diagrama de irradiação de antena SIWG tradicional, modelo T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS12VE. O guia dobrado foi testado, inicialmente com a simulação T5880h0127d050a5800PSLT18MTMS12VE apenas duplicada. Foram testadas algumas variações no modelo, como retirada do plano de terra superior na alimentação. A Tabela 3.17 mostra os resultados de perda de retorno em 28 GHz, na melhor frequência, além da largura de feixe e o ganho da antena em 28 GHz. A Fig. 3.20 mostra o modelos das simulações.

Tabela 3.17: Resultados do guia dobrado dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental. O valor do ganho e de largura de feixe foram obtidos para a frequência de 28 GHz.

		S11	Largura	
	S11	(dB)/	de feixe -	
Simulação	(dB)/ 28	Melhor	Plano E	Ganho (dB)
	GHz	frequên-	/ Plano	
		cia	Н	
	-1,5032	-27,4208 /	$21,7563^{\circ}$ /	$1,\!3720$
D388010127030238001 51118M1M512_115111		$27,3~\mathrm{GHz}$	$59,6729^{\circ}$	
	0.0244	-11,0402 /	$21,6370^{\circ}$ /	0.22066
D388010127030238001 51118M1M512_1151122	-0,9244	$25,\!15~\mathrm{GHz}$	$164, 3186^{\circ}$	0,23000
	9.0475	-25,8677 /	$22,7153^{\circ}$ /	1 4055
	-3,8473	$27,\!65~\mathrm{GHz}$	$81,9427^{\circ}$	1,4055



D5880h0127d50a5800PSLT18MTMS12\_TESTE2

Figura 3.20: Modelos de guia dobrado testados.

O que difere a simulação com o sufixo "TESTE1" da "TESTE2" é fato de no primeiro o guia dobrado não possuir o plano de terra de cima na região da linha *stripline* e do casador de impedâncias, enquanto o segundo o possui. No "TESTE 3", as fendas do guia de baixo não foram colocadas, ou seja, há irradiação em apenas uma direção. A intenção é comparar os diagramas de irradiação, não apenas com o guia simples, mas com o guia dobrado com as fendas nas duas faces.

As curvas de perda de retorno das três simulações estão na Fig. 3.21, enquanto os diagramas de irradiação podem ser visualizados no conjunto de figuras 3.22. É possível observar que, em relação ao modelo tradicional, um padrão de irradiação para dois lado começa a surgir.



Figura 3.21: Perda de retorno dos modelos de guia dobrado testados.



(a) Diagrama de irradiação do modelo D5880h0127d50a5800PSLT18MTMS12 TESTE1.



(b) Diagrama de irradiação do modelo D5880h0127d50a5800PSLT18MTMS12TESTE2.



(c) Diagrama de irradiação do modelo  $D5880h0127d50a5800PSLT18MTMS12\_$ TESTE3.

Figura 3.22: Diagramas de irradiação dos modelos de guia dobrado testados. Os valores de largura de feixe estão na legenda abaixo de cada diagrama.

Apesar dos resultados razoáveis, os valores de ganho não foram bons, dado que para operação em ondas milimétricas é esperado um ganho em torno de 10 dB. Com isso, buscou-se a realização de um conjunto de antenas.

#### 3.1.2.6 Conjuntos de antenas

O conjunto de antenas projetado possui trechos de transformadores de  $\lambda/4$  e divisores de potência. As linhas foram calculadas com auxílio do *software* TX-Line. A Fig. 3.23 demonstra um dos modelos simulados, enquanto a Tabela 3.19 apresenta os melhores resultados. Foram testadas configurações tanto de guia dobrado quanto do tradicional. No caso do guia dobrado, foi realizado o mesmo procedimento, mas as linhas foram calculadas para o tipo *stripline*. Há diversos testes diferentes realizados no guia dobrado, como a abertura dos guias das antenas e ausência ou presença do plano de terra superior (parte da alimentação).

Os trechos casadores de impedância são no valor de 70, 71  $\Omega$ , calculados através da Eq.(3.1) [64]. A linhas divisoras de tensão são no valor de 100  $\Omega$ . Alguns trechos possuem dimensões diferentes, porém mesma impedância por possuírem comprimento elétrico diferente. Tal modificação foi realizada de forma com que os elementos utilizassem o menor espaço físico possível, mas de modo a que fosse possível encaixar um conector SMA. A dimensões de cada trecho estão na Tabela 3.18.



Figura 3.23: Conjunto de antenas SIWG tradicionais.

$$Z_c = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \tag{3.1}$$

Impedância da linha ( $\Omega$ )	Comprimento elétrico	Largura (W)(mm)	Comprimento (L) (mm)
50	180°	1,89612	$2,\!62277$
50	270°	2,62277	3,79225
50	360°	1,89612	7,5845
70	90°	1,93555	$1,\!49095$
100	90°	0,75917	$1,\!98085$
100	180°	0,75917	$3,\!96169$
100	270°	2,62277	$5,\!68837$

Tabela 3.18: Dimensões das linhas de transmissão microstrip e stripline.

Tabela 3.19: Melhores resultados do guia tradicional e dobrado dos modelos de antena com 27 GHz como frequência de corte do modo fundamental. O valor do ganho e de largura de feixe foram obtidos para a frequência com melhor valor de perda de retorno.

		S11	Largura	
	<b>S11</b>	(dB)/	de feixe -	
Simulação	(dB)/ 28	Melhor	Plano E	Ganho
	${ m GHz}$	frequên-	/ Plano	
		cia	Н	
Conjunto antonas SIWC tradicionais	5 5177	-35,8598 /	$7,3602^{\circ}$ /	6 8780
Conjunto antenas 51WG tradicionais	-0,0177	$28,3~\mathrm{GHz}$	$33,6687^{\circ}$	0,8780
Conjunto antonas SIWC dobrado	0.0944	-11,0402 /	$21,6370^{\circ}$ /	1.08
Conjunto antenas SIWG dobrado	-0,9244	$25,\!15~\mathrm{GHz}$	$164,3186^\circ$	1,90



(a) Perda de retorno do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG tradicional.



(b) Diagrama tridimensional de ganho do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG tradicional.

(c) Diagrama de irradiação do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG tradicional.

Figura 3.24: Curvas do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG tradicional. Os valores de largura de feixe estão na legenda abaixo de cada diagrama.



(a) Perda de retorno do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG dobrado.



(b) Diagrama tridimensional de ganho do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG dobrado.

(c) Diagrama de irradiação do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG dobrado.

Figura 3.25: Curvass do melhor resultado do conjunto de antenas 1x4 SIWG dobrado. Os valores de largura de feixe estão na legenda abaixo de cada diagrama.

Foi possível perceber uma melhora no valor de ganho, mas o mesmo ainda permaneceu baixo, tanto no modelo tradicional como no dobrado. Como foram tentadas diversas formas diferentes, foi decidido prosseguir com o estudo com as antenas sozinhas, sem o conjunto.

Apesar de todo o trabalho apresentado anteriormente possuir resultados interessantes, as diminutas dimensões das antenas dificultam a fabricação e manuseio. Como trata-se de um projeto que envolve a utilização de vias metalizadas, essa etapa seria de um grau de dificuldade muito grande, afinal, caso seja necessário não apenas metalizar, mas preencher as vias, furos de 0,5 mm exigirão muita precisão.

Como foram realizados diferentes testes e os resultados do guia dobrado, principalmente os do objetivo deste trabalho, não foram bons o suficiente, uma alternativa para aumentar as dimensões e buscar melhores resultados foi modificar o substrato para o rt/Duroid 5880 LZ, de permissividade elétrica 1,96.

### 3.2 RT/duroid 5880 LZ

O substrato RT/duroid 5880 LZ é comercializado pela Rogers Corporation com diversas espessuras diferentes. Entretanto, como o material com espessura de 0,25 mm, já estava presente no Laboratório de Propagação da UFF, o teste de perda de retorno com diferentes espessuras não foi realizado. Desta forma, com a experiência dos testes anteriores e dados como posição e largura das fendas já definidos, foi necessária apenas a realização dos cálculos da dimensão e periodicidade das vias, largura do substrato além da antena e o valor da abertura "a<sub>SIWG</sub>".

Tabela 3.20: Valores calculados para simulações do guia SIWG na frequência de operação de 28 GHz, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Parâmetro	Valor
Frequência de operação	$28~{ m GHz}$
Frequência de corte	14 GHz
Abertura do guia tradicional $(a_{RWG})$	$7,653 \mathrm{~mm}$
Altura do guia (b)	$3,\!8265\mathrm{mm}$
Comprimento de onda guiado $(\lambda_g)$	$16,0 \mathrm{mm}$
Comprimento de onda do modo TE <sub>10</sub> $(\lambda_{TE_{10}})$	$7,653 \mathrm{~mm}$
Comprimento de onda no espaço livre $(\lambda_{TEM})$	$10{,}714~\mathrm{mm}$
Periodicidade das vias (p)	$< 1,5306 \mathrm{~mm}$
Diâmetro das vias (d)	$< 3,0612 \ { m e} > 0,7653 \ { m mm}$
Comprimento do guia $(2\lambda_g)$	$32 \mathrm{mm}$

Através da curva de Deslandes [71] que relaciona as dimensões "p" e "d" com o comprimento de onda de corte, pela Fig. 3.26 é possível verificar as possibilidades de projeto. Dados os limites advindos das equações demonstradas no Capítulo 2, pelo gráfico é possível perceber que os únicos valores que seriam possíveis de se realizar são p = 1,5 mm ou p = 1,0 mm. O diâmetro das vias foi restrito às seguintes opções, devido às dimensões das brocas da prototipadora: 1,0 mm, 0,9 mm, 0,85 mm e 0,8 mm. Com a Eq.(2.38), foram calculados os valores da abertura do guia, assim restando definir o quanto de cobre será deixado além da área da antena.



Figura 3.26: Relação entre valores de diâmetro e periodicidade das vias dos modelos de antena SIWG tradicional através da Deslandes [71].

Pela Fig. 3.26, para os valores de diâmetro das vias de 0,8 mm a 1,0 mm, todas as combinações recaem na região em que o fator  $\kappa$  é igual a 1. Pela Eq.(2.38), citada no Capítulo 2, é possível descobrir o valor ideal de  $\Delta a$ , o quanto de cobre será deixado além da área da antena. Como há um fator de subtração de uma unidade de  $\kappa$  na fórmula, o  $\Delta a$  é zero. Deste modo, pela curva de Deslandes, não se deve ter nada além da estrutura da antena. Esse cálculo, é importante pois a manutenção de cobre além da estrutura da antena poderia causar reflexões para dentro do guia, o que ocasionaria em uma perda de retorno pior.

O Teorema de Floquet [75] indica que ao se considerar uma distância de, aproximadamente, quatro vezes a da estrutura periódica, as reflexões que ocorreriam em uma estrutura desbalanceada, como citado, seriam eliminadas. Desta forma, os dois conceitos serão comparados por simulação.

Os testes com cada periodicidade e diâmetro das vias está expresso na Tabela 3.21 e seus resultados estão nas Figs. 3.27 e 3.28.

					<b>S</b> 11		
				$\mathbf{S11}$	(dB)/		
Simulação	d (mm)	p(mm)	<sup>a</sup> SIWG	(dB)/ 28	Melhor		
				m GHz	frequên-		
					cia		
T5880LZb025p15d100	1.00	15	8 303	9 4954	-29,9636 /		
1366012110239130100	1,00	1,0	0,000	-2,4004	$28,55~\mathrm{GHz}$		
T5880L7b025p15d000	0.00	15	0 120	9 5091	-24,98 /		
1366012110230130030	0,90	1,0	0,230	-2,5081	$28,5~\mathrm{GHz}$		
T5880I 7h025p15d085	0.85	15	8 205	9 61 91	-35,93 /		
136601200230130063	0,85	1,0	8,205	-2,0181	$25,8~\mathrm{GHz}$		
T5880I 7h025p15d080	0.80	15	8 1 7 2	0 7946	-28,96 /		
136601200230130060	0,80	1,0	0,175	-2,7340	$25,8~\mathrm{GHz}$		
T5880L7h025p10d000	0.00	1.0	0 120	9 1 0	-20,90 /		
1366012110230100090	0,90	1,0	0,230	-3,18	$27,65~\mathrm{GHz}$		
T5880I 7h025p10d085	0.85	1,0	1.0	1.0	8 205	9 1 0	-21,34 /
199901210291100089	0,00		0,200	-3,18	27,65 GHz		
T58801 7h025p10d080	0.80	1.0	8 172	9 1 0	-36,4049 /		
13330121023010080	0,00	1,0	0,173	-3,18	27,7 GHz		

Tabela 3.21: Resultados de periodicidade e diâmetro das vias dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



Figura 3.27: Resultado de perda de retorno com p = 1,0mm e diversos valores de diâmetro das vias dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



Figura 3.28: Resultado de perda de retorno com p = 1,5mm e diversos valores de diâmetro das vias dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Como o melhor resultado foi o da simulação T5880LZh025p10d080, essa foi a opção em que se decidiu prosseguir. O teste do valor  $\Delta a$  é representado na Fig. 3.30. É interessante que a informação do Teorema de Floquet trouxe um resultado de perda de retorno de aproximadamente 0,7 dB abaixo do indicado pela curva de Deslandes. A Fig. 3.29 ilustra a diferença dos modelos. Como o resultado pelo Teorema de Floquet indica maior utilização de material e a diferença de perda de retorno é muito pouca, as simulações prosseguirão com  $\Delta a = 0$ .



