



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO  
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO E  
AUTOMAÇÃO

FRANCISCO MAGNO MONTEIRO SOBRINHO

ESTUDO DA APLICAÇÃO DE ESTRUTURAS QUASE PERIÓDICAS EM  
ANTENAS DE MICROFITA BASEADA NA SIMETRIA DE PENROSE

MOSSORÓ-RN

2018

FRANCISCO MAGNO MONTEIRO SOBRINHO

ESTUDO DA APLICAÇÃO DE ESTRUTURAS QUASE PERIÓDICAS EM  
ANTENAS DE MICROFITA BASEADA NA SIMETRIA DE PENROSE

Dissertação de mestrando acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

Linha de Pesquisa: Sistemas de Comunicação

Orientador: Humberto Dionísio de Andrade,  
Prof. Dr. - UFERSA

Co-orientador: Glauco Fontgalland, Prof. Dr. -  
UFCG

MOSSORÓ-RN

2018

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tornar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

Ficha catalográfica elaborada pelo Sistema de Bibliotecas  
da Universidade Federal Rural do Semi-Árido, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Setor de Informação e Referência

MM775 MONTEIRO , Francisco Magno Monteiro Sobrinho.  
e ESTUDO DA APLICAÇÃO DE ESTRUTURAS QUASE  
PERIÓDICAS EM ANTENAS DE MICROFITA BASEADA NA  
SIMETRIA DE PENROSE / Francisco Magno Monteiro  
Sobrinho MONTEIRO . - 2018.  
114 f. : il.

Orientador: Humberto Dionísio de Andrade  
ANDRADE.

Coorientador: Glauco Fontgalland FONTGALLAND.  
Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal  
Rural do Semi-árido, Programa de Pós-graduação em  
Sistemas de Comunicação e Automação, 2018.

1. Antena de microfita. 2. Quase periódico. 3.  
Penrose. I. ANDRADE, Humberto Dionísio de Andrade,  
orient. II. FONTGALLAND, Glauco Fontgalland, co-  
orient. III. Título.

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

FRANCISCO MAGNO MONTEIRO SOBRINHO


ESTUDO DA APLICAÇÃO DE ESTRUTURAS QUASE PERIÓDICAS EM  
ANTENAS DE MICROFITA BASEADA NA SIMETRIA DE PENROSE


Dissertação de mestrando acadêmico apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Sistemas de Comunicação e Automação da Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Mestre em Sistemas de Comunicação e Automação.

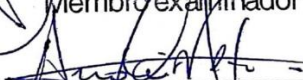
Linha de Pesquisa: Sistemas de Comunicação

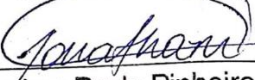
Defendida em: 28 / 02 / 2018

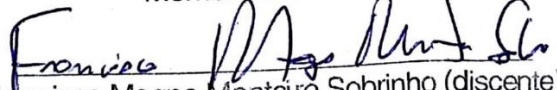
BANCA EXAMINADORA

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade (UFERSA)  
Presidente e orientador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Idalmir de Sousa Queiroz Júnior (UFERSA)  
Membro examinador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. André Pedro Fernandes Neto (UFERSA)  
Membro examinador

  
\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Jonathan Paulo Pinheiro Pereira (IFRN)  
Membro examinador

  
\_\_\_\_\_  
Francisco Magno Monteiro Sobrinho (discente)

*Maria Das Graças Monteiro (In Memoriam).*

*Com todo meu amor e gratidão, por tudo que fez por mim ao longo da minha vida. Desejo poder ter sido merecedor do esforço dedicado por você em todos os aspectos, especialmente quanto à minha formação.*

## **AGRADECIMENTOS**

Quero agradecer ao senhor meu Deus por todas as minhas conquistas, pois sem as suas bênçãos eu não poderia alcançar.

Aos meus pais, Rubens Francisco do Nascimento e Maria Magnólia Monteiro do Nascimento, pelo amor, por todo ensinamento e pelo apoio nas minhas escolhas e principalmente por dedicar todos seus esforços para a realização desse meu sonho.

Aos meus irmãos, Paulo Monteiro e Vanessa Monteiro, pelo amor, carinho e apoio que tem comigo.

Aos meus tios e tias, em especial a Marcones Monteiro que teve presente em toda parte da minha formação.

A minha avó Maria das Graças Monteiro, que hoje não está mais presente. Porém levo dentro do meu coração para todo o sempre.

Ao meu orientador e amigo Prof. Dr. Humberto Dionísio de Andrade, pela confiança, dedicação e todo conhecimento adquirido.

Ao meu amigo e professor Dr. Idalmir de Souza Queiroz Júnior por todo incentivo e ajuda na construção desse trabalho.

Aos meus amigos Daniel Sid, Tarciana, Maria Luíza, Danilo, Josevan, Kaíck, Arthur, Thalita, Jack, Atawalpa e Denis, que apoiaram nos momentos de felicidade e tristeza toda essa caminhada.

A todos meus amigos e colegas do CITED, em especial a Samanta Holanda que ajudou de forma definitiva nesse trabalho.

“É, se você não gosta do seu destino, não aceite. Em vez disso, tenha a coragem de o mudar do jeito que você quer que seja.”

## RESUMO

Devido ao crescente desenvolvimento na área de telecomunicações, muitas pesquisas impulsionaram o estudo das antenas de microfita, devido as suas propriedades singulares. Essas antenas possuem várias vantagens, devido a sua flexibilidade e adequação as superfície de qualquer estrutura. Contudo apresentam algumas limitações quanto a pequena largura de banda e ganho reduzido. Diante desse contexto, para minimizar as perdas e aumentar o ganho, a tecnologia de estruturas de bandas proibidas EBG ( Eletromagnetic Band Gap) e *PBG* (Photonic Band Gap) nos componentes como *patch* e plano de terra das antenas de microfita, promovem uma melhora nos parâmetros de radiação dessas antenas. Este trabalho propõe o estudo do comportamento das propriedades de radiação da antena de microfita ao inserir o modelo quase periódico de Penrose no *patch* e plano de terra da antena de microfita. São desenvolvidas com variação do raio desse modelo quase periódico para uma frequência de 2,45 GHz. Na modelagem computacional foi utilizado o software ANSYS HFSS® e com a análise dos resultados simulados foram construído nove dispositivos, na qual foram medidos e validados com a simulação. Nota-se uma melhoria no comportamento da densidade de corrente sobre o *patch* ao inserir essas estruturas, como também o aumento do ganho total.

**Palavras-Chave:** Antena de microfita, Quase periódico, Penrose



## ABSTRACT

Due to the growing development in the telecommunications area, much research has boosted the study of microstrip antennas due to their unique properties. These antennas have several advantages because of their flexibility and suitability as the surface of any structure. However, some limitations have been developed for a small bandwidth and low gain. In view of this, in order to minimize losses and increase gain, an EBG (Electromagnetic Band Gap) and *PBG* (Photonic Band Gap) band structure technology in components such as *patch* and ground plane of microstrip antennas, promote a better The radiation parameter is antenna. This work proposes the study of the behavior of the radiation resource of the microstrip antenna when inserting the periodic model of Penrose without *patch* and ground plane of the microfita antenna. They are developed with variation of the radius of this model to periodic to a frequency of 2.45 GHz. In the computational modeling and used in the software ANSYS HFSS® and with an analysis of the simulated results were constructed nine devices, in which they were measured and validated with a simulation . An improvement is observed without behavior of the current density on the *patch* when inserting these structures, as well as the increase of the total.

Keywords: Antenna microstrip, Quasi Periodic, Penrose

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura da antena de microfita .....	22
Figura 2: Geometria mais comum para o <i>patch</i> .....	23
Figura 3: Propagação da onda de superfície na antena de microfita .....	24
Figura 4: Alimentação por linha de microfita (a) Vista frontal (b) Vista lateral.....	26
Figura 5: Alimentação por cabo coaxial (a) Vista lateral (b) Vista Frontal .....	27
Figura 6: Alimentação por abertura .....	28
Figura 7: Acoplamento por proximidade .....	29
Figura 8: Efeito franjeamento .....	30
Figura 9: (a) Vista superior do <i>patch</i> e (b) Efeito do franjeamento no comprimento da antena.....	31
Figura 10: <i>Inset feed</i> em uma antena de microfita .....	34
Figura 11: (a) Diagrama vertical - Plano E (b) Diagrama Horizontal - Plano H.....	35
Figura 12: Diagrama de radiação polarização linear.....	36
Figura 13: Diagrama de radiação polarização polar.....	37
Figura 14: Largura de banda .....	40
Figura 15: Quadripolo.....	41
Figura 16: Carta de Smith .....	44
Figura 17: Tipos de cristais fotônicos: (a) Unidimensional – Multicamadas (b) bidimensional – rede quadrada de colunas de ar. (c) tridimensional – estrutura tipo woodpile.....	46
Figura 18: Estrutura periódica de <i>PBG</i> .....	47
Figura 19: Formação do cristal a partir da célula unitária.....	48
Figura 20: Geometria dos furos de <i>PBG</i> mais utilizada.....	49
Figura 21: Geometria da rede.....	50
Figura 22: Razão de preenchimento da estrutura de <i>PBG</i> .....	52
Figura 23: (a) Rede cristalina e (b) Rede amorfa .....	53
Figura 24: Rede bidimensional .....	54
Figura 25: Translação.....	55

Figura 26: Rotação .....	56
Figura 27: reflexão .....	56
Figura 28: Difração da onda.....	57
Figura 29: (a) Eixo de rotação 2 (b) Eixo de rotação 3 (c) eixo de rotação 4 e (d) eixo de rotação 6...	59
Figura 30: Arranjo periódico de <i>PBG</i> no substrato da antena de microfit .....	60
Figura 31: (a) geometria quadrada (b) geometria hexagonal .....	60
Figura 32: (a) padrão de difração obtido da liga (b) marcação dos 10 pontos concêntricos, mostrando uma simetria .....	61
Figura 33: Modelo atômico de um quasicristal.....	62
Figura 34: Estrutura de Penrose .....	63
Figura 35: Geometria quase periódica .....	64
Figura 36: Comportamento do campo elétrico no ressonador .....	64
Figura 37: Transmissão para uma faixa de frequência na estrutura de Penrose.....	65
Figura 38: (a) Estrutura quase periódica no substrato da antena (b) Arranjo quase periódico utilizado	67
Figura 39: Antena com estrutura <i>PBG</i> quase periódica .....	67
Figura 40: Multicamadas de um quasicristal fotônico .....	68
Figura 41: Medidas da antena de microfita.....	70
Figura 42: (a) Estrutura de Penrose (b) EBG/ <i>PBG</i> da estrutura de Penrose (c) Geometria do EBG/ <i>PBG</i> .....	71
Figura 43: Antenas com arranjo quase periódico de Penrose no <i>patch</i> da antena com raio de (a) 0,6 mm (b) 0,8 mm (c) 1,2 mm e (d) 1,6 mm.....	72
Figura 44: Antenas com arranjo quase periódico de Penrose no <i>patch</i> da antena com raio de (a) 0,6 mm (b) 0,8 mm (c) 1,2 mm e (d) 1,6 mm.....	73
Figura 45: Fluxograma do procedimento experimental .....	74
Figura 46: Placa de FR4 RT/Duroid .....	75
Figura 47: Impressão das antenas na placa .....	76
Figura 48: Processo de corrosão.....	76
Figura 49: Conectores SMA.....	77
Figura 50: Antenas padrão (a) Vista frontal (b) Vista posterior.....	77

Figura 51: Antenas 0,6 mm no <i>patch</i> (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	78
Figura 52: Antenas 0,8 mm no <i>patch</i> (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	78
Figura 53: Antenas 1,2 mm no <i>patch</i> (a) Vista frontal (b) Vista posterior.....	79
Figura 54: Antenas 1,2 mm no <i>patch</i> (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	79
Figura 55: Antenas 0,6 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	80
Figura 56: Antenas 0,8 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	80
Figura 57: Antenas 1,2 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	80
Figura 58: Antenas 1,6 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior .....	81
Figura 59: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 0.6 mm no <i>patch</i> e plano de terra.....	82
Figura 60: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 0.8 mm no <i>patch</i> e plano de terra.....	84
Figura 61: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 1,2 mm no <i>patch</i> e plano de terra.....	85
Figura 62: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 1,6 mm no <i>patch</i> e plano de terra.....	86
Figura 63: Coeficiente de reflexão da antenas com variação do raio no <i>patch</i> da antena de microfita	88
Figura 64: Coeficiente de reflexão da antenas com variação do raio no <i>patch</i> da antena de microfita	89
Figura 65: Diagrama de radiação da antena padrão (a) 2D e (b) 3D.....	90
Figura 66: Diagrama de radiação de todas as variações de raio da estrutura de Penrose (a) 2D e (b) 3D .....	91
Figura 67: Ganho das antenas variado o raio no <i>patch</i> das antenas .....	91
Figura 68: Ganho das antenas variado o raio no plano de terra das antenas .....	92
Figura 69: Densidade de corrente no <i>patch</i> (a) padrão (b) $r = 0,6$ mm (c) $r = 0,8$ mm (d) $r = 1,2$ mm (e) 1,6 mm.....	93
Figura 70: Densidade de corrente no <i>patch</i> (a) padrão (b) $r = 0,6$ mm (c) $r = 0,8$ mm (d) $r = 1,2$ mm (e) 1,6 mm.....	94
Figura 71: Coeficiente de reflexão da antena medida e simulada .....	95
Figura 72: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,6 mm da estrutura de Penrose no <i>patch</i> medida e simulada.....	96
Figura 73: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,8 mm da estrutura de Penrose no <i>patch</i> medida e simulada.....	98
Figura 74: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,2 mm da estrutura de Penrose no <i>patch</i> medida e simulada.....	99

Figura 75: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,6 mm da estrutura de Penrose no <i>patch</i> medida e simulada.....	100
Figura 76: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,6 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada.....	102
Figura 77: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,8 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada.....	103
Figura 78: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,2 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada.....	104
Figura 79: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,6 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada.....	106

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Comparativo entre os métodos de alimentação .....	29
Tabela 2: Dimensões da antena de microfita.....	70
Tabela 3: Variação do raio utilizado e quantidade de furos do arranjo quase periódico de EBG/PBG no <i>patch</i> da antena de microfita .....	72
Tabela 4: Variação do raio utilizado e quantidade de furos .....	73
Tabela 5: Principais resultados para a configuração de 0,6 mm .....	83
Tabela 6: Principais resultados para a configuração de 0,8 mm .....	84
Tabela 7: Principais resultados para a configuração de 1,2 mm .....	86
Tabela 8: Principais resultados para a configuração de 1,6 mm .....	87
Tabela 9: Principais resultados para todas as configurações no <i>patch</i> .....	88
Tabela 10: Principais resultados para todas as configurações no plano de terra.....	90
Tabela 11: Ganho total das antenas com variação do raio no <i>patch</i> .....	92
Tabela 12: Ganho total das antenas com variação do raio no plano de terra .....	93
Tabela 13: Principais resultados para antena padrão simulada e medida.....	96
Tabela 14: Principais resultados para antena de 0,6 no <i>patch</i> simulada e medida.....	97
Tabela 15: Principais resultados para antena de 0,8 no <i>patch</i> simulada e medida.....	98
Tabela 16: Principais resultados para antena de 1,2 no <i>patch</i> simulada e medida.....	100
Tabela 17: Principais resultados para antena de 1,6 no <i>patch</i> simulada e medida.....	101
Tabela 18: Principais resultados para antena de 0,6 no plano de terra simulada e medida.....	102
Tabela 19: Principais resultados para antena de 0,8 no <i>patch</i> simulada e medida.....	104
Tabela 20: Principais resultados para antena de 1,2 no <i>patch</i> simulada e medida.....	105
Tabela 21: Principais resultados para antena de 1,6 no <i>patch</i> simulada e medida.....	106