Figura 3.29: Diferença nos modelos de  $\Delta_a = 0$  e  $\Delta_a = 4$ .

Com isso, cabe verificar os diagramas de irradiação e de ganho de ambos os modelos de antena, visto que possuem um bom valor de perda de retorno na frequência de 28,1 GHz. Os mesmos podem ser conferidos nas Figs. 3.31(a) 3.31(b), 3.32(a) e 3.32(b).



Figura 3.30: Resultado de perda de retorno com p = 1,0mm e diversos valores de  $\Delta a$  dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



(a) Diagrama tridimensional de ganno do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta a = 0$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

(b) Diagrama de irradiação do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta a = 0$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Figura 3.31: Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta a = 0$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Radiation Pattern - 28.15 GHz - delta\_a=4



(a) Diagrama tridimensional de ganho do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta a = 4$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

(b) Diagrama de irradiação do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta a = 4$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Figura 3.32: Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta a = 4$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Como tanto os resultados de diagrama de radiação quanto de ganho foram muito bons, decidiu-se por fabricar essas antenas. Desse modo, foi inserido no modelo a dimensão e parafusos dos conectores. A Fig. 3.33 ilustra os parafusos nas antenas e as Figs.3.34 e 3.35 observa-se que não houve alteração na perda de retorno. Cabe ressaltar que foi necessária a inclusão de abas no modelo de  $\Delta_a = 0$ , devido às pesquenas dimensões da antena. Pela curva de perda de retorno do modelo  $\Delta_a = 0$ , é possível perceber que houve grande diferença em relação à simulação sem os parafusos, mas de forma a não invalidar os modelos. Em relação ao outro modelo, não houve grandes alterações. Esas antenas foram batizadas de T5880LZh025p10 e T5880LZh025p10a4.



Figura 3.33: Modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.



Figura 3.34: Resultado de perda de retorno com p = 1,0mm e  $\Delta_a = 0$  dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.



Figura 3.35: Resultado de perda de retorno com p = 1,0mm e  $\Delta_a = 4$  dos modelos de antena SIWG tradicional para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.



Radiation Pattern E and H-Plane - 28.15 GHz

(a) Diagrama tridimensional de ganho do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta_a = 0$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

(b) Diagrama de irradiação do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta_a = 0$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

Figura 3.36: Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta_a = 0$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.



(a) Diagrama tridimensional de ganho do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta_a=4$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

(b) Diagrama de irradiação do modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta_a = 4$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

Figura 3.37: Resultados do melhor modelo de antena SIWG tradicional com  $\Delta_a = 4$  para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

#### 3.2.0.7 Antenas dobradas

Com dois guias tradicionais com resultados relevantes e prontos para a fabricação, a partir do modelo  $\Delta_a = 0$  foram realizados os testes feitos anteriormente, como troca de abertura do guia.

A Fig. 3.38 mostra diversos testes e seus resultados de perda de retorno. O destaque fica para os modelos de guia com abertura igual a 10,4 mm e 11 mm, que tiveram as melhores perdas de retorno, nas frequências de 28,6 GHz e 25,65 GHz, respectivamente.



Figura 3.38: Resultado de testes de perda de retorno com alteração da abertura do guia  $a_{SIWG}$  dos modelos de antena SIWG dobrado para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Assim, seguindo o mesmo raciocínio que no guia tradicional, foram verificados os diagramas de irradiação e de ganho, além da inserção dos parafusos dos conectores. Para a inserção dos mesmos, a linha de alimentação *stripline* teve de ser alongada, de forma que o parafuso do conector não encostasse na região de alimentação da antena. Foram testados dois modelos, um com o mínimo possível e outro com afastamento maior, de meio raio do parafuso. Os resultados dessas simulações estão a seguir.

As Figs. 3.39, 3.40 e 3.41 trazem os resultados de perda de retorno de cada simulação isoladamente enquanto as Figs. 3.42(a), 3.43(a) e 3.44(a) os de ganho dos modelos e as Figs. 3.42(b), 3.43(b) e 3.44(b) trazem os resultados de diagrama de irradiação.



Figura 3.39: Resultado de testes de perda de retorno do modelo com  $a_{SIWG} = 10, 4$  mm de antena SIWG dobrada para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



Figura 3.40: Resultado de testes de perda de retorno do modelo com  $a_{SIWG} = 11$  mm de antena SIWG dobrada com afastamento mínimo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



Figura 3.41: Resultado de testes de perda de retorno do modelo com  $a_{SIWG} = 11$  mm de antena SIWG dobrada com afastamento máximo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



(a) Diagrama tridimensional de ganho do modelo com a\_{SIWG}=10,4 mm de antena SIWG dobrada para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

(b) Diagrama de irradiação do modelo com  $a_{SIWG} = 10,4$  mm de antena SIWG dobrada para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.

Figura 3.42: Resultados do melhor modelo com  $a_{SIWG} = 10,4$  mm de antena SIWG dobrada para o substrato rt/Duroid 5880 LZ com parafusos dos conectores.



(a) Diagrama tridimensional de ganho do modelo com a $_{SIWG} = 11$  mm de antena SIWG dobrada com afastamento mínimo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

(b) Diagrama de irradiação do modelo com a $_{SIWG} = 11$  mm de antena SIWG dobrada com afastamento mínimo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Figura 3.43: Resultados do melhor modelo com a<sub>SIWG</sub> = 11 mm de antena SIWG dobrada com afastamento mínimo dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.



(a) Diagrama tridimensional de ganho do modelo com  $a_{SIWG} = 11$  mm de antena SIWG dobrada com afastamento maior dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

(b) Diagrama de irradiação do modelo com  $a_{SIWG} = 11 \text{ mm}$  de antena SIWG dobrada com afastamento maior dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Figura 3.44: Resultados do melhor modelo com  $a_{SIWG} = 11$  mm de antena SIWG dobrada com afastamento maior dos parafusos dos conectores, para o substrato rt/Duroid 5880 LZ.

Dadas a largura de feixe razoável e de ganho elevado obtido nos dois modelos, decidiu-se fabricar esses modelos de antenas. Cabe um destaque ao formato do diagrama de irradiação, o objetivo do trabalho, a irradiação para duas direções diferentes, sem alterações de largura de feixe ou ganho. A antena com afastamento maior dos parafusos dos conectores foi nomeada de D5880LZh025p10Freq25.55\_1, enquanto a com afastamento mínimo de D5880LZh025p10Freq25.55\_2. A antena com melhor valor de perda de retorno em 28,6 GHz ficou como D5880LZh025p10Freq28.6.

Deste modo, os modelos a serem fabricados são:

- 1. D5880LZh025p10Freq25.55 1
- $2. \ D5880LZh025p10Freq25.55\_2$
- 3. D5880LZh025p10Freq28.6
- 4. T5880LZh025p10
- 5. T5880LZh025p10a4

#### 3.2.1 Conclusão

Esse capítulo apresentou as simulações realizadas e o processo de otimização utilizado até se chegar aos modelos fabricados. Inicialmente foram calculados guias do tipo SIWG e, posteriormente, cada elemento constituinte da antena como fendas e linha de alimentação foi adicionado. Ao notar que a frequência de interesse deslocava-se a cada modificação na estrutura da antena, a metodologia foi alterada para a construção de um modelo genérico no simulador com todos os componentes da antena. As dimensões calculadas foram inseridas de uma vez e, aí sim, foram realizadas otimizações.

Foram realizados cálculos para dois tipos diferentes de substratos. Dada a frequência de operação na ordem de ondas milimétricas, para que as antenas fossem fisicamente realizáveis, foram utilizados os substratos com menor valor de constante dielétrica do mercado, 2,2 e 1,96. Todas as espessuras de substrato existente foram testadas, buscando a configuração de melhor perda de retorno.

As antenas de guia dobrado foram apresentadas e, com os resultados de simulação, a ideia de irradiação em duas direções foi validada. Com cinco modelos diferentes com resultados de simulação satisfatórios, decidiu-se realizar a fabricação dos modelos para o teste em bancada.

A Tabela 3.22 reúne os melhores resultados de cada etapa referente à primeiras etapas, indicando a alteração realizada e parâmetros avaliados. Já a Tabela 3.23 reúne os melhores resultados no cálculo do guia calculado com frequência de corte em 27 GHz e todos os componentes da estrutura já montados. Por fim, a Tabela 3.24 apresenta os melhoroes resultados com a utilização do substrrato RT/duroid 5880 LZ.

Substrato	Freq. de corte	Estrutura	Alteração	Simulação	Melhor resultado		
					S11 (dB)	Ganho (dB)	Larg. de feixe (graus)
RT/duroid 5880	14 GHz	Guia tradicional	Guia calculado, obtenção da melhor espessura do substrato.	T5880h0787d100	-18,15	N/A	N/A
RT/duroid 5880	14 GHz	Guia tradicional	Mantenado a espessura, obtendo do melhor diâmtero das vias.	T5880h0787d100 e T5880h0787d090	-18,15 e -20,87	N/A	N/A
RT/duroid 5880	14 GHz	Guia tradicional	Alteração da abertura do guia com o diâmetro ótimo das vias e espessura do substrato.	T5880h0787d090 oa7645	-46,76	N/A	N/A
RT/duroid 5880	14 GHz	Guia tradicional	Inserção da linha casadora e <i>taper</i> .	T5880h0787d090 oa7645casTXEG	-17,78	N/A	N/A
RT/duroid 5880	14 GHz	Guia tradicional	Nova modificação da abertura para melhoria de perda de retorno.	T5880h0787d090 oa7645casEG 7200 e T5880h0787d090 oa7645casEG 7250	-42,33 e -32,85	N/A	N/A
m RT/duroid 5880	14 GHz	Guia dobrado	Guia dobrado e alteração da abertura do guia.	D5880h0787d090 casTXEG7275	-19,91	N/A	N/A

Tabela 3.22: Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização da primeira metodologia testada.

Substrato	Freq. de corte	Estrutura	Alteração	Simulação	Melhor resultado		
					S11 (dB)	Ganho (dB)	Larg. de feixe (graus)
RT/duroid 5880	27 GHz	Guia tradicional	Melhor substrato e diãmetro das vias.	T5880h0127d050	-1,102	N/A	N/A
m RT/duroid $ m 5880$	27 GHz	Guia tradicional	Alteração da abertura.	T5880h0127d050 a7100	-21,46	N/A	N/A
RT/duroid 5880	27 GHz	Guia tradicional	Alteração das laterais do substrato.	T5880h0127d050 a7100POSSLOT6	-17,03	N/A	N/A
RT/duroid 5880	27 GHz	Guia tradicional	Mudança no posicionamento das fendas.	T5880h0127d050 casTamSubse Cobre1,2	- 0,5259	N/A	N/A
m RT/duroid 5880	27 GHz	Guia tradicional	Nova alteração na abertura do guia.	T5880h0127d050 a7100POSSLOT 6VE	-23,74	N/A	N/A
RT/duroid 5880	27 GHz	Guia tradicional	Mudança na largura das fendas.	T5880h0127d050 a5800PSLT18MT MS12	-17,34	N/A	N/A
$\mathrm{RT}/\mathrm{duroid}$ 5880	$27~\mathrm{GHz}$	Guia dobrado	Presença e ausência do plano de terra.	T5880h0127d050 a5800PSLT18MT MS12_TESTE3	-3,84	1,4	22,71 (E) e 81,94 (H)
RT/duroid 5880	27 GHz	Conjunto tradicional	Montagem da linha de transmissão.	Simulação ótima.	-5,5 e -35,85 (28,3 GHz)	6,87	7,36 (E) e 33,66 (H)
RT/duroid 5880	27 GHz	Conjunto dobrado	Montagem da linha de transmissão.	Simulação ótima.	-0,92 e -11,04 (25,15 GHz)	1,98	21,6 (E) e 164,31 (H)

Tabela 3.23: Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização da segunda metodologia testada.

Tabela 3.24: Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização com o substrato RT/duroid 5880 LZ.

Substrato	Freq. de corte	Estrutura	Alteração	Simulação	Melhor resultado		
					S11 (dB)	Ganho (dB)	Larg. de feixe (graus)
RT/duroid 5880 LZ	14 GHz	Antena tradicional	Cálculo inicial e melhor diâmetro.	${ m T5880h025p10} { m d080}$	-3,18	N/A	N/A
m RT/duroid 5880 LZ	14 GHz	Antena tradicional	$\Delta_a = 0  ext{ com}$ parafusos	${ m T5880h025p10}$	-23,68	8,21	41,2 (E) e 55,77 (H)
RT/duroid 5880 LZ	14 GHz	Antena tradicional	$\Delta_a = 4  ext{ com}$ parafusos	T5880h025p10a4	-32,62	8,98	37,29 (E) e 47,81 (H)
RT/duroid 5880 LZ	14 GHz	Antena dobrada	Sem comentários.	D5880LZh025p10 Freq28.6	-22,32	7,4	18,82 (E) e 49,5 (H)
RT/duroid 5880 LZ	14 GHz	Antena dobrada	Sem comentários.	${f D5880LZh025p10}\ {f Freq25.55\_1}$	-25,55	7,9	55,8 (E) e 63,97 (H)
RT/duroid 5880 LZ	14 GHz	Antena dobrada	Sem comentários.	D5880LZh025p10 Freq25.55_2	-25,6	7,9	55,8 (E) e 63,97 (H)

# Capítulo 4

# Fabricação e resultados

Esse capítulo é destinado a descrever as etapas de fabricação e resultados de medições experimentais das antenas. Foram utilizados dois métodos de fabricação diferentes, em locais diferentes. O primeiro processo, de metalização manual das vias, foi realizado no Laboratório de Propagação (LA-PROP) da UFF, enquanto o processo com vias metalizadas por processo químico ocorreu no Laboratório de Prototipagem (PROTOLAB) do Departamento de Engenharia Elétrica da UFJF (Juiz de Fora, MG).

## 4.1 Etapas de fabricação

### Fabricação com metalização manual

No primeiro processo, realizado na UFF, foi utilizada a máquina prototipadora ProtoMat S103 da LPKF, como mostrada em foto na Fig. 4.1(a). Para seu funcionamento, a máquina precisa de um compressor de ar (Fig. 4.1(b)), que mantém a pressão interna correta e de um aspirador de ar (Fig. 4.1(c)) para limpeza. Com posição para 15 brocas ou fresas diferentes (Fig. 4.2), a ProtoMat S103 permite a realização de circuitos eletrônicos e de rádio frequência com precisão de 0,1 milímetro. Tamanha precisão foi necessária para a concepção desse projeto, dadas as diminutas dimensões das fendas.







(a) Máquina prototipadora ProtoMat S103.

(b) Compressor de ar.

(c) Aspirador de ar.





Figura 4.2: Visão interna da ProtoMat S103, com as 15 posições das brocas ou fresas. Imagem de [80].

O software nativo da ProtoMat S103 é o CircuitPro 2.1 [81], desenvolvido pela própria LPKF. Para importar um modelo de projeto para o CircuitPro ou outro programa de prototipagem, como o CircuitCAM [82], é necessário que o mesmo esteja nos formatos Gerber (.gbr) e NC/Drill (.drl). No caso, as trilhas, conexões ou formato da antena devem ser exportados como Gerber e os furos (se existirem) devem ser exportados como NC/Drill. O software HFSS não exporta diretamente o modelo criado para o formato Gerber, assim foi necessária a utilização do software Designer, também da Ansys. Deste modo, cada uma das antenas fabricadas foram exportadas para o formato GDSII (.gds) para, posteriormente, no Designer, serem convertidos para Gerber. Cabe ressaltar que cada camada deve ser exportada em um arquivo diferente, para facilitar no momento da abertura do projeto no CircuitPro.

Houve um problema no momento da exportação dos arquivos do HFSS para o Designer (formato GDSII). Por conta da espessura, as vias não foram exportadas, assim como as fendas. Dessa forma, o procedimento que resolveu o problema foi criar uma estrutura sem espessura (*sheet*) na mesma posição e mesmas dimensões das vias. Assim, no momento da exportação, fora criada uma nova camada com esses itens (vias e fendas). Com isso, no Designer foi possível realizar a exportação dos arquivos para o formato Gerber (.gbr).

Com os arquivos .gbr, já no *software* CircuitPro, as camadas foram importadas de forma com que cada antena fosse posicionada lado a lado, de modo a fabricar todas em um mesmo processo. Nesse ponto, deve-se determinar qual camada (*layer*) é referente a cada arquivo importado.

A Fig. 4.3 ilustra a etapa de pré-fabricação. As camadas, de nomes predefinidos, determinam como o processo ocorrerá. O conjunto de figuras 4.4 mostra a divisão das camadas em uma das antenas fabricadas. Em um projeto em que a máquina irá desbastar o cobre apenas em uma das faces do substrato, serão criadas as camadas TopLayer e BoardOutline. A parte colorida (normalmente na cor vermelha) representa a parte de cobre que permanecerá no projeto, enquanto as partes vazadas (na cor do fundo, no caso da Fig. 4.3, na cor preta) serão desbastadas. A camada BoardOutline (em amarelo, na Fig. 4.3) indica toda a área de trabalho a ser desbastada na placa além da estrutura do projeto. Como as antenas desse trabalho possuem mais de uma face trabalhada (fendas em duas faces diferentes, além da linha de transmissão e plano de terra), foi criada, além das camadas anteriormente citadas, a camada BottomLayer. Por conta de existirem furos metalizados no projeto, os mesmos foram definidos para a camada DrillPlated. Para facilitar na identificação das antenas, foi colocado um texto com o nome de cada antena. Os nomes foram definidos como a camada TextTop, sendo marcados na mesma face da placa das estruturas definidas como TopLayer. Por fim, no próprio CircuitPro foram adicionados furos do tipo Fiducial. Esses furos, posicionados de modo a formar um triângulo não equilátero, possuem a finalidade de realizar o alinhamento da máquina na etapa de troca de faces da placa. Primeiramente, deve-se realizar a face com a camada *BottomLayer*. Após o término dessa etapa, deve-se abrir a ProtoMat
S103, girar a placa e, no momento em que a máquina for realizar o processo do TopLayer, a câmera irá focalizar no furos fiduciais para identificar as posições corretas da próxima etapa.



Figura 4.3: Antenas importadas para o *software* CircuitPro 2.1. Camadas (*layers*) já definidas e furos fiduciais já marcados.





 (a) Face superior da antena, definida como TopLayer no Circuit Pro.

(b) Face inferior da antena, definida como *BottomLayer* no CircuitPro.



(c) Face interna da antena, definida como Top Layer. Para aproveitamento de espaço e agilidade nos processos, a parte da stripline foi definida como Top Layer.



(d) Vista frontal de cada parte da antena com as camadas designadas. As camadas de substrato não são definidas.



Com as antenas importadas para o CircuitPro e cada camada definida, o próximo procedimento a ser realizado é o de definir as brocas ou fresas a serem utilizadas. No CircuitPro 2.1, o próprio *software* calcula as ferramentas disponíveis e quais deverão ser utilizadas. No momento de calcular as ferramentas necessárias, o *software* exibiu a mensagem de erro da Fig. 4.5. Estranhamente, o *software* mostrou um alerta de ausência de ferramentas para concluir o projeto. No caso, indicou que não possuía brocas de diâmetro 0,8 mm, que seriam necessárias para fazer os furos do guia. Foram realizados alguns testes, visto que a broca existe e está presente na biblioteca do CircuitPro. Entretanto, não foi possível solucionar o problema e foi decidido confeccionar os furos com uma agulha, em um processo manual.



Figura 4.5: Mensagem de erro do CircuitPro 2.1, ausência de broca de diâmetro 0,8 mm.

Após todo o processo, foi possível observar outro problema, as fendas não foram totalmente fabricadas. No caso, acredita-se que como as fresas estão gastas, talvez o comprimento das mesmas na realização desse projeto não tenha sido suficientemente grande para realizá-lo com perfeição. De forma que as fendas foram marcadas nas antenas, mas não tiveram o cobre completamente retirado. Como outra versão das antenas ainda seriam fabricadas na Universidade Federal de Juiz de Fora, foi decidido aguardar o resultado do novo processo. O conjunto de figuras 4.6 mostra o resultado da fabricação na máquina ProtoMat S103 do LAPROP.



(a) ProtoMat S103 e computador em processo de fabricação da placa.



(b) Vista de cima do processo de fabricação já em sua fase final.



(c) Face definida como *Top Layer* da placa. Para comparação de dimensões, uma moeda de um real foi colocada ao lado.



(d) Face definida como BottomLayer da placa.

Figura 4.6: Divisão de camadas em uma das antenas projetadas com alimentação stripline.

Na Fig. 4.6(d) é possível perceber trechos referentes a fendas da face superior da placa com cobre. Visando uma economia de fresas, esse lado seria corroído em processo manual, com uma solução

de percloreto de ferro. Como as fendas não foram totalmente realizadas, o processo acabou não ocorrendo. Desse modo, com as antenas fabricadas na UFF, buscou-se um método de maior precisão na UFJF, tanto a respeito da fabricação das antenas quanto na metalização das vias.

#### Fabricação com metalização via processo químico

O PROTOLAB/UFJF conta com aproximadamente onze máquinas da LPKF, para realização dos mais diferentes processos. Para o projeto, foram utilizadas duas máquinas: ProtoMat S62 [84] para a fabricação (Fig. 4.7(a)) e a MiniContac RS [84] para metalização das vias (Fig. 4.7(b)).



(a) Máquina ProtoMat S62. Modificada de [83].



(b) Máquina para metalização das vias. Imagem de [84].

Figura 4.7: Máquinas utilizadas para fabricação das antenas na Universidade Federal de Juiz de Fora.

A ProtoMat S62 é uma versão anterior da ProtoMat S103 presente no LAPROP, porém realiza os mesmos procedimentos. Uma grande diferença é que foram utilizados dois *softwares* diferentes para que o projeto fosse enviado para a máquina. Primeiramente foi utilizado o CircuitCAM PCB 6.1 [85], para importação dos arquivos e definição das camadas. Para o processo de escolha de fresas e brocas a serem utilizadas e efetivamente a confecção das antenas, foi exportado um arquivo do CircuitCAM PCB 6.1 para o BoardMaster 5.0 [86]. É interessante destacar que enquanto na versão S103, o CircuitPro realiza as duas etapas, na versão anterior da máquina, na versão S62, são necessários dois *softwares*. Outra característica interessante é que o CircuitPro é um *software* mais automatizado do que o BoardMaster, realizando os processos de forma mais autônoma. Seja uma vantagem ou desvantagem, o BoardMaster exige maior conhecimento e atenção do operador nos processos, pois um clique errôneo acidental pode estragar o trabalho.

No caso desse projeto, a autonomia do BoardMaster foi vantajosa. Por conta dos arquivos gerados pelo Designer não terem sido inteiramente interpretados pelo CircuitCAM, realizaram-se ajustes manuais. O erro foi que, mesmo após determinar as camadas no CircuiCAM, os furos (*Drills*) não foram interpretados dessa forma no BoardMaster. Assim, foi preciso realizar o processo de furação furo a furo, posicionando a cabeça de furação e realizando o furo. A Fig. 4.8(a) mostra o detalhe do posicionamento da cabeça de furação em um dos furos e a Fig. 4.8(b) mostra o computador e a prototipadora S63 no PROTOLAB/UFJF. A placa apenas com as vias pode ser visualizada na Fig. 4.9.



(a) Detalhe de posicionamento da cabeça para furação das vias.



(b) Computador e prototipadora em processo passo a passo de furação das vias.

Figura 4.8: Processo de furação das vias no Laboratório de Prototipagem da Universidade Federal de Juiz de Fora.