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BW – Band Width

$D_0$  - Diretividade

$D_{m\acute{a}x}$  - Diretividade máxima

E – Vetor campo elétrico

EBG - Electromagnetic Band- Gap

$f_r$  - Frequência de ressonância

$f_{inf}$  - Frequência inferior

$f_{sup}$  - Frequência superior

FNBW - First Null Beam Width

G – Ganho de potência

h – Altura do substrato

H – Vetor campo magnético

HPBW - Half Power Beam Width

L – Comprimento do *patch*

LTE – Linha de Transmissão equivalente

LTT – Linha de Transmissão Transversa

$U(\theta, \varphi)$  - Intensidade de radiao

$U_{méd}$  - Intensidade de radiao média

$P_{méd}$  - Potência média

PBG = Photonic Band-Gap

$P_{entrada}$  - Potência total fornecida à antena;

$P_{perdas}$  - Potência perdida por efeito joule (perdas hmicas)

RL – Return Loss

VSWR – Voltage Stationary Wave Ratio

W – Largura do *patch*

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\theta$  - Ângulo de elevação

$\Gamma$  - Coeficiente de reflexão

$\varepsilon_r$  - Constante dielétrica

$\varepsilon_{eff}$  - Constante dielétrica efetiva

$h$  - Espessura

$\tau$  - Espessura muito pequena

$J$  - Densidade de corrente de superfície

$\eta_{rad}$  - Eficiência de radiação

$\eta_{ref}$  - Eficiência de reflexão

$\eta_{total}$  - Eficiência total

$\rho_v$  - Densidade do fluxo de cargas

$r$  - Raio

$S_{11}$  - Coeficiente de reflexão da tensão na porta 1

$S_{12}$  - Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2

$S_{21}$  - Ganho de tensão direta do quadripolo

$S_{22}$  - Isolação do quadripolo

$u$  - Velocidade

$\lambda$  - Comprimento de onda

$\lambda_0$  - Comprimento de onda da frequência de projeto

$Z_0$  - Impedância característica da linha de transmissão

$Z_{in}$  - Impedância de entrada da antena



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>20</b>
<b>2 ANTENA DE MICROFITA .....</b>	<b>22</b>
2.1 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO .....	26
2.1.1 Linha de microfita .....	26
2.1.2 Cabo coaxial.....	27
2.1.3 Acoplamento por abertura .....	28
2.1.4 Acoplamento por proximidade .....	28
2.2 MÉTODO DE ANÁLISE.....	30
2.2.1 Método da Linha de Transmissão .....	30
2.2.2 Inset Feed .....	34
<b>2.3 PARÂMETROS DAS ANTENAS DE MICROFITAS .....</b>	<b>35</b>
2.3.1 Diagrama de Radiação.....	35
2.3.2 Polarização.....	36
2.3.3 Diretividade .....	37
2.3.4 Eficiência e Ganho.....	38
2.3.5 Largura de Banda e Frequência de Ressonância .....	39
2.3.6 Perda de Retorno .....	41
2.3.7 Densidade de Corrente.....	43
2.3.8 Carta de Smith .....	43
<b>2.4 ESTRUTURA PBG .....</b>	<b>45</b>
2.4.1 Rede da estrutura de <i>PBG</i> .....	48
2.4.2 Geometria na fabricação de <i>PBG</i> .....	49
2.4.3 Frequência em estruturas de <i>PBG</i> .....	50
2.4.4 Fator de preenchimento da estrutura de <i>PBG</i> .....	51
<b>2.5 – ESTRUTURAS CRISTALINAS .....</b>	<b>52</b>

2.5.1 Rede Bravais .....	53
2.5.2 Operação de simetria: grupos pontuais e grupos especiais .....	55
2.5.3 Difração de BRAGG.....	57
2.6.1 Estrutura periódica de EBG/PBG no substrato de antenas de microfita .....	59
2.7 GEOMETRIA QUASE PERIÓDICA .....	61
2.7.1 Estruturas de Penrose .....	63
2.7.2 A influência óptica em estruturas quase periódicas.....	65
2.7.3 Estruturas quase periódica aplicadas em antenas de microfita.....	67
<b>3.0 MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>	<b>69</b>
3.1 PROJETO COMPUTACIONAL .....	69
3.2 DIMENSÕES DA ANTENA DE MICROFITA.....	70
3.3 ESTRUTURA DE EBG/PBG QUASE PERIÓDICA NO <i>PATCH</i> .....	71
3.5 ESTRUTURA DE EBG/PBG NO PLANO DE TERRA.....	73
3.6 PROJETO EXPERIMENTAL .....	74
3.6.1 Seleção do tipo de antena.....	75
3.6.2 Impressão da estrutura de EBG/PBG quase periódica e da antena de microfita .....	75
3.6.3 Corrosão das estruturas.....	76
3.6.4 Solda dos conectores .....	77
3.6.5 Antenas construídas .....	77
<b>4.0 RESULTADOS E DISCUSSÕES .....</b>	<b>82</b>
4.1 RESULTADOS COMPUTACIONAS.....	82
4.1.2 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 0.6 mm no <i>patch</i> e plano de terra .....	82
4.1.3 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 0.8 mm no <i>patch</i> e plano de terra .....	83
4.1.4 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 1.2 mm no <i>patch</i> e plano de terra .....	85

4.1.5 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 1,6 mm no <i>patch</i> e plano de terra .....	86
4.1.6 Antenas com estruturas de Penrose com todas as variações de raio no <i>patch</i> ..	87
4.1.7 Antenas com estruturas de Penrose variando o raio no plano de terra .....	89
4.1.8 Diagrama de radiação 2D e 3D das antenas de microfita.....	90
4.1.9 Densidade de corrente no <i>patch</i> das antenas de microfita.....	93
4.2 RESULTADOS MEDIDOS .....	94
4.2.1 Antena padrão medida e simulada .....	95
4.2.2 Antena com raio 0,6 mm no <i>patch</i> medida e simulada .....	96
4.2.3 Antena com raio 0,8 mm no <i>patch</i> medida e simulada .....	97
4.2.4 Antena com raio 1,2 mm no <i>patch</i> medida e simulada .....	99
4.2.5 Antena com raio 1,6 mm no <i>patch</i> medida e simulada .....	100
4.2.6 Antena com raio 0,6 mm no plano de terra medida e simulada .....	101
4.2.7 Antena com raio 0,8 mm no plano de terra medida e simulada .....	103
4.2.8 Antena com raio 1,2 mm no plano de terra medida e simulada .....	104
4.2.8 Antena com raio 1,6 mm no plano de terra medida e simulada .....	105
5.0 CONCLUSÕES.....	107
5.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	107
REFERÊNCIAS .....	108

# 1 INTRODUÇÃO

Em meio ao crescimento da comunicação as influências dos novos equipamentos de transmissão de sinais, em particular as antenas de microfita, devem ser analisadas de maneira a acompanhar esse desenvolvimento. As antenas de microfita são utilizadas para diversas aplicações, principalmente devido a sua fácil adequação em vários tipo de superfície, como também tecnologia de baixo custo em sua fabricação.

Desta forma, existem avanços tecnológicos na análise de estruturas cada vez menores para a adaptação nos novos sistemas de comunicação sem fio, como também a utilização de *EBG* (*Electromagnetic Band-Gap*) ou *PBG* (*Photonic Band-Gap*) que é uma classificação de *EBG*, aplicando nas antenas de microfita para melhorar seus parâmetros de radiação.

Este trabalho faz uma análise de investigação do comportamento dessas antenas, através de modelagem computacional com a inserção dos *EBG/PBG* na forma quase periódica no *patch* e plano de terra nesses dispositivos, também são realizadas simulações, onde é possível observar o comportamento dos parâmetros de radiação para as antenas devidamente projetadas. A partir daí será realizado uma comparação das principais parâmetros influenciado pelo arranjo quase periódicos de *EBG/PBG* nas antenas de microfita. Em seguida será construído esse protótipos e analisado com os já simulados.

A fundamentação teórica é apresentada no seção 2 na qual explana todo o conteúdo referente as antenas de microfita, com também seus parâmetros de radiação. Em seguida é feita uma abordagem sobre a teoria e aplicação das estruturas de *EBG/PBG* e finaliza conceituando o arranjo quase periódico e sua influência nas ondas eletromagnéticas.

A terceira seção envolve a metodologia abordada na análise e na construção das antenas de microfita e o passo a passo para a modelagem e construção do protótipo em estudo.