Figura 4.9: Placa com vias furadas.

Após o processo de furação das vias e dos furos para conectorização, o processo de metalização das vias pôde ser iniciado. Utilizando a máquina MiniContac RS, o processo de metalização é realizado em quatro etapas e exige constante observação do operador. Cada etapa é mostrada na Tabela 4.1, assim como seu tempo de duração.

Etapa	Procedimento	Duração (minutos)		
Primeira	Lavagem e desengorduramento	15		
Segunda	Aplicação do ativador químico	25		
Terceira	Galvanoplastia	25		
Quarta	Limpeza final	120		

Tabela 4.1: Etapas do processo de metalização das vias na MiniContac RS.

Na primeira etapa ocorre a lavagem e desengorduramento da placa, para garantir que possíveis agentes contaminantes não estejam presentes no processo de galvanização. Na etapa seguinte, um ativador de carbono é aplicado à placa, aderindo a todas as superfícies furadas. Na terceira etapa, ocorre a galvanoplastia, que é um processo químico de reações não espontâneas, usado para cobrir uma peça metálica com outro metal. O nome do processo se dá de acordo com o metal utilizado para o revestimento. No caso da galvanização, o metal utilizado é o zinco, mas utilizando o mesmo procedimento, é possível usar outros metais, como níquel (niquelação), cromo (cromeação), prata (prateação) e ouro (douração). A peça a ser revestida se comporta como o polo negativo de um circuito de eletrólise, enquanto o metal de revestimento é o polo positivo. Ambos são mergulhados em um solução aquosa para que o depósito do metal de revestimento ocorra no metal a ser revestido. No caso do projeto, além das faces de cobre, as paredes dos furos também são depositadas pelo zinco. A Fig. 4.11(a) é uma foto etapa de aplicação do ativador químico, enquanto a Fig. 4.11(b) é ao término da mesma. Ao final do processo, o excesso de material é retirado com água corrente e papel. Para secagem e fixação do material, a placa é aquecida com um soprador de calor, demonstrado na Fig. 4.11(c). É importante destacar que para realizar a metalização das vias não é necessário o conhecimento de nenhum processo químico por parte do operador.

Um ponto observado é que o processo de metalização da vias não as preenche, apenas metaliza as paredes dos furos. A priori, como a região das vias que envolve o guia está metalizada, o resultado não será alterado. Entretanto, essa situação foi verificada por simulação. A Fig. 4.10(a) ilustra a simulação realizada da antena D5880LZh025p10Freq25.55\_2. O resultado, na Fig. 4.10(b) compara o resultado de simulação das vias preenchidas com as vias apenas metalizadas. Nota-se que a variação da perda de retorno foi muito pequena, assim como o deslocamento em frequência. Os testes foram realizados para as antenas fabricadas, todos com o mesmo resultado de deslocamento e perda de retorno. Deste modo, foi decidido realizar o teste manual de preenchimento das vias, mas como comparação às antenas com vias metalizadas porém não preenchidas.



(a) Modelo de antena dobrada aproximado com vias metalizadas mas não preenchidas.



(b) Comparação de resultados simulados de perda de retorno entre o modelo com vias preenchidas e não preenchidas.

Figura 4.10: Modelo e comparação de resultados simulados de perda de retorno entre o modelo com vias preenchidas e não preenchidas

Após a metalização, a placa retornou para a prototipadora ProtoMat S63 para que os trechos sem cobre fossem retirados, ou seja, a fabricação das linhas *microstrip*, *stripline* e casadores de impedância. A Fig. 4.12 retrata uma parte do processo. Se anteriormente a menor automatização do sistema foi benéfica para a fabricação, houve um problema nesse estágio. Como a ProtoMat S63 da UFJF não possui câmera, não foram realizados os furos fiduciais, para localização da mesma no momento da confeccção da camada *BottomLayer*, como no processo da UFF. Deste modo, o procedimento adotado na UFJF é de, ao virar a placa, verificar o quanto a máquina deslocou sua referência e ajustar manualmente a posição dela. Com isso, uma das duas sequências de vias laterais das antenas ficou com os furos abertos. A Fig. 4.13(a) mostra em detalhe a imperfeição do processo. Acredita-se que não haverá grandes problemas no momento das medições, visto que as partes que formam as paredes do guia estão fabricadas de forma correta.

Todas as antenas fabricadas estão na Fig. 4.13(b). Há dois modelos de cada antena para que seja possível utilizá-las como transmissora e receptora no momento das medições. Assim, na foto foi possível mostrar as duas faces de cada antena. No caso das antenas dobradas, com alimentação *stripline*, cada uma está em com um método diferente de união das faces. Da esqueda para a direita, partindo da fila de cima: modelo tradicional,  $\Delta_a = 4$ , T5880LZh025p10a4 frente e costas, T5880LZh025p10 frente e costas, o primeiro modelo da D5880LZh025p10Freq28.6 com as faces separadas, onde é possível ver a parte interna da antena, com a linha de transmissão e parte sem cobre da face superior, o segundo modelo da D5880LZh025p10Freq28.6, com o proceso de união com cola epóxi. Na segunda fila, o primeiro modelo da D5880LZh025p10Freq25.55\_2 com as faces separadas, enquanto o segundo modelo da mesma antena com o processo de união por pasta de solda. Por último, os modelos do tipo D5880LZh025p10Freq25.55\_1, com as faces unidas por uma fita adesiva muito fina.



(a) Placa na segunda etapa de metalização das vias, a de aplicação do ativador químico.



(b) Placa após a segunda etapa de metalização das vias.



(c) Após todo o processo de metalização, foi utilizado um soprador de ar quente para secagem e fixação do material.

Figura 4.11: Processo de metalização das vias no PROTOLAB/UFJF.



Figura 4.12: Processo de fabricação das fendas e retirada do cobre para confecção das linhas *microstrip*, *stripline* e casadores de impedância.



(a) Modelo de antena dobrada aproximado. O processo manual de dupla camada da S63 ocasionou em vias fabricadas com imperfeições.



(b) Antenas fabricadas na Universidade Federal de Juiz de Fora.

#### Figura 4.13: Resultado das antenas fabricadas no PROTOLAB/UFJF.

Com as antenas fabricadas e resultados de vias metalizadas mas não preenchidas validados, as medições puderam ser realizadas para comparação com os resultados simulados.

### 4.2 Medições realizadas

As medições foram realizadas na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio). O *set-up* de medições foi o representado na Fig. 4.14. Com o analisador de redes vetorial disponível, foi possível avaliar o parâmetro de perda de retorno. Futuramente serão realizados testes de diagrama de irradiação e de S21 em uma câmara anecoica na mesma instituição.

Na Fig. 4.14 é possível perceber a presença de um analisador de redes vetorial, do tipo SPARQ-4002M, da fabricante LeCroy [87], além de uma base plástica fabricada em uma impressora 3D na própria Universidade, uma das antenas sob teste e seu conector. Os conectores utilizados foram da Radiall para as antenas do tipo *stripline* e da Southwest [88] para as *microstrip*. O primeiro com funcionamento de DC até 40 GHz enquanto o segundo de DC até 60 GHz. O conjunto de Figs. 4.15 mostra os conectores.



Figura 4.14: Set-up de medições de perda de retorno na PUC-Rio.

As bases metálicas são feitas de latão, para que, no momento de contato com o plano de terra das antenas, o aterramento seja realizado. No conector da Southwest, a base foi projetada e fabricada por alunos da PUC-Rio, enquanto a base do conector da Radiall é da própria empresa. Devido ao fato de a espessura do substrato ser muito pequena, o espaçamento padrão entre o pino central e a base metálica dos conectores da Radiall é muito grande, assim não havendo contato entre o pino central e a antena.

Deste modo, foi necessário lixar manualmente cada base, de forma que as partes que encostam na antena fossem aproximadas. As Figs. 4.16(a), 4.16(b) e 4.16(c) mostram a diferença dos conectores, antes e depois do processo de retirada de material. Como a base utilizada no conector da Southwest era para as medições das antenas do tipo *microstrip*, não houve problemas.



(a) Conector da empresa Southwest de operação na faixa de DC a 60 GHz. A base metálica foi projetada e desenvolvida na PUC-Rio. Vista frente.



(b) Conector da empresa Southwest de operação na faixa de DC a 60 GHz. A base metálica foi projetada e desenvolvida na PUC-Rio. Vista costas.



(c) Conector da empresa Radiallde operação na faixa de DC a 40GHz. Vista frente.



(d) Conector da empresa Radiallde operação na faixa de DC a 40GHz. Vista costas.

Figura 4.15: Conectores utilizados nas medições das antenas.



(a) Conector da empresa Radiall como de fábrica (direita) e lixado (esquerda). Vista frente.



(b) Conector da empresa Radiall como de fábrica (direita) e lixado (esquerda). Vista lateral.



(c) Conector da empresa Radiall como de fábrica (direita) e lixado (esquerda). Vista costas.

Figura 4.16: Diferença de conectores Radiall.

Como não foi possível utilizar a máquina de multicamada do PROTOLAB/UFJF, o procedimento para unir as faces das antenas do tipo *stripline* foi prendê-las em dois pontos: a base com o conector e a outra extremidade com um pedaço muito pequeno de fita adesiva. Como a fita envolveu apenas a região dos planos de terra, sem encostar nas fendas e nem no subtrato, não há interferência na irradiação. O problema deste método é que, por ser manual, o alinhamento das faces pode não ser adequado, além do fato de haver a possibilidade de uma camada de ar permanecer entre as faces.

Após as medições com todas as antenas terem sido realizadas com esse método de união das faces, foram testados dois métodos diferentes, buscando melhores resultados: preencher as vias com solda em pasta e preencher as vias com cola epoxi de prata. O segundo modelo da antena D5880LZh025p10Fre128.6 foi o usado para teste do método com a cola epoxi enquanto o método da solda em pasta no segundo modelo da antena D5880LZh025p10Freq25.55\_2. Para que a solda e a epoxi colassem as faces, foi utilizada uma *hot plate*, também presente na PUC-Rio. A Fig. 4.17(a) mostra o resultado da utilização do método da solda em pasta e a Fig. 4.17(b) o método da antena com epoxi, enquanto a Fig. 4.17(c)

#### mostra o processo de uma das antenas sendo aquecida.



(a) Segundo modelo da antena
D5880LZh025p10Freq25.55\_2
usado como teste do método da solda em pasta.

(b) Segundo modelo da antena
D5880LZh025p10Fre128.6
usado como teste do método da cola epoxi.



(c) Processo de aquecimento do material usado para colar as faces da antena do tipo *stripline* na *hot plate*.

Figura 4.17: Diferentes métodos de união das faces das antenas do tipo stripline.

Assim, a próxima seção apresentará os resultados obtidos nas medições com esses três métodos de união das faces das antenas do tipo *stripline*, além da comparação com os resultados simulados. Com os conectores e *set-up* de medições definidos, pôde-se dar início às medições.

### 4.3 Resultados obtidos

As medições serão apresentadas com a curva de simulação na mesma imagem e os melhores pontos estarão com um marcador. A curva simulada está em vermelho enquanto a curva medida em azul.

#### 4.3.1 Antena D5880LZh025p10Freq25.55 1

A antena D5880LZh025p10Fre125.55 possui seu primeiro modelo fabricado com resultados medidos e simulados comparados na Fig. 4.18(a). É possível perceber que os vales de melhor resultado estão em torno de 10 dB abaixo do simulado e há uma diferença de 1,5 GHz. É possível perceber algumas bandas de operação além da projetada de, aproximadamente, 23,43 GHz a 24,49 GHz (1,05 GHz) e de 27,24 GHz a 27,56 GHz (319 MHz).

No segundo modelo, com resultados na Fig. 4.18(b), já houve uma curva medida mais próxima à simulada, além de outros pontos de bons resultados. Em destaque, a frequência de 27,2 GHz obteve uma perda de retorno muito boa, aproximadamente igual a -35 dB. Sobre a largura de banda, há três regiões com bons resultados, de 20,8 GHz a 22,7 GHz (1,9 GHz), 23,58 GHz a 24,17 GHz (593 MHz) e



(a) Comparação entre medida e simulação do primeiro modelo antena da D5880LZh025p10Freq25.55 1.



D5880LZh025p10Freq25.55 1.

Figura 4.18: Comparação entre medida e simulação dos modelos antena D5880LZh025p10Freq25.55 1.

### 4.3.2 Antena D5880LZh025p10Freq25.55 2

O resultado do primeiro modelo, representado na Fig. 4.19(a), não foi muito parecido com a simulação. Além do deslocamento de 2,3 GHz dos melhores vales, ainda houve uma diferença de 10 dB na perda de retorno. O segundo modelo, da Fig. 4.19(b) é referente ao teste da antena com a pasta de solda. O resultado medido foi melhor do que a simulação, em relação à perda de retorno. Com um deslocamento de 1,25 GHz em frequência, a perda de retorno em 26,8 GHz é igual a -36,19 dB.

Nenhuma das duas antenas obteve trechos com uma largura de banda razoável.



 (a) Comparação entre medida e simulação do primeiro modelo antena da D5880LZh025p10Freq25.55 2.



(b) Comparação entre medida e simulação do segundo modelo antena da D5880LZh025p10Freq25.55 2.

Figura 4.19: Comparação entre medida e simulação dos modelos antena D5880LZh025p10Freq25.55 1.

#### 4.3.3 Antena D5880LZh025p10Freq28.6

A Fig. 4.20(a) é a comparação das curvas simulada e medida, e o resultado medido foi melhor do que o simulado. Apesar do deslocamento em frequência, diversos pontos tiveram resultados de perda de retorno muito bons, como 25 GHz, 26,8 GHz, 28,5 GHz e 29,2 GHz. Em três intervalos de frequência foi possível observar uma banda de operação, como de 24,64 GHz a 26,0 GHz (1,35 GHz) e de 27,55 GHz a 29,34 GHz (1,78 GHz).

O segundo gráfico, da Fig 4.20(b) também trás a curva medida mais parecida com a simulação do que os anteriores e possui destaque para um deslocamento em frequência bem pequeno da frequência de 28,6 GHz para 28,8 GHz e perda de retorno bem parecida.

Com relação ao teste da antena com epoxi, o resultado em relação ao gráfico da Fig. 4.20(b) melhorou em relação à perda de retorno e o deslocamento de 28,6 GHz para 28,8 GHz observado, reduziu menos ainda, passando para 28,7 GHz. O outro ponto interessante, anteriormente em 25,8 GHz e -24,75



dB de perda de retorno passou a ser na frequência de 26,1 GHz e -30,87 dB de perda de retorno.

 (a) Comparação entre medida e simulação do primeiro modelo antena da D5880LZh025p10Freq28.6.



(b) Comparação entre medida e simulação do segundo modelo antena da D5880LZh025p10Freq28.6.



D5880LZh025p10Freq28.6 com a metalização com cola epoxi.

Figura 4.20: Comparação entre medida e simulação dos modelos antena D5880LZh025p10Freq28.6.

#### 4.3.4 Antena T5880LZh025p10

Os modelos de antena *microstrip* com  $\Delta_a = 0$  tiveram como resultado curvas de medição relativamente parecidas com as simuladas. Como destaque, no primeiro modelo, representado na Fig. 4.21(a) a banda de 28,88 GHz a 29,49 GHz (613 MHz) com bons resultados.

O segundo modelo, na Fig. 4.21(b), o resultado medido foi melhor que o simulado, com algumas frequências em destaque como 26,5 GHz, 27 GHz e 28,5 GHz, com valores de perda de retorno de -23 dB a -28 dB aproximadamente. Há uma banda de 1,73 GHz (de 27,13 GHz a 28,86 GHz) que deve ser levada em consideração.



(a) Comparação entre medida e simulação do primeiro modelo antena da T5880LZh025p10.



(b) Comparação entre medida e simulação do segundo modelo antena da T5880LZh025p10.

Figura 4.21: Comparação entre medida e simulação dos modelos antena T5880LZh025p10.

#### 4.3.5 Antena T5880LZh025p10a4

As medidas da antena *microstrip* com  $\Delta_a = 4$  tiveram resultados piores do que a simulação, mas curvas parecidas. Os deslocamentos em frequência foram de 0,3 GHz a 0,5 GHz. Entretanto, em relação à perda de retorno, houve uma diferença de aproximadamente 10 dB. Como na simulação, não há uma região de destaque em relação à banda.



(a) Comparação entre medida e simulação do primeiro modelo antena da T5880LZh025p10a4.



(b) Comparação entre medida e simulação do segundo modelo antena da T5880LZh025p10a4.

Figura 4.22: Comparação entre medida e simulação dos modelos antena T5880LZh025p10a4.

### 4.4 Conclusão

Nesse capítulo foram apresentados dois métodos de fabricação diferentes, um manual e um com metalização por proceso químico, que foram realizados em duas universidades diferentes, a Universidade Federal Fluminense e a Universidade Federal de Juiz de Fora. Para o processo de prototipagem, foram utilizadas máquinas da marca LPKF, tanto no processo da fabricação das antenas quanto na metalização das vias.

As medições de perda de retorno foram realizadas na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, com um analisador de redes vetorial da LeCroy. Foram testadas três formas de união das faces das antenas: por pressão, com cola epoxi e com pasta de solda. As duas últimas retornaram resultados melhores do que a primeira, porém todas as antenas testadas obtiveram bons resultados, com bons valores de perda de retorno atingidos. A Tabela 4.2 compara os resultados medidos e simulados.

	Modelo	Melhor ponto			Largura de banda medida		
Antena		Simulado		Medido		Valor (GHz)	Intervalo (GHz)
		Freq.	S11	Freq.	S11		
		(GHz)	(dB)	(GHz)	(dB)		
D5880LZh025p10 Freq25.55 1	1	$25,\!6$	-33,31	$^{24,4}$	$-21,\!29$	1,36	23,43 a 24,49 e 27.24 a 27.56
							20.8 a 22.7:
D5880LZh025p10	2	25,6	-33,31	27,2	-35,37	3,32	23.58 a 24.17 e
${ m Freq25.55\_1}$							26,61 a 27,45
	1	25,55	-29,53	27,8	-18,41	0,40	27,15 a 27,25;
D5880LZh025p10							27,33 a 27,49 e
Freq25.55_2							$27,70 \ a \ 27,86$
D5880LZh025p10	2	25,55	-29,53	26,8	-36,19	2,05	26,80 a 26,88 e
${ m Freq25.55}\_2$							$28,51 \ a \ 30,38$
D5880LZh025p10	1	28,6	-22,32	29,2	-33,41	3,14	24,64 a 26,00 e
Freq28.6							$27,55 \ a \ 29,34$
D5880LZh025p10	2	28,6	-22,32	28,8	-23,04	0,66	23,63 a 23,96 e
Freq28.6							$25,\!63 \ge 25,\!97$
	3	28,6	-22,32	28,7	-33,17	2,31	22,32 a 23,05;
$\mathrm{D5880LZh025p10}$							24,1 a $24,6;$
$\operatorname{Freq}28.6$							28,61 a 28,85 e
							25,5 a 26,39
T5880LZh025p10	1	$28,\!15$	$-23,\!58$	29,4	$-25,\!05$	0,61	28,88 a 29,49
TE 2201 71 025-10	2	28,15	-23,58	28,5	-27,92	2,40	27,13 a 28,86 e
15880LZh025p10							$28,91 \ a \ 29,58$
		28,15	-32,62	28,4	-17,62	0,32	28,08 a 28,13;
T5880LZh025p10a4	1						28,34 a 28,45 e
							28,92 a 29,05
T5880I 7h025p10p4	0	28,15	-32,62	28,6	-19,07	0,34	28,45 a 28,66 e
1 5880LZh025p10a4							28,82 a 28,96

Tabela 4.2: Principais resultados obtidos a cada etapa de otimização com o substrato RT/duroid 5880 LZ.

### Capítulo 5

# Conclusões e trabalhos futuros

Esse trabalho consistiu em estudo, desenvolvimento, aprimoramento, prototipagem e medição de antenas do tipo guia de onda integrado ao substrato. O estudo partiu dos guias tradicionais de uma camada com alimentação do tipo *microstrip* até a inovação com os modelos de antenas de guia dobrado e alimentação do tipo *stripline*.

Como contribuição teórica, esse trabalho apresentou uma curva de limitação da teoria adaptada de guias de microondas para guias de onda integrado ao substrato.

Foram apresentados os conceitos de antenas em geral, seguindo pelos conceitos de antenas de circuito impresso, até chegar às antenas SIWG propriamente ditas. Os principais modelos matemáticos de projeto foram comparados e, unindo propostas de diferentes autores, o processo de projeto e otimização seguiu até a obtenção de cinco diferentes tipos de antena com resultados satisfatórios.

As antenas foram fabricadas em duas situações diferentes, na UFF e na UFJF. Em ambas as universidades, foram utilizadas máquinas prototipadoras da fabricante LPKF. Na UFJF, a metalização das vias foi realizada através de um processo de galvanização, também em uma máquina da LPKF. Como esse processo não preenche as vias, apenas metaliza os contornos, essa particularidade foi simulada e foi observado via *software* que a diferença é quase nula. Foram fabricadas ao todo dez antenas, duas de cada modelo, para que fosse realizável a medição de S21, quando possível.

Como se trata de um trabalho de antenas multicamada, o ideal era ter uma prensa com a cola do tipo prepreg de mesma constante dielétrica do substrato utilizado para unir as faces. Na ausência desse, foram testados três métodos: unir por pressão, ou seja, em uma ponta pelo conector e outra por uma fita adesiva muito fina, unir com cola epóxi de prata e unir com solda em pasta, com os dois últimos processos preenchendo as vias.

As medidas para validação dos protótipos ocorreram na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Com um analisador de redes vetorial da LeCroy, foi possível verificar a perda de retorno de cada uma das antenas, assim validando as frequências de irradiação das mesmas.

Os resultados encontrados foram satisfatórios. Em grande parte dos modelos, foi possível observar os melhores pontos de perda de retorno com muito pouco deslocamento em frequência em relação à frequência projetada. Foi notada também, que ao comparar os resultados utilizando a solda em pasta e a cola epóxi de prata, uma melhora significativa tanto na perda de retorno quanto no deslocamento em frequência referente às simulações.

Pretende-se, no futuro, refazer as medições em uma câmara anecoica e medir também outros parâmetros, como S21 e diagrama de irradiação. Caso os resultados sejam confirmados como nas medidas de perda de retorno, é possível considerar as antenas como uma boa proposta para a quinta geração de sistema móvel celular. Leves, de pouco peso e tamanho, as antenas aqui descritas preenchem todos os requisitos do que até o momento foi proposto para o 5G. Possuem alto ganho, são pequenas o suficiente para integrar sistemas MIMO de mais de cem elementos sem ocupar muito espaço e com irradiação não apenas em uma direção, mas duas.

Um artigo sobre esta pesquisa será elaborado e pretende-se enviá-lo para a revista *IEEE Antennas* and Propagation. Um artigo sobre a parte inicial deste trabalho foi enviado e aceito para o XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, a ser realizado em São Pedro, São Paulo [89].

Como trabalhos futuros, podem ser destacados:

- 1. Utilização de outro *software* de simulação eletromagnética como o CST, para comparação de resultados;
- Utilização de outro software da ANSYS, o Savant, para verificação da interferência das antenas em um ambiente real indooor;
- 3. Realização de estudo de harmônicos no guia SIWG;
- 4. Fabricação e otimização do conjunto de antenas apresentado em etapa anterior do trabalho nas antenas fabricadas com intuito de aumento do ganho;
- Utilização das antenas para transmissão e recepção de sinais com modulações a serem utilizados no 5G, como OFDM filtrado e OFDM com banco de filtros.

# Apêndice A

# Cálculo da melhor posição das fendas no guia de onda retangular

Considerando o modo dominante o TE<sub>10</sub>, será utilizada a solução  $TE^x$  ( $E_x = 0$ ), considerando a propagação no eixo X, como na Fig.A.1, considerando a abertura do guia "a" e altura "b".



Figura A.1: Guia de onda de abertura "a" e altura "b".