Na quarta seção investiga a mudança nos parâmetros de radiação ocorrida coma inserção da estrutura quase periódica nas antenas de microfita e avalia o comportamento das antenas simuladas e construídas.

Na conclusão aborda todo o aspecto referente a pesquisa realizada e fornece futuras linhas de pesquisa para aplicações posteriores.

## 1.1 OBJETIVO GERAL

Estudar e analisar o comportamento nos parâmetros de radiação nas antenas de microfita, aplicando a simetria quase periódica de Penrose no *patch* e plano de terra nas antenas de microfita.

## 1.2 OBJETIVO ESPECÍFICO

Para atender o objetivo geral é necessário realizar os seguintes procedimentos:

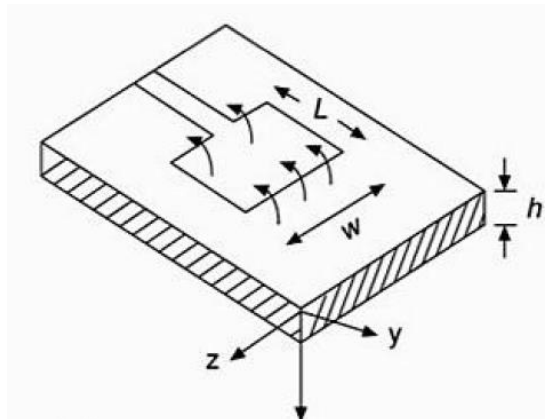
- Pesquisar na literatura o conceito de *EBG/PBG* e do modelo quase periódico de Penrose;
- Modelar no ANSYS HFSS® antenas de microfita com arranjo quase periódicos de *EBG/PBG* no *patch* e plano de terra;
- Analisar os resultados simulados verificando a mudança nos parâmetros de radiação da modelagem;
- Construção e análise dos protótipos construídos e validar com o simulado.

## 2 ANTENA DE MICROFITA

Os avanços tecnológicos envolvendo circuitos integrados e miniaturização de dispositivos tornam-se cada vez mais presentes na busca das necessidades de tamanho reduzido e de elevado desempenho. As antenas, de modo geral, são capazes de converter ondas guiadas em ondas radiadas ou vice-versa, possuem estruturas intermediárias entre o espaço livre e a linha de transmissão. As antenas de microfita possuem vantagens para diversas aplicações, pois requerem um acoplamento na estrutura em um plano ou a qualquer tipo de superfície, possuem técnicas de produção de circuito impresso de baixa tecnologia e baixa robustez mecânica (BALANIS, 2008).

Em 1953 é apresentada a primeira antena de microfita por Deschamps, porém somente em 1970 as antenas de microfita receberam maior atenção. A configuração da antena de microfita é classificada como uma das mais simples, pois consiste em uma fina cobertura de metal separada de um plano de terra por um material dielétrico de baixas perdas. A radiação de campo distante dessa antena é direcionada para a superfície do *patch*. O comprimento do *patch* ( $L$ ) é dimensionado para que se tenha metade do comprimento de onda guiada, esse parâmetro controla a frequência de operação. A largura do *patch* ( $W$ ) controla sua resistência de radiação e espessura ( $h$ ) consideravelmente menor que o comprimento de onda ( $\lambda_0$ ) na parte inferior encontra-se o plano de terra, a estrutura da antena de microfita retangular é ilustrada na Figura 1 (FUSCO, 2006).

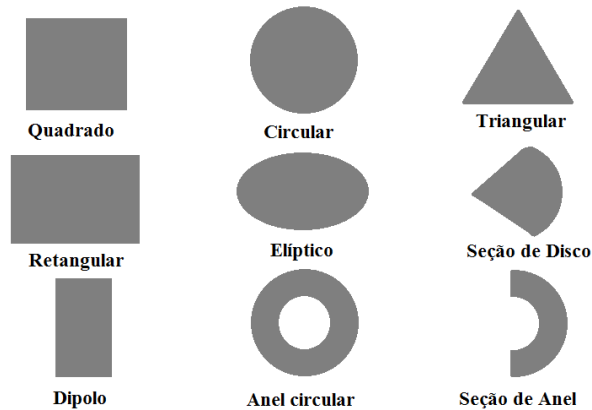
Figura 1: Estrutura da antena de microfita



Fonte: FUSCO (2006)

O *patch* de uma antena de microfita é definido como uma lâmina de material condutor que possui a finalidade de componente irradiador da onda eletromagnética. Sua espessura deve ser fina, geralmente, deve possuir uma espessura muito menor que o comprimento de onda (FILHO,2010). As antenas de microfita são denominadas também com antenas de plaquetas e podem ter qualquer geometria como mostra a Figura 2:

Figura 2: Geometria mais comum para o *patch*



Fonte: ADAPTADO DE BALANIS (2008)

Medeiros (2013) afirma que a geometria do *patch* está relacionado diretamente com a distribuição de corrente, que influencia no perfil dos campos da superfície dela. O efeito de borda, dá-se devido ao fato das dimensões dele serem finitas, os campos na borda sofrem esse efeito, pois essas dimensões são eletricamente maiores que as suas dimensões físicas. Assim, algumas ondas passam no substrato e outras no ar, por isso uma constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{eff}$ ) é determinada para explica esse efeito de borda na propagação da onda na linha.

O substrato de uma antena de microfita é constituído por materiais dielétricos e tem por finalidade armazenar energia dependendo da frequência de operação, o que torna similar ao funcionamento de um capacitor. É considerado um dos componentes fundamentais das antenas de microfita, pois possui influência direta nas perdas e na largura de banda devido suas propriedades eletromagnéticas (BARROS, 2012)

A faixa da constante dielétrica dos substratos utilizados na produção de antenas está definido em  $(2,2 \leq \epsilon_r \leq 12)$  sendo que, para otimizar o desempenho da antena é desejável um substrato mais espesso, cuja a constante dielétrica é mais baixa, pois possibilita maior eficiência e aumento na largura de banda, em contra partida esse tipo de dielétrico é oneroso.

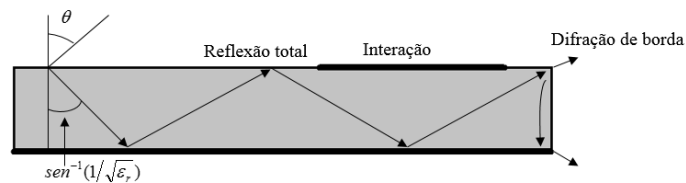
Na faixa de micro-ondas, os substratos de baixa espessura, possuem altas constantes dielétricas que proporcionam menores irradiações e acoplamentos indesejáveis, porém são menos eficientes e possuem largura de banda estreita (ANDRADE, 2013). A constante dielétrica relativa do material ( $\epsilon_r$ ) e o comprimento de onda no vácuo ( $\lambda_0$ ) determina as dimensões do dispositivo a ser projetado, pois o comprimento de onda ( $\lambda$ ) no meio dielétrico é determinado por:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

O plano de terra de uma antena de microfita está situado na superfície inferior do substrato da antena, possui função refletora, impedido o desenvolvimento de lóbulos traseiros com maior intensidade (MEDEIROS,2013). A função refletora ocorre quando a onda de são excitadas dentro do substrato, que possui um ângulo de elevação ( $\theta$ ) limitado por  $\pi/2$  e  $\text{sen}^{-1}(1/\sqrt{\epsilon_r})$ .

Essas ondas, são refletidas pelo plano de terra, dielétrico e o meio (ar), na qual realiza um percurso de reflexão até a onda alcançar o contorno da antena difratando pela borda da mesma ocasionando a irradiação final, na Figura 3 mostra como ocorre esse processo (RIBEIRO, 2004).

Figura 3: Propagação da onda de superfície na antena de microfita



Fonte: ADAPTADO DE BALANIS (2008)

Para minimizar a excitação de ondas de superfície, pode-se modificar a estrutura da antena de microfita utilizando técnicas de inserção de estruturas de bandas proibidas de EBG (*Electromagnetic Band-Gap*) /PBG (*Photonic Band-Gap*) em seu substrato.