Para essa situação, a solução do potencial vetor elétrico é

$$F_x(x, y, z) = \left[A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right] \cdot \left[C_2 \cos\left(\beta_y y\right) + D_2 \sin\left(\beta_y y\right)\right] \cdot \left[C_3 \cos\left(\beta_z z\right) + D_3 \sin\left(\beta_z z\right)\right]$$
(A.1)  
onde  $\beta_x^2 + \beta_y^2 + \beta_z^2 = \beta^2 = \omega \,\mu \,\varepsilon$ . Dadas as seguintes condições de contorno e as equações a seguir:

$$E_y (0 \le y \le a, z = 0, x) = E_y (0 \le y \le a, z = b, x) = 0$$
(A.2)  

$$E_x (0 \le y \le a, z = 0, x) = E_x (0 \le y \le a, z = b, x) = 0$$
(A.3)

$$E_x (0 \le y \le a, z = 0, x) = E_x (0 \le y \le a, z = b, x) = 0$$
 (A.3)

$$E_y (y = a, 0 \le z \le b, x) = E_y (y = 0, 0 \le z \le b, x) = 0$$
(A.4)

$$E_x (y = a, 0 \le z \le b, x) = E_x (y = 0, 0 \le z \le b, x) = 0$$
(A.5)

$$E_x = 0 \tag{A.6}$$

$$E_y = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial F_x}{\partial z} \tag{A.7}$$

$$E_z = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial F_x}{\partial y} \tag{A.8}$$

$$H_x = -\frac{j}{\omega \,\mu \,\varepsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \beta^2\right) \tag{A.9}$$

$$H_y = -\frac{j}{\omega \,\mu \varepsilon} \frac{\partial^2 F_x}{\partial x \partial y} \tag{A.10}$$

$$H_z = -\frac{\jmath}{\omega\,\mu\,\varepsilon} \frac{\partial^2 F_x}{\partial x \partial z} \tag{A.11}$$

(A.12)

Temos:  $F_{x}\left(x,y,z\right) = f\left(x\right) \cdot g\left(y\right) \cdot h\left(z\right)$ . Logo,

$$E_{y} = -\frac{1}{\varepsilon} \cdot f(x) \cdot g(y) \cdot \frac{\partial}{\partial z} [C_{3} \cos(\beta_{z} z) + D_{3} \sin(\beta_{z} z)]$$

$$E_{y} = -\frac{1}{\varepsilon} \cdot f(x) \cdot g(y) \cdot [-C_{3} \beta_{z} \sin(\beta_{z} z) + D_{3} \beta_{z} \cos(\beta_{z} z)]$$

$$E_{y} = -\frac{\beta_{z}}{\varepsilon} [A_{1} e^{-j\beta_{x} x} + B_{1} e^{j\beta_{x} x}] \cdot [C_{2} \cos(\beta_{y} y) + D_{2} \sin(\beta_{y} y)] \cdot [D_{3} \cos(\beta_{z} z) - C_{3} \sin(\beta_{z} z)]$$

Em  $z = 0, D_3 = 0$ . Já em z = b,

$$0 = -\frac{\beta_z}{\varepsilon} \left[ A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x} \right] \cdot \left[ C_2 \cos\left(\beta_y y\right) + D_2 \sin\left(\beta_y y\right) \right] \cdot \left[ -C_3 \sin\left(\beta_z b\right) \right]$$
 logo, sen (\$\beta\_z b\$) = 0, \$\beta\_z b = n\pi \con m = 0, 1, 2, 3... portanto \$\beta\_z = \frac{n\pi}{b}\$. Para \$E\_z\$:

$$E_{z} = \frac{1}{\varepsilon} f(x) \frac{\partial}{\partial y} \left[ C_{2} \cos\left(\beta_{y} y\right) + D_{2} \sin\left(\beta_{y} y\right) \right] h(z)$$

 $\operatorname{Em}\, y=0,\, D_{2}=0. \, \operatorname{Em}\, y=b,\, 0=\tfrac{1}{\varepsilon}\,f\left(x\right)\left[-C_{2}\,\beta_{y}\,sen\left(\beta_{y}b\right)\right]\,h\left(z\right). \, \operatorname{Portanto},\, \beta_{y}b=0 \, \mathrm{e}\,\beta_{y}=\tfrac{m\,\pi}{a},$  $\operatorname{com} m = 0, 1, 2, 3, 4, \dots$ 

Com isso, o potencial vetor é:

$$F_x(x, y, z) = C_2 C_3 \cos(\beta_y y) \cos(\beta_z z) \left[A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right]$$

Utilizando as Eq.(A.6)-(A.11), os campos são:

$$E_x = 0 \tag{A.13}$$

$$E_x = 0$$
(A.13)
$$E_y = \frac{C_2 C_3}{\varepsilon} \beta_z \cos(\beta_y y) \sin(\beta_z z) \left[ A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x} \right]$$
(A.14)

$$E_z = -E_y \tag{A.15}$$

$$H_x = -\frac{j}{\omega \,\mu \,\varepsilon} \,C_2 \,C_3 \cos\left(\beta_y y\right) \, sen\left(\beta_z z\right) \left(A_1 \,e^{-j\beta_x x} + B_1 \,e^{j\beta_x x}\right) \,\left(\beta^2 - \beta_x^2\right) \tag{A.16}$$

$$H_y = -\frac{j}{\omega \,\mu \varepsilon} C_2 C_3 \left\{ j\beta_x \left[ B_1 \, e^{-j\beta_x x} - A_1 \, e^{j\beta_x x} \right] \right\} \left\{ (-\beta_y) \, sen \, (\beta_y y) \cos \left(\beta_z z\right) \right\}$$
(A.17)

$$H_z = -\frac{j}{\omega \,\mu \,\varepsilon} C_2 C_3 \,(-\beta_z) \, sen \,(\beta_z z) \cos \left(\beta_y y\right) (j\beta_x) \left[A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right] \tag{A.18}$$

Com os campos, através do Teorema da Equivalência Superficial, serão avaliadas as correntes euqivalentes na abertura na face  $0 \le a, z = b$  do guia. Uma observação importante é que o teorema considera as paredes condutoras do guia como um condutor perfeito, o que não ocorre no caso estudado, que é guia integrado a substrato. No entanto, para facilitar os cálculos, a face será considerada como um condutor perfeito. Balanis [64] provou que não há muita diferença na consideração de diferentes condutividades no resultado final.

Para o cálculo das correntes equivalentes, além do Teorema da Equivalência Superficial, será necessária a utilização do Teorema da Imagem. O Teorema da Imagem trata de situações em que uma fonte está próxima a uma superfície refletora. Um exemplo é uma antena monopolo sobre a terra. O solo é uma superfície condutora que reflete parte da onda eletromagnética proveniente da antena monopolo, contribuindo para sua propagação. Para realizar os cálculos dessa reflexão, é considerada uma imagem à mesma distância do plano refletor que está a fonte real, só que no outro lado, como demonstrado na Fig. A.2. Um detalhe importante é que a orientação da fonte e sua natureza levam a um comportamento diferente de sua imagem. Esse fato, observado na Fig. A.2, é relevante no momento da verificação de quais correntes equivalentes existirão ou não nas fendas.



Figura A.2: Ilustração do Teorema da Imagem. A natureza da fonte, sua orientação e a natureza do condutor alteram a orientação da imagem. Figura adaptada de [64].

Um aspecto importante é que o teorema não leva em consideração o acoplamento mútuo entre a fonte e a superfície refletora, como ocorre em conjuntos de antenas. O problema apresentado, fendas em um guia de onda dielétrico, utiliza dos conceitos do Teorema da Imagem para a verificação das correntes induzidas em cada fenda. Para o cálculo das correntes, deve-se utilizar o Teorema da Equivalência Superficial.

Esse teorema trata de um princípio que é possível substituir as fontes reais por correntes equivalentes geradas por essas fontes. Essa equivalência é possível devido aos campos gerados serem os mesmos. Assim, ao considerar o meio sem perdas e os campos elétricos e magnéticos tangentes à superfície fechada são conhecidos, então os campos na abertura podem ser determinados. A forma com que isso é feito



Figura A.3: Regiões de observação. As correntes  $\vec{J_s} \in \vec{M_s}$  tangenciam a região. Figura adaptada de [64].

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \left(\vec{H}_1 - \vec{H}\right) \tag{A.19}$$

$$\vec{M}_s = -\hat{n} \times \left(\vec{E}_1 - \vec{E}\right) \tag{A.20}$$

Um ponto interessante é que o teorema é utilizado para situações em que há uma abertura que separe dois meios iguais, como em um guia de onda retangular preenchido por ar. No problema apresentado, o guia é preenchido por dielétrico (substrato) e a interface das fendas é com o ar. Deste modo, a teoria continua válida por a diferença de permissividade ser muito baixa (ar com 1 e o rt/Duroid 5880LZ com 1,96), então a aproximação é possível de ser realizada.

Retornando ao desenvolvimento, a questão é que desde que as correntes irradiem no espaço livre, os campos em um ponto de observação qualquer em  $V_2$  podem ser calculados a partir das densidades de corrente. Entretanto, aqui visa-se apenas provar a existência de campo dada a posição das fendas no guia. Assim, a primeira consideração a ser feita é que dado que os campos  $\vec{E} \in \vec{H}$  não estão na região de interesse, serão assumidos como nulos. Deste modo, as Eqs. A.19 e A.20 passam a ser:

$$\vec{J}_{s} = \hat{n} \times \left(\vec{H}_{1} - \vec{H}\right)\Big|_{\vec{H}=0} = \hat{n} \times \vec{H}_{1}$$
 (A.21)

$$\vec{M}_{s} = -\hat{n} \times \left(\vec{E}_{1} - \vec{E}\right)\Big|_{\vec{E}=0} = -\hat{n} \times \vec{E}_{1}$$
 (A.22)

Como citado anteriormente, o comportamento n superfície de cada densidade de corrente depende das características da superfície. Por exemplo, caso a superfície seja um condutor elétrico perfeito, a corrente  $\vec{J_s}$  é nula enquanto no caso de um condutor magnético é  $\vec{M_s}$  que vai a zero. Isso ocorre por conta do Teorema da Imagem, onde nas situações em que a corente zerada sofre um curto, como visto na Fig. A.2. O desenho da Fig. A.4 a seguir representa a situação onde há a irradiação apenas da fonte magnética dado o condutor elétrico perfeito.



Figura A.4: Corrente anulada e reforçada, a partir do Teorema da Imagem. Figura adaptada de [64].

O exemplo anterior trata de uma superfície contínua, diferentemente do caso em questão onde existem descontinuidades(fendas). Deste modo, com a teoria e os campos eletromagnéticos em mãos será desenvolvido o problema proposto.

Dada a estrutura representada na Fig. A.5, deve-se realizar uma aproximação, como citada anteriormente, na região das fendas. Como o Teorema da Equivalência considera uma superfície contínua, as aberturas serão consideradas como continuação do material condutor (cobre) e, através do Teorema da Imagem, encontra-se a contribuição de cada densidade de corrente.



Figura A.5: Detalhe dos campos nas regiões das fendas de uma das antenas fabricadas.

Deste modo, dados os campos encontrados nas Eqs. A.13 a A.18 e o Teorema da Imagem explicado na Fig. A.2, é possível determinar as correntes existentes nas fendas e, posteriormente, analisar a posição das mesmas no guia:

$$\begin{split} \vec{J_{s1}} &= (\vec{az}) \times (\vec{ax}) \left[ -\frac{j C_2 C_3}{\omega \mu \varepsilon} \cos\left(\beta_y y\right) \cos\left(\beta_z z\right) \left(A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right) \left(\beta^2 - \beta_x^2\right) \right] = (\vec{ay}) K_x \\ \vec{J_{s2}} &= (\vec{az}) \times (\vec{ay}) \left[ -\frac{j C_2 C_3}{\omega \mu \varepsilon} \left( j\beta_x \left( B_1 e^{-j\beta_x x} - A_1 e^{j\beta_x x} \right) \right) \left( (-\beta_y) \sin\left(\beta_y y\right) \right) \right] \cos\left(\beta_z z\right) = (-\vec{ax}) K_y \\ \vec{J_{s3}} &= (\vec{az}) \times (\vec{az}) K_z = 0 \\ \vec{M_{s1}} &= \vec{M_{s3}} = 0 \\ \vec{M_{s2}} &= (\vec{az}) \times (\vec{ay}) L_y \end{split}$$

Portanto, existem as seguintes correntes equivalentes:

$$\vec{J_{s1}} = (\vec{ay}) \left[ -\frac{j C_2 C_3}{\omega \mu \varepsilon} \cos\left(\beta_y y\right) \cos\left(\beta_z z\right) \left(A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right) \left(\beta^2 - \beta_x^2\right) \right]$$
  
$$\vec{J_{s2}} = (-\vec{ax}) \left[ -\frac{j C_2 C_3}{\omega \mu \varepsilon} j\beta_x \left(B_1 e^{j\beta_x x} - A_1 e^{-j\beta_x x}\right) (-\beta_y) \sin\left(\beta_y y\right) \right] \cos\left(\beta_y y\right)$$
  
$$\vec{M_{s2}} = (-\vec{ax}) \frac{C_2 C_3}{\varepsilon} \beta_z \cos\left(\beta_y y\right) \sin\left(\beta_z z\right) \left[A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right]$$

Lembrando que  $\beta_y=\frac{m\pi}{a}$  e  $\beta_z=\frac{n\pi}{b},$  onde m e n= 0, 1, 2, 3, ...