As transmissões de informações são realizadas através das ondas eletromagnéticas em diferentes frequências. Nas antenas de microfita a faixa de frequência utilizada é a de micro-ondas. Em comparação das antenas convencionais com as antenas de microfita, essas últimas possuem vantagens que ao aplicada na faixa de frequência adequada apresentam características vantajosas para sua aplicabilidade e fabricação, tais como (STUTZMAN, 1997):

- Dimensões reduzidas que implica em redução de seu volume e conseqüentemente massa;
- Processo de fabricação relativamente baixo;
- Ao trocar o ponto de alimentação é possível obter uma polarização linear e circular;
- A frequência de ressonância pode ser obtida de maneira mais fácil;
- Flexibilidade em relação a operação em conjunto com circuitos integrados de micro-ondas;
- A alimentação e o circuito de casamento de impedância é feita de maneira simultânea com a estrutura da antena;
- Facilidade em adaptação em qualquer superfície a ser fixada;
- Possui múltiplas frequências de operações;
- Boa robustez mecânica.

Porém deve-se ressaltar que as antenas de microfita apresentam limitações em relação as antenas convencionais, tais como:

- Largura de banda estreita;
- Ganho baixo;
- Baixa eficiência na potência de transmissão;
- Necessita de uma estrutura complexa de alimentação quando necessita de uma estrutura de alto desempenho;
- Radiações indesejáveis pela estrutura de alimentações, junções e circuitos de casamentos;
- Baixa radiação *end-fire*;
- Excitação de ondas de superfície.

## 2.1 MÉTODO DE ALIMENTAÇÃO

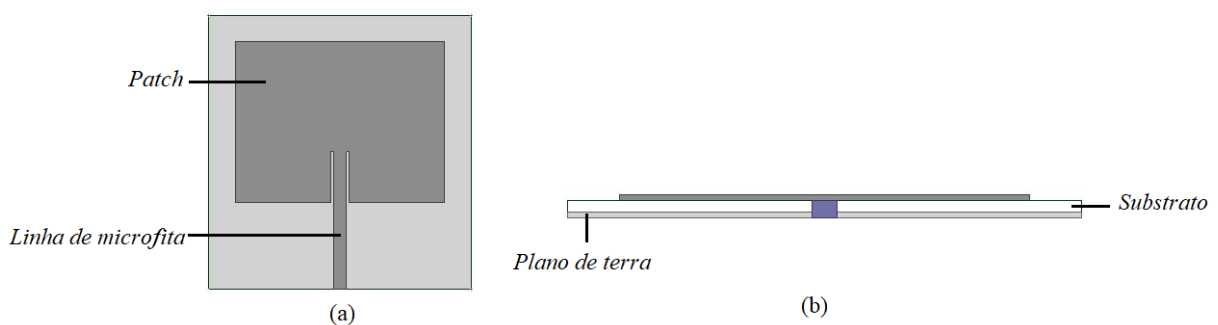
As técnicas de alimentação são um importante parâmetro do projeto, uma vez que influenciam na impedância de entrada, a escolha da técnica de alimentação é feita analisando diversos fatores como: custos, fabricação e análise. Existem quatro técnicas que são frequentemente utilizadas na alimentação de antenas de microfita, elas são: linha de microfita, cabo coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade. Todos esses métodos serão descritos nas seções posteriores.

### 2.1.1 Linha de microfita

A alimentação por meio da linha de microfita é realizada através de uma fita condutora com largura muito menor que a do *patch*, esta fita é impressa sobre o mesmo plano do substrato que antena. A alimentação por linha de microfita é de fácil fabricação e de inserção bastante simples. Porém esse tipo de alimentação, com o aumento da espessura de um substrato há um aumento de ondas de superfície e radiação indesejada (MORAIS, 2011)

É possível por meio deste tipo de alimentação um bom casamento de impedância controlando-se o ajuste da largura da fita condutora sobre o substrato dielétrico com espessura defina, bem como aplicações de *gaps* e truncamentos de plano terra sob a junção da fita e o *patch* a Figura 4 mostra esse tipo de alimentação.

Figura 4: Alimentação por linha de microfita (a) Vista frontal (b) Vista lateral



Fonte: PRÓPIA AUTORIA

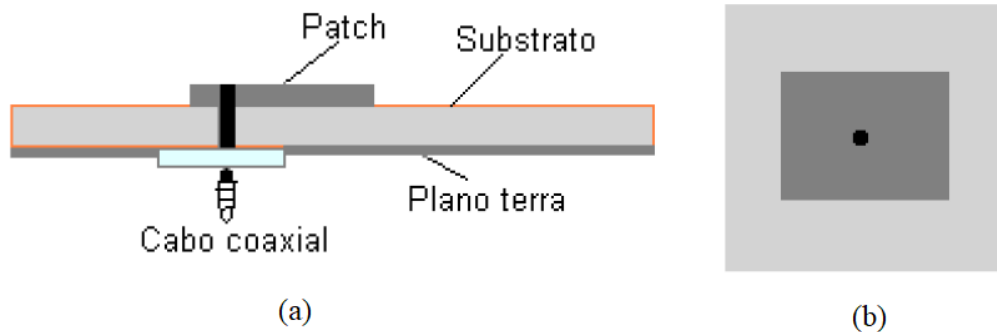
De acordo com Medeiros (2013) neste tipo de alimentação é possível obter o melhor casamento de impedância, uma vez que pode-se ajustar na fase de projeto a impedância do alimentador.

### 2.1.2 Cabo coaxial

Este método de alimentação para as antenas de microfita é realizada através de um cabo coaxial atravessando o plano de terra e o substrato dielétrico até o *patch*. Toda a junção do cabo coaxial até o *patch* é feita através de uma perfuração e sua utilização depende do projetista.

Em termos de dificuldade de fabricação esse método é considerado simples, pois possui baixa radiação indesejada. Porém em contra partida, apresenta uma banda estreita e é de difícil modelagem. Na Figura 5 ilustra a ponta de prova, que nesse caso é o condutor interno do cabo coaxial e o condutor externo é ligado à parte traseira do plano de terra, enquanto que o conduto interno passa através do dielétrico e conecta ao *patch* (LACERDA; SANTOS, 2008).

Figura 5: Alimentação por cabo coaxial (a) Vista lateral (b) Vista Frontal



Fonte: MORAIS (2011)

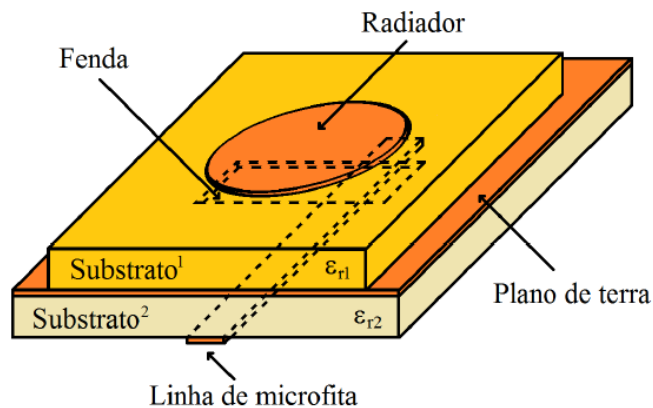
A principal vantagem desse tipo de alimentação é o controle do casamento de impedância na qual é realizado alterando apenas o ponto de conexão do cabo.

### 2.1.3 Acoplamento por abertura

A alimentação por acoplamento por abertura, é inserido uma fenda no plano de terra, onde uma camada de material dielétrico com radiador impresso é colocado sobre esse fenda junto com a linha de alimentação. Essa fenda permite o acoplamento de campos eletromagnéticos entre a linha e o radiador a Figura 6 ilustra esse método.

O plano de terra neste tipo de alimentação promove uma maior isolamento eletromagnética entre a linha e o radiador, fazendo com que minimize a interferência por radiação espúria da linha e proporcionando uma maior independência entre o projeto da linha e do *patch*. O casamento de impedância é realizado fazendo o ajuste entre o *patch* e a linha de alimentação através do posicionamento, do formato e do tamanho da fenda (CHEN; CHIA, 2006)

Figura 6: Alimentação por abertura



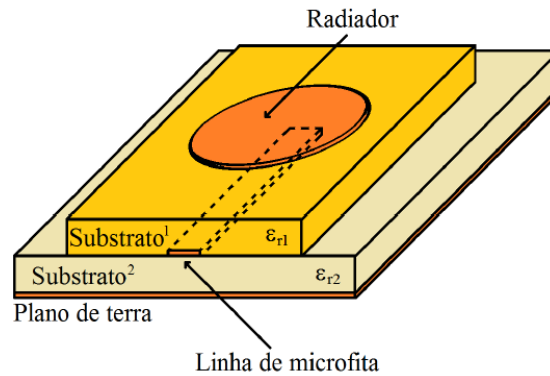
Fonte: SEKO (2013)

### 2.1.4 Acoplamento por proximidade

Uma antena de microfita com acoplamento por proximidade é caracterizada por dois substrato com constante dielétrica iguais ou diferente de mesma espessura alimentado por uma linha de microfita impressa no substrato inferior, onde radia a um *patch* impresso sobre um substrato superior.

Podendo também utilizar elementos parasitas para gerar uma resposta ressonante com impedância equivalente e maior largura de banda. Na Figura 7 é possível visualizar como é realizado o acoplamento por proximidade (LACERDA; SANTOS, 2008).

Figura 7: Acoplamento por proximidade



Fonte: SEKO (2013)

A Tabela 1 mostra o comparativo entre os quatro métodos de alimentação mencionados anteriormente avaliando características comuns entre os métodos.

Tabela 1: Comparativo entre os métodos de alimentação

Características	Linha de microfita	Cabo Coaxial	Acoplamento por abertura	Acoplamento por proximidade
Espúrios de radiação	Grande	Grande	Baixo	Intermediário
Confiabilidade	Ótima	Boa	Boa	Boa
Técnica/fabricação	Fácil	Fácil	Difícil	Difícil
Largura de banda	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Fonte: ADAPTADO DE SILVA (2015)

## 2.2 MÉTODO DE ANÁLISE

Os principais métodos de análises das antenas de microfita são o da linha de transmissão, o modelo da cavidade, onde ambos são modelos aproximados e o modelo de onda completa, na qual se incluem o Método da Linha de Transmissão Equivalente (LTE), o Método dos Potenciais Vetoriais de Hertz e o Método da Linha de Transmissão Transversa (LTT) (NETO, 2014). Neste trabalho será utilizando o método da linha de transmissão, uma vez que, a geometria do *patch* utilizado é retangular, esse modelo é satisfatório para análise.

### 2.2.1 Método da Linha de Transmissão

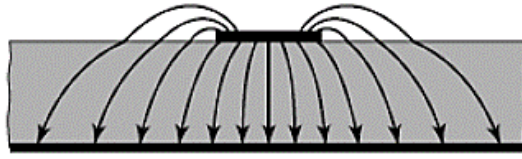
O modelo da Linha de Transmissão é a modelagem mais simples entre os outros, contudo apresenta resultados satisfatório para antenas de microfita com *patch* retangular ou quadrado. Para outras geometrias do *patch*, torna-se inviável utilizar esse modelo matemático (NETO, 2014).

A modelagem da Linha de Transmissão considera os efeitos de bordas causados pelo fato do *patch* possuir dimensões finitas, o que ocasiona os efeitos de franjeamento tanto ao longo do comprimento quanto da largura do *patch* (SILVA, 2014).

A quantidade de franjeamento é função das dimensões do substrato e do *patch* da antena. Na qual no plano principal, ou seja, no plano  $x$ - $y$  o franjeamento é função do comprimento ( $L$ ) do *patch*, da espessura do substrato ( $h$ ) e de sua permissividade relativa ( $\epsilon_r$ ).

O efeito do franjeamento ocorre através do *patch* e do substrato, fazendo com que as linhas de campo percorram tanto o ar quanto o substrato, desse modo tem-se que levar em consideração tanto a permissividade do ar quanto do substrato por onde as linhas de campo passam como mostra a Figura 8.

Figura 8: Efeito franjeamento



Fonte: BALANIS (2008)

Devido ao franjamento das linhas de campo que passam pelo *patch*, ar e substrato, deve-se determinar a permissividade efetiva ( $\epsilon_{ref}$ ), na qual é a constante dielétrica de um material uniforme, de tal modo que a linha de transmissão da antena sob o efeito de franjamento possua as mesmas características elétricas de uma antena ideal.

Para determinar a permissividade efetiva ( $\epsilon_{ref}$ ) basta conhecer a permissividade relativa do material utilizado ( $\epsilon_r$ ) a altura do substrato ( $h$ ) e da largura do *patch* ( $W$ ), dado pela Equação 2:

$$\epsilon_{ref} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

Onde:

$\epsilon_{ref}$  - Permissividade efetiva

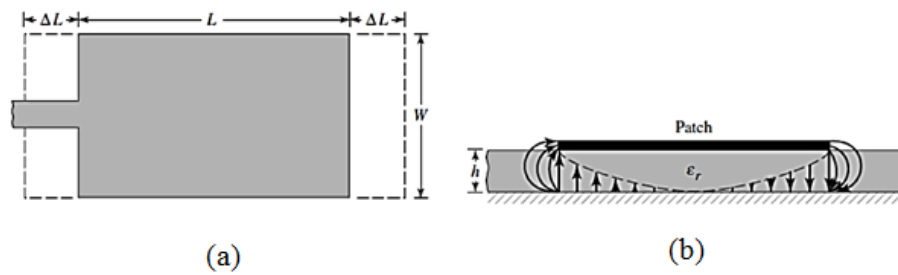
$\epsilon_r$  - Permissividade relativa do material

$h$  - Espessura do substrato

$W$  - Largura do *patch*

O comprimento da antena também é um parâmetro que deve ser adequado devido ao efeito do franjamento, pois esse efeito faz com que as linhas de campo percorram o ar, além do substrato, desta forma o comprimento da antena terá dimensões diferentes do seu valor físico como mostra a Figura 9. (SILVA, 2014).

Figura 9: (a) Vista superior do *patch* e (b) Efeito do franjamento no comprimento da antena



Fonte: BALANIS (2008)

A variação desse comprimento ocasionado pelo efeito do franjamento é função da permissividade relativa quanto da razão entre a largura do *patch* e espessura do substrato. Um método analítico de se calcular essa variação é proposta por Balanis (2008) dada através da Equação 2.

$$\frac{\Delta L}{h} = 0,412 \frac{(\epsilon_{ref} + 0,3) \left( \frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{ref} - 0,258) \left( \frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2)$$

Onde:

$\Delta L$  - Variação do comprimento da antena

No projeto de uma antena de microfita, são necessário três informações básicas para determinar todos os outros parâmetros, eles são: a altura do substrato ( $h$ ), frequência de ressonância ( $f_r$ ) e permissividade do material ( $\epsilon_r$ ). Através da Equação (3) pode-se determinar o comprimento da antena de microfita e pela Equação (4) calcula-se a largura da antena de microfita com os parâmetros mencionados anteriormente.

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} - 2\Delta L \quad (3)$$

$$W = \frac{c}{f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4)$$

Onde:



$L$  - Comprimento do *patch*;

$W$  - Largura do *patch*;

$c$  - Velocidade das ondas eletromagnéticas no espaço livre;

A impedância de entrada de uma antena nem sempre possui o valor igual da impedância de saída do sistema a qual está conectada. Desta forma é necessário obter a impedância de entrada de uma antena bem próxima à impedância do sistema de transmissão (ou recepção) modificando-se por exemplo a geometria da antena.

É importante ressaltar que o método da linha de transmissão possui uma desvantagem referente a impedância de entrada do sistema. Dessa forma ao aplicar esse método a impedância de entrada eleva-se, em torno de  $200 \Omega$ , na qual o ideal da impedância é de  $50 \Omega$ .

Para resolver esse problema pode-se utilizar diferentes técnicas de casamento de impedância para diminuir a elevada impedância de entrada da linha de transmissão. As técnicas utilizadas para realizar o casamento de impedância nesse trabalho foram a da linha de microfita e a utilização de *inset feed*, que serão apresentadas a seguir.