No modo fundamental, TE<sub>10</sub>, m=1 e n=0. Com isso,  $\vec{M_{s2}} = 0$ . Daí, verificando caso as fendas estivessem no centro do guia, ou seja,  $y = \frac{a}{2}$ :

$$\vec{J_{s1}} = (\vec{ay}) \left[ -\frac{j C_2 C_3}{\omega \mu \varepsilon} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{a}{2}\right) \cos\left(0\right) \left(A_1 e^{-j\beta_x x} + B_1 e^{j\beta_x x}\right) \left(\beta^2 - \beta_x^2\right) \right] = 0$$
(A.23)

$$\vec{J_{s2}} = (-\vec{ax}) \left[ -\frac{j C_2 C_3}{\omega \mu \varepsilon} j \beta_x \left( B_1 e^{j \beta_x x} - A_1 e^{-j \beta_x x} \right) (-\beta_y) sen\left(\frac{\pi}{a} \cdot \frac{a}{2}\right) \right] cos\left(\frac{\pi}{a} \cdot \frac{a}{2}\right) = 0 \quad (A.24)$$

Se as fendas estiverem em y = a/2, não haverá irradiação. Nos extremos, a corrente  $\vec{J_{s2}}$  sempre será anulada, dado que possui as funções seno e cosseno com o mesmo argumento. Como o ponto máximo da função cosseno é em  $\theta = 0^{\circ}$ , esse seria o ponto de máxima irradiação. Dado que fabricar uma fenda nas extremidades laterais do guia seria impossível, no ponto mais próximo realizável de  $\theta = 0^{\circ}$  a corrente equivalente e, consequentemente, o campo distante irriado será máximo.

Cabe ressaltar que dadas as considerações realizadas inerentes aos próprios teoremas, como o fato de considerar o plano condutor como infinito, há a necessidade da realização de ajustes na posição das fendas, dada a interferência com as paredes do próprio guia.

# Apêndice B

# Código MATLAB de limiar de projeto do comprimento de onda guiado

% Guia SIW clc clear all % Velocidade da luz c=3\*10^8; % Frequencia de operação %freq=12\*10^9; %freq=13.5\*10^9 %freqTE10=freq\*0.8 %freqTE10=freq/2 %% Epsilon do substrato % ROGER RT/Duroid 3035 %epsilon\_3035=3.5; % ROGER RT/Duroid 6010 %epsilon\_6010=10.2; % ROGER RT/Duroid 5880LZ %epsilon\_5880LZ=1.96; % ROGER FR-4 %epsilon\_FR4=4.3;

%Epsilon calculado da vez:

```
%epsilon=epsilon_5880LZ;
        %epsilon=epsilon_FR4;
        %epsilon=epsilon_3035;
%% Calculo abertura guia RWG
i=1;
for epsilon=1.0:0.1:10.3
    freq=1e9;
% Calculo da dimensao "a"
    a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
% Calculo comp de onda TEM
    lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
\% Calculo com de onda guiado
    lambda_g_RWG_1(i)=((2*a_RWG(i)*lambda_TEM(i))/...
    (sqrt(4*(a_RWG(i))^2-(lambda_TEM(i))^2)))*10^3;
                                                        %em mm
    i=i+1;
end
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_1, 'color', 'red');
hold on
%% Resultados em milímetros
%a_RWG=a_RWG*10^3
%lambda_TEM=lambda_TEM*10^3
%lambda_g_RWG=lambda_g_RWG*10^3
i=1;
for epsilon=1.0:0.1:10.3
    freq=2e9;
% Calculo da dimensao "a"
    a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
% Calculo comp de onda TEM
    lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
```

% Calculo com de onda guiado

```
lambda_g_RWG_2(i)=((2*a_RWG(i)*lambda_TEM(i))/...
    (sqrt(4*a_RWG(i)^2-lambda_TEM(i)^2)))*10^3;
                                                   %em mm
    i=i+1;
end
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_2, 'color', 'blue');
hold on
i=1;
for epsilon=1.0:0.1:10.3
    freq=3e9;
% Calculo da dimensao "a"
    a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
% Calculo comp de onda TEM
    lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
% Calculo com de onda guiado
    lambda_g_RWG_3(i)=((2*a_RWG(i)*lambda_TEM(i))/...
    (sqrt(4*a_RWG(i)^2-lambda_TEM(i)^2)))*10^3;
                                                   %em mm
    i=i+1;
end
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_3, 'color', 'black');
hold on
i=1;
for epsilon=1.0:0.1:10.3
    freq=5e9;
% Calculo da dimensao "a"
    a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
% Calculo comp de onda TEM
    lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
% Calculo com de onda guiado
```

lambda\_g\_RWG\_4(i)=((2\*a\_RWG(i)\*lambda\_TEM(i))/...

```
(sqrt(4*a_RWG(i)^2-lambda_TEM(i)^2)))*10^3; %em mm
i=i+1;
end
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
```

```
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_4, 'c');
hold on
```

```
i=1;
for epsilon=1.0:0.1:10.3
  freq=15e9;
% Calculo da dimensao "a"
    a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
% Calculo comp de onda TEM
    lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
% Calculo com de onda guiado
    lambda_g_RWG_5(i)=((2*a_RWG(i)*lambda_TEM(i))/...
    (sqrt(4*a_RWG(i)^2-lambda_TEM(i)^2)))*10^3; %em mm
    i=i+1;
```

end

```
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_5, 'g');
hold on
```

```
i=1;
```

```
for epsilon=1.0:0.1:10.3
   freq=30e9;
% Calculo da dimensao "a"
```

```
a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
```

```
% Calculo comp de onda TEM
lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
```

```
% Calculo com de onda guiado
lambda_g_RWG_6(i)=((2*a_RWG(i)*lambda_TEM(i))/...
```

```
(sqrt(4*a_RWG(i)^2-lambda_TEM(i)^2)))*10^3;
                                                    %em mm
    i=i+1;
end
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_6, 'm');
hold on
i=1;
for epsilon=1.0:0.1:10.3
    freq=60e9;
% Calculo da dimensao "a"
    a_RWG(i)= (c)/(freq*sqrt(epsilon)); %em metros
\% Calculo comp de onda TEM
    lambda_TEM(i)=(c)/(freq); %em metros
% Calculo com de onda guiado
    lambda_g_RWG_7(i)=((2*a_RWG(i)*lambda_TEM(i))/...
    (sqrt(4*a_RWG(i)^2-lambda_TEM(i)^2)))*10^3;
                                                    %em mm
    i=i+1;
end
epsilon1=1.0:0.1:10.3;
plot(epsilon1, lambda_g_RWG_7, 'r');
hold on
ylabel('lambda_g')
xlabel('Epsilon')
legend('1GHz', '2GHz', '3GHz', '5GHz', '15GHz', '30GHz', '60GHz')
```

# **Referências Bibliográficas**

- B. Raaf et al., "Vision for Beyond 4G broadband radio systems," 2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Toronto, ON, 2011, pp. 2369-2373.
- [2] J. G. Andrews et al., "What will 5G be?", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, June 2014.
- [3] J. Qiao, X. S. Shen, J. W. Mark, Q. Shen, Y. He and L. Lei, "Enabling device-to-device communications in millimeter-wave 5G cellular networks", *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 209-215, January 2015.
- [4] IEEE Spectrum, "Everything You Need to Know About 5G", Link: http://spectrum.ieee.org/video/telecom/wireless/everything-you-need-to-know-about-5g Acessado em: 17/06/2017.
- [5] 5G.co.uk, "5G Frequencies in the UK: What you need to know", Link: https://5g.co.uk/guides/5g-frequencies-in-the-uk-what-you-need-to-know/ Acessado em: 17/06/2017.
- [6] Ericsson, "5G Systems", white paper, janeiro de 2016.
   Link: https://www.ericsson.com/assets/local/publications/white-papers/wp-5g-systems.pdf
   Acessado em: 17/06/2017.
- [7] Thomson Reuters, "Anatel pretende iniciar revisão da faixa de 3,5 GHz para futura implementação do 5G", 05 de janeiro de 2017.
  Link: http://br.reuters.com/article/internetNews/idBRKBN14P2BM
  Acessado em: 18/06/2017.
- [8] TELETIME, "Anatel descarta usar faixa de 28 GHz para 5G", ESPECTRO, 18 de abril de 2016. http://convergecom.com.br/teletime/18/04/2016/anatel-descarta-usar-faixa-de-28-ghz-para-5g/ Acessado em: 18/06/2017.
- [9] Qualcomm, "Making 5G NR a reality", white paper, dezembro de 2016.
   Link: https://www.qualcomm.com/documents/whitepaper-making-5g-nr-reality Acessado em: 17/06/2017.
- [10] J. Thompson et al., "5G wireless communication systems: prospects and challenges [Guest Editorial]," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 62-64, February 2014.
- [11] R. C. de Lamare, "Massive MIMO systems: Signal processing challenges and future trends," URSI Radio Science Bulletin, vol. 86, no. 4, pp. 8-20, Dec. 2013.
- [12] M. Bozzi, A. Georgiadis and K. Wu, "Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 5, no. 8, pp. 909-920, June 6 2011.
- [13] Y. Wang, J. Li, L. Huang, Y. Jing, A. Georgakopoulos and P. Demestichas, "5G Mobile: Spectrum Broadening to Higher-Frequency Bands to Support High Data Rates," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 9, no. 3, pp. 39-46, Sept. 2014.
- [14] O. M. Haraz, A. Elboushi, S. A. Alshebeili and A. R. Sebak, "Dense Dielectric Patch Array Antenna With Improved Radiation Characteristics Using EBG Ground Structure and Dielectric Superstrate for Future 5G Cellular Networks," *IEEE Access*, vol. 2, no., pp. 909-913, 2014.
- [15] Fang Fang Kong, W. Q. Ding and Z. C. Hao, "A low cost W-band multilayer SIW filter," 2016 IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Beijing, 2016, pp. 64-66.
- [16] T. V. Duong, W. Hong, V. H. Tran, T. A. Vu, W. C. Huang and P. N. Choubey, "An Alternative Technique to Minimize the Phase Noise of X-band Oscillators Using Improved Group Delay SIW Filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 2, pp. 153-155, Feb. 2017.
- [17] R. Gómez-García, J. M. Muñoz-Ferreras, D. Psychogiou and D. Peroulis, "Signal-interference RF wide-band bandpass filters using half-mode substrate-integrated-waveguide (HM SIW) directional couplers," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, BC, 2015, pp. 2537-2538.
- [18] Yitao Wang, Xiaowei Zhu and Ling Tian, "Design of crossed-SIW directional couplers with different angles," 2008 Asia-Pacific Microwave Conference, Macau, 2008, pp. 1-4.
- [19] A. Collado, F. Mira and A. Georgiadis, "Mechanically Tunable Substrate Integrated Waveguide (SIW) Cavity Based Oscillator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 23, no. 9, pp. 489-491, Sept. 2013.
- [20] S. Adhikari, A. Ghiotto and K. Wu, "Low-cost frequency modulated ferrite loaded SIW oscillator for high-power microwave transmitter", 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT), Seattle, WA, 2013, pp. 1-3.
- [21] Y. Liu, X. H. Tang, T. Wu, L. Wang and F. Xiao, "A SIW-based concurrent dual-band oscillator", 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, 2012, pp. 1-4.