De acordo com Pozar (2012), o comprimento da linha de microfita ( $L_m$ ) deve ser no máximo 25% do comprimento de onda da maior frequência de ressonância da antena. Na literatura existem algumas equações para determinar este comprimento, a Equação 5 é bastante simples e muito eficaz para determinar esse parâmetro.

$$L_m = \frac{c}{4f_r \sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (5)$$

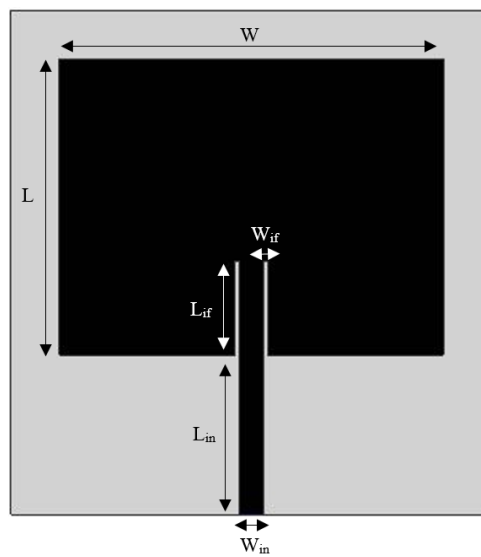
Para tornar o casamento de impedância ideal, ou seja, em  $50 \Omega$ . Calcula-se através de métodos numéricos a largura da linha de microfita ( $W_m$ ), quando resolve a Equação (6) igualando ao  $Z_0$  o valor ideal de impedância de entrada de uma antena de microfita.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left[ \frac{W_m}{h} + 1,393 + 0,677 \ln \left( \frac{W_m}{h} + 1,44 \right) \right]}, & \frac{W_m}{h} > 1 \\ \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left( \frac{8h}{W_m} + \frac{W_m}{4h} \right), & \frac{W_m}{h} \leq 1 \end{cases} \quad (6)$$

### 2.2.2 Inset Feed

Os *inset feeds* são fendas no *patch* de modo que a impedância de entrada se reduza para atingir o valor mais próximo possível de  $50 \Omega$ , a Figura 10 mostra sua localização na antena após sua inserção.

Figura 10: *Inset feed* em uma antena de microfita



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

O comprimento do *inset feed* ( $L_{if}$ ) pode ser determinado utilizando a Equação 7 proposta por Ramesh e Yip (2003) na qual é válida para valores de permissividade relativa entre  $2 \leq \epsilon_r \leq 10$ .

$$y_0 = 10^{-4} (0,001699\epsilon_r^7 + 0,13761\epsilon_r^6 - 6,1783\epsilon_r^5 + 93,187\epsilon_r^4 - 682,69\epsilon_r^3 + 2561,9\epsilon_r^2 - 4043\epsilon_r + 6697) \frac{L}{2} \quad (7)$$

A largura do *inset feed* ( $W_{if}$ ) pode ser determinada segundo Araújo e Silva (2011) como a mesma largura da linha de transmissão ( $W_{in}$ ). Já a largura do *inset feed* é determinada de modo que possua a dimensão igual a metade da largura da linha de transmissão da antena.

## 2.3 PARÂMETROS DAS ANTENAS DE MICROFITAS

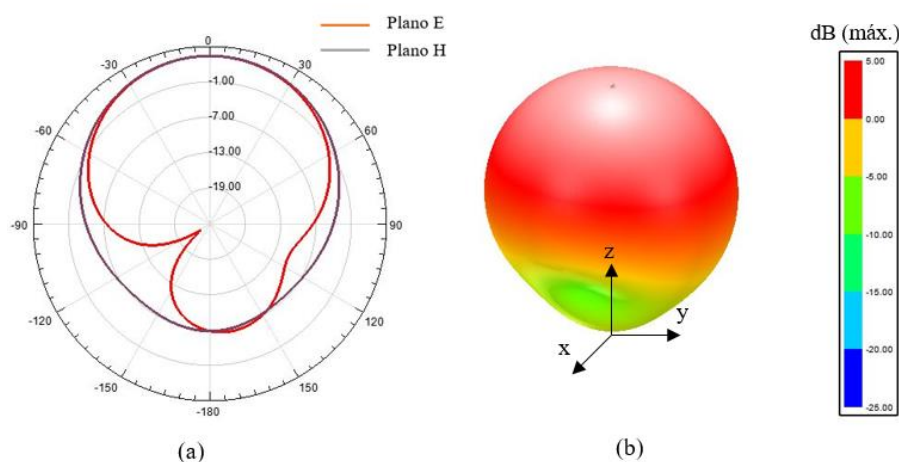
Nesta seção serão descritas as principais propriedades das antenas de microfita, como também, os parâmetros e equações essenciais para o efetivo estudo de seu desempenho e aplicabilidade.

### 2.3.1 Diagrama de Radiação

Os diagramas de irradiação são definidos como uma função ou uma representação gráfica das propriedades de irradiação de uma antena através de coordenadas espaciais (POZAR, 1995). O diagrama de irradiação mostra uma estrutura irradiante que transmite potência somente para direções acima da superfície da terra, e próximos a ela, fornecendo cobertura de uma maneira semelhante em todas as direções ao seu redor.

Os diagramas nos planos verticais e horizontais como mostra a Figura 11 necessitam ser associados à polarização da antena para os casos de polarização linear. Assim, se uma antena irradia de acordo com a polarização vertical, o diagrama de radiação corresponderá ao vetor campo elétrico e, por isso, designado por diagrama em plano E. Em consequência, para este caso, o diagrama horizontal de radiação é, analogamente, designado por diagrama em plano H, uma vez que em campos distantes, os vetores campos elétrico e magnético são mutuamente ortogonais (PIMENTEL, 2010).

Figura 11: (a) Diagrama de radiação 2D (b) Diagrama de radiação 3D

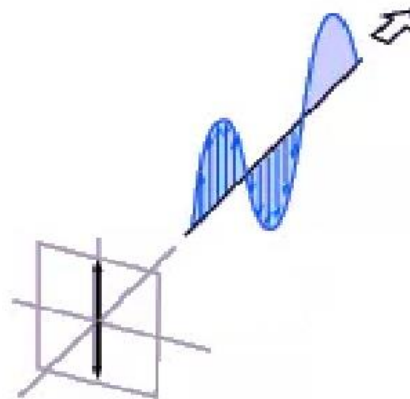


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 2.3.2 Polarização

A polarização de uma antena é definida como o plano no qual a componente elétrica ou magnética se encontra. Nas antenas de microfita a polarização se divide em linear e circular. Para a polarização linear, uma onda harmônica no tempo possui em qualquer ponto do espaço o vetor campo elétrico ou magnético uma orientação ao longo da mesma linha reta em qualquer instante de tempo como mostra a Figura 12 onde:

Figura 12: Polarização linear

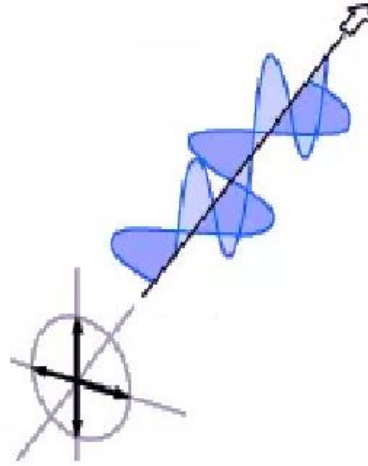


Polarização linear

Fonte: ADAPTADO DE ANDRADE (2013)

A polarização circular é definida como uma onda harmônica no tempo na qual o vetor campo elétrico ou magnético em qualquer ponto do espaço traça um círculo em função do tempo, este tipo de polarização é ilustrada na Figura 13. As antenas de microfita em geral possuem esse tipo de polarização.

Figura 13: Polarização circular



Polarização circular

Fonte: ADAPTADO ANDRADE (2013)

As diferentes geometrias dos *patches* das antenas de microfita podem gerar a polarização circular, porém as mais utilizadas na prática são com *patch* circular ou quadrado (BALANIS, 2008).