- [22] Zhebin Wang et al., "Substrate integrated waveguide (SIW) power amplifier using CBCPW-to-SIW transition for matching network", 2012 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, Montreal, QC, Canadá, 2012, pp. 1-3.
- [23] W. D'Orazio & K. Wu, "Substrate-Integrated-Waveguide Circulators Suitable for Millimeter-Wave Integration", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 10, pp. 3675-3680, Outubro de 2006.
- [24] Zhongli Shi & Zhenhai Shao, "Design of ka-band substrate integrated waveguide circulator", International Conference on Computational Problem-Solving, Lijiang, 2010, pp. 260-262.
- [25] X. P. Chen & K. Wu, "Substrate Integrated Waveguide Filter: Basic Design Rules and Fundamental Structure Features," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 108-116, July-Aug. 2014.
- [26] Y. CASSIVI et al., "Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguides", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, v. 12, n. 9, 3p, 2002.
- [27] N. Tiwari and T. R. Rao, "A switched beam antenna array with butler matrix network using substrate integrated waveguide technology for 60 GHz communications", 2015 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), Kochi, 2015, pp. 2152-2157.
- [28] Li Yan, Wei Hong, Guang Hua, Jixin Chen, Ke Wu and Tie Jun Cui, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas", in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 9, pp. 446-448, Sept. 2004.
- [29] P. Chen et al., "A Multibeam Antenna Based on Substrate Integrated Waveguide Technology for MIMO Wireless Communications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 6, pp. 1813-1821, June 2009.
- [30] F. Xu, K. Wu and X. Zhang, "Periodic Leaky-Wave Antenna for Millimeter Wave Applications Based on Substrate Integrated Waveguide", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 340-347, Feb. 2010.
- [31] G. Q. Luo, Z. F. Hu, L. X. Dong and L. L. Sun, "Planar Slot Antenna Backed by Substrate Integrated Waveguide Cavity", in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 7, no., pp. 236-239, 2008.
- [32] Y. J. Cheng, W. Hong and K. Wu, "Design of a Monopulse Antenna Using a Dual V-Type Linearly Tapered Slot Antenna (DVLTSA)", in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 9, pp. 2903-2909, Sept. 2008.
- [33] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", John Wiley & Sons, Ed.2, Inc., 2005.
- [34] J. D. Kraus, "Antennas", McGraw-Hill, Ed.2, Inc., 1988.
- [35] Website Dielectric Laboratories. Lista de substratos com altas constantes dieléticas e respectivos datasheets.

 $\label{eq:link:http://www.knowlescapacitors.com/dilabs/en/globalnavigation/products/single-layer-capacitors$ 

Acessado em: 22/06/2017.

- [36] Institute of Electrical and Electronic Engineers, "IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas", em IEEE Std 145-2013 (Revisão de IEEE Std 145-1993), pp.1-50, March 6 2014.
- [37] E. R. Vale, "Antennas Teorias e Aplicações", Publit, Ed.1, 2014.
- [38] R. E. Munson, "Microstrip Antennas", em R. C. Johnson, "Antenna Engineering Handbook", McGraw-Hill, Ed.3, Inc., 1993, pp. (7-2)-(7-29).
- [39] J. R. James & P. S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas", Peter Peregrinus Ltd., Ed.1, Inc., 1989, pp. 1295.
- [40] D. M. Pozar, "Microstrip antennas", Proceedings of the IEEE, vol. 80, no. 1, pp. 79-91, Jan 1992.
- [41] I. J. Bahl & D. K. Trivedi, "A Designer's Guide to Microstrip Line", Microwaves, Maio 1977, pp. 174-182.
- [42] Conector SMA para placa de circuito impresso. Link: https://pt.aliexpress.com/item/1-PCS-New-End-Launch-PCB-Mount-SMA-Female-Plug-Straight-RF-connector-Adapterlow/32788022928.html?spm=2114.42010708.4.6.D4APsg Acessado em: 03/05/2017.
- [43] K. Carver & J. Mink, "Microstrip antenna technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 29, no. 1, pp. 2-24, Jan 1981.
- [44] Website Rogers Corporation. Lista de substratos e respectivos datasheets.
   Link: http://rogerscorp.com/acs/producttypes/6/RT-duroid-Laminates.aspx
   Acessado em: 05/05/2017.
- [45] Website Rogers Corporation. Requerimento de amostras para estudos acadêmicos. Link: https://rogerscorp.secure.force.com/samples/samples\_public Acessado em: 05/05/2017.
- [46] T. E. Nowicki, "Microwave substrates, present and future", Proc. Workshop Printed Circuit Antenna Tech., New Mexico State Univ., Las Cruces, Outubro, 1979, pp. 26/1-22.
- [47] G. R. Traut, "Clad laminates of PTFE composites for microwave antennas", Proc. Workshop Printed Circuit Antenna Tech. New Mexico State University, Las Cruces, pp. 27/1-17, Outubro, 1979.
- [48] G. Kumar & K. P. Ray, "Broadband Microstrip Antenna", Boston: Artech House, pp. 8-11, 2003.
- [49] S. Babu, I. Singh & G. Kumar, "Improved linear transmission line model for rectangular, circular and triangular microstrip antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* 1997. Digest, Montreal, Quebec, Canada, 1997, pp. 614-617 vol.2.

- [50] A. K. Bhattacharyya & R. Garg, "Generalised transmission line model for microstrip patches", IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 132, no. 2, pp. 93-98, Abril 1985.
- [51] ANSYS HFSS software.
   Link: http://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss Acessado em: 24/05/2017.
- [52] E. H. Newman & P. Tulyathan, "Analysis of Microstrip Antennas Using Method of Moments", IEEE Trans. Antennas Propagation, Vol. AP-29, Janeiro 1981, pp. 47–53.
- [53] IE3D 7.0, Zeland Software Inc., Fremont, CA.
- [54] ANSYS HFSS, "Hybrid Finite Element and Integral Equation Solver for large scale electromagnetic design and simulation".
  Link: https://support.ansys.com/staticassets/ANSYS/Conference/Irvine/downloads/HFSS %20Hybrid%20Finite%20Element%20and%20Integral%20Equation%20Solver%20for%20Large-Scale.pdf
  Acessado em: 24/05/2017.
- [55] J. Coonrod & B. Rautio, "Comparing Microstrip and CPW Performance", Microwave Journal, Julho 2012.
   Link: http://www.sonnetsoftware.com/support/downloads/publications/
   MWJ\_SonnetAndRogersUStripCPWPerformance\_July2012.pdf
   Acessado em: 24/05/2017.
- [56] J. Coonrod, "Ambiguous Influences Affecting Insertion Loss of Microwave Printed Circuit Boards [Application Notes]", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 5, pp. 66-75, July-Aug. 2012.
- [57] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", John Wiley & Sons, Inc., ed. 4, pp. 141-161, 2012.
- [58] National Instruments, "TX-Line: Transmission Line Calculator" Link: http://www.awrcorp.com/products/additional-products/tx-line-transmission-line-calculator Acessado em: 26/05/2017.
- [59] A. Munir & I. G. A. A. M. D. Inkasari, "Capacitor-based reconfigurable beam and polarization of square patch antenna for WLAN application", 2015 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS), Nusa Dua, 2015, pp. 493-496.
- [60] J. B. O. Araújo, "Antenas de microfita de padrões elíptico e retangular aplicadas à tecnologia 5G", Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia de Telecomunicações, Universidade Federal Fluminense, Niterói, Rio de Janeiro, 2017.
- [61] H. Gu, J. Wang, L. Ge & C. Y. D. Sim, "A New Quadri-Polarization Reconfigurable Circular Patch Antenna," in *IEEE Access*, vol. 4, no., pp. 4646-4651, 2016.
- [62] P. C. Ooi & K. T. Selvan, "Meander patch effect on a simple printed dipole antenna", 2012 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Nagoys, 2012, pp. 543-546.

- [63] A. A. Deshmukh, P. Mohadikar, P. Verma, P. Zaveri & K. P. Ray, "Ultra-wideband compact ring Sector printed monopole antenna", 2016 International Conference on Computing Communication Control and automation (ICCUBEA), Pune, 2016, pp. 1-6.
- [64] C. A. Balanis, "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, Ed.2, Inc., 2012.
- [65] R. Elliott "An improved design procedure for small arrays of shunt slots", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 31, no. 1, pp. 48-53, Janeiro de 1983.
- [66] R. Elliott & W.O'Loughlin, "The design of slot arrays including internal mutual coupling", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 34, no. 9, pp. 1149-1154, Sept. de 1986.
- [67] Wenquan Che et Al., "Equivalence between waveguides with side walls of cylinders (SIRW) and of regular solid sheets", 2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, 2005, pp. 3 pp.-.
- [68] I. A. C. Silva, "Projeto, Prototipação e Caracterização de Antenas de Conjunto de Fendas Integradas em Substrato de Circuito Impresso em 10 GHz", Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações, Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2015.
- [69] V. P. R. Magri et al, "Substrate integrated waveguide filter at 10 GHz using commercial FR4 lossy substrate", *IEEE Microwave and Optoelectronics Conference*, p. 595–599, Nov. 2009.
- [70] D. Deslandes & Ke Wu, "Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 2, pp. 593-596, Fevereiro de 2003.
- [71] D. Deslandes & Ke Wu, "Accurate modeling, wave mechanisms, and design considerations of a substrate integrated waveguide", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2516-2526, Junho de 2006.
- [72] F. Taringou & J. Bornemann, "Return-loss investigation of the equivalent width of substrateintegrated waveguide circuits", 2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies, Sitges, 2011, pp. 140-143.
- [73] L. Yan et al, "Simulation and experiment on SIW slot array antennas", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, v. 14, n. 9, p. 446–448, Sept. 2004.
- [74] V. P. R. Magri et al, "FR4 waveguide electronic circuits at 10 Gbit/s", IEEE Microwave and Optoelectronics Conference, p. 181–184, Nov. 2011.
- [75] R. E. Collin, "Field Theory of Guided Waves", Wiley-IEEE Press, Ed.2, p.368, 1990.
- [76] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions", 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Anaheim, CA, 2010, pp. 1-1.
- [77] Feng Xu & Ke Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005.

- [78] M. Salehi & E. Mehrshahi, "A Closed-Form Formula for Dispersion Characteristics of Fundamental SIW Mode", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 4-6, Jan. 2011.
- [79] W. Che et Al., "Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, no. 1, pp. 35-41, Fevereiro de 2008.
- [80] LPKF Laser & Electronics, "ProtoMat S Manual", Version 2.0, 2011. Link: http://www.lpkf.com/\_ mediafiles/2406-protomat-s3-serie-manual-.pdf Acessado em: 12/06/2017.
- [81] LPKF Laser & Electronics, "CircuitPro PM 2.1 Compendium", Version 1.0, 2014. Link: http://www.lpkfusa.com/support/files/manuals/CircuitPro%202.1.x-e-1-0.pdf Acessado em: 12/06/2017.
- [82] LPKF Laser & Electronics, "Manual CircuitCAM 6.1", Version 1.0, 2009. Link: http://www.lpkfusa.com/support/files/manuals/CircuitCAM%206.x-e-1-0.pdf Acessado em: 12/06/2017.
- [83] LPKF Laser & Electronics, "ProtoMat S62 Operating Manual 7.1", Version 7.1, 2008. Link: https://hci.rwth-aachen.de/tiki-download\_wiki\_attachment.php?attId=812 Acessado em: 12/06/2017.
- [84] LPKF Laser & Electronics, "Manual MiniContac-III", Version 2.1, 2009. Link: http://www.lpkf.com/\_ mediafiles/1366-brochure-lpkf-contac-minicontac-en.pdf Acessado em: 12/06/2017.
- [85] LPKF Laser & Electronics, "Manual CircuitCAM 6.1", Version 1.0, 2009. Link: http://www.lpkf.com/\_mediafiles/1760-presentation-circuitcam-circuit-board-plotter.pdf Acessado em: 12/06/2017.
- [86] LPKF Laser & Electronics, "Manual BoardMaster 5.0", Version 3.0, 2004. Link: http://www.lpkfusa.com/support/files/manuals/BoardMaster%205.0-e-3-0.pdf Acessado em: 12/06/2017.
- [87] TELEDYNE LECROY, "Datasheet SPARQ Signal Integrity Network Analyzer". Link: http://cdn.teledynelecroy.com/files/pdf/sparq\_datasheet.pdf Acessado em: 22/06/2017.
- [88] Southwest, "Conector modelo 91R60818".
  Link website: http://mpd.southwestmicrowave.com/products/product.php?need=connectors&item=224
  e Link datasheet: http://mpd.southwestmicrowave.com/showImage.php?image=837&name=1814-04SF.pdf
  Acessado em: 22/06/2017.
- [89] J. B. O. Araújo, R. B. Di Renna, C. R. B. Corrêa, V. P. R. M. Souza, T. N. Ferreira, L. J. Matos, "Estudo de Parâmetros e Otimização de um Conjunto de Antenas SIW para Aplicações em Ondas

Milimétricas", XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, São Pedro, São Paulo, Brasil, 2017 - A ser apresentado no próximo evento.