### 2.3.3 Diretividade

Uma antena isotrópica é a referência para os cálculos de diretividade, pois ela possui a distribuição de energia no espaço uniforme, possuindo assim, uma diretividade unitária. A diretividade de uma antena é definida como a razão entre a intensidade da radiação e uma dada direção e a intensidade média de radiação, ou seja, ela indica quanto de potência a antena irá enviar para determinada direção (SILVA; MOURA, 2013).

Se a direção não for especificada, a direção de intensidade máxima ou máxima diretividade é definida como:

$$D_{máx} = D_0 = \frac{U_{máx}}{U_0} = \frac{4\pi U_{máx}}{P_{rad}} \quad (8)$$

Onde:

- $D_0$  = Diretividade máxima;
- $U_{máx}$  = Intensidade máxima de radiação;
- $U_0$  = Intensidade de radiação de uma fonte isotrópica;
- $P_{máx}$  = Potência total radiada.

Na situação de campo distantes, a diretividade é um valor que depende apenas dos ângulos ( $\phi$ ) e ( $\theta$ ), com isso, traça o diagrama de diretividade que valem para qualquer região de campo distante.

### 2.3.4 Eficiência e Ganho

Para a análise da diretividade das antenas não leva em consideração as perdas ôhmicas, referentes aos materiais metálico e dielétricos não perfeitos das antenas de microfita. Essa perdas influenciam diretamente na energia inserida na entrada de uma antena e a energia radiada por ela (POZAR, 2012). Define-se a eficiência de radiação como:

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{entrada}} = \frac{P_{entrada} - P_{perdas}}{P_{entrada}} \quad (9)$$

Onde:

- $\eta_{rad}$  = Eficiência de radiação;
- $P_{entrada}$  = Potência total fornecida à antena;
- $P_{perdas}$  = Potência perdida por efeito *joule* (perdas ôhmicas)

A reflexão causada pelo descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena é outro fator que influencia na eficiência de radiação da antena, logo a eficiência de

reflexão ( $\eta_{ref}$ ) pode ser determinada através do coeficiente de reflexão da entrada dos terminais da antena ( $\Gamma$ ) dada por:

$$\eta_{ref} = 1 - \Gamma^2 \quad (10)$$

O coeficiente de reflexão pode ser determinado pela impedância de entrada da antena ( $Z_{in}$ ) e a impedância característica da linha de transmissão ( $Z_0$ ) dado por:

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (11)$$

Por fim, a eficiência total de uma antena é calculada pelo produto da eficiência de radiação e de reflexão, dada por:

$$\eta_{total} = \eta_{rad} \eta_{ref} \quad (12)$$

O ganho de potência de uma antena ( $G$ ) é definido como a potência efetiva irradiada em comparação com a antena de referência (antena isotrópica), possuindo portanto como unidade o dBi (ganho em dB em referência a antena isotrópica). Para Silva (2014) o ganho é expresso por:

$$G = D \eta_{total} \quad (13)$$

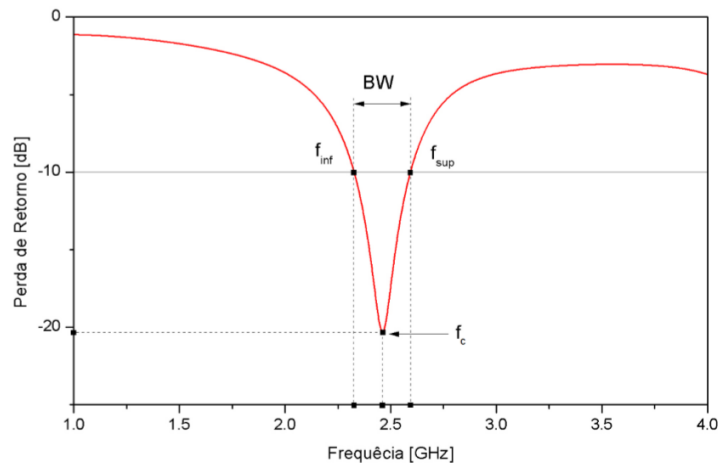
Através desta equação é possível observar que no caso de uma antena ideal, ou seja, o ganho e a diretividade são os mesmos.

### 2.3.5 Largura de Banda e Frequência de Ressonância

A largura de banda de uma antena é definida como a faixa de frequência em torno da frequência central de operação (frequência de ressonância) desta. Para a faixa estreita a largura de banda é definida em valores percentuais, as antenas de microfita possuem largura de banda em termos percentuais em torno de (2% à 5%) (BALANIS, 2008).

Se uma antena possui uma largura de banda larga, mais elevada é sua capacidade de transmitir ou receber sinais em uma grande faixa de frequência. Na Figura 14 mostra o gráfico do coeficiente de reflexão em função da frequência, na qual a frequência de ressonância ( $f_r$ ) delimita a frequência inferior ( $f_{inf}$ ) e superior ( $f_{sup}$ ) a partir de -10dB.

Figura 14: Largura de banda



Fonte: HOLANDA (2016)

A expressão para determinar a largura de banda de uma antena ( $BW - Band Width$ ) é definida por (CARNEIRO FILHO, 2010) como:

$$BW = f_{sup} - f_{inf} \quad (14)$$

Para antenas de largura estreitas, faz necessário calcular em termos percentuais, dadas por:

$$BW(\%) = \frac{f_{sup} - f_{inf}}{f_r} \times 100\% \quad (15)$$

Para as antenas de banda larga, a largura de banda é a razão entre a frequência superior pela inferior, dada por:

$$BW = \frac{f_{sup}}{f_{inf}} \quad (16)$$

A largura de banda é limitada nas antenas de microfita devido a impedância de entrada, ganho, largura de feixe, posição do lobo principal, diretividade e polarização. Entre



diversas técnicas mostrada na literatura, quando utiliza material dielétrico de baixa permissividade, aumento na espessura do substrato, redução do plano de terra pode-se aumentar a largura de banda (YARMAN,2008).

### 2.3.6 Perda de Retorno

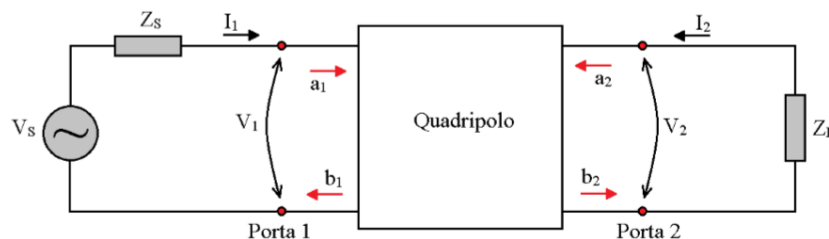
A perda de retorno (*RL – Return Loss*) é um dos principais parâmetros avaliados no projeto de antenas, pois indica a relação entre a potência de entrada e a potência refletida, pois a interconexão entre a linha de microfita e o *patch* da antena dispersa parte da energia transmitida (POZAR, 2012).

Devido a reflexão da onda, na fronteira de uma linha de transmissão o meio que contém essa onda incidente também contém a onda refletida e a superposição destas duas ondas (incidente e refletida) fornece um padrão de onda estacionária (ANDRANDE, 2014). Esse coeficiente de onda estacionária de tensão (*VSWR – Voltage Stationary Wave Ratio*) da linha de transmissão é definido como sendo a razão das amplitudes máxima e mínimas destas ondas estacionárias ao longo do comprimento da linha.

$$VSWR = \frac{V_{máx}}{V_{mín}} = \frac{I_{máx}}{I_{mín}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (17)$$

Desta forma a perda de retorno indica a proporção entre a potência incidente e a refletida que pode ser determinado através da matriz de espalhamento. Na Figura 15 mostra o modelo de quadripolo, onde  $a_1, a_2, b_1$  e  $b_2$  representam as ondas de tensão incidentes e refletidas,  $Z_s$  é a impedância da fonte geradora de sinal e  $Z_L$  a impedância de carga.

Figura 15: Quadripolo



Fonte: HOLANDA (2016)

As tensões e correntes de entradas são definidas pelas seguintes equações:

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad (18)$$

$$a_2 = \frac{V_2 + Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad (19)$$

$$b_1 = \frac{V_1 - Z_0 I_1}{2\sqrt{Z_0}} \quad (20)$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{2\sqrt{Z_0}} \quad (21)$$

Fazendo as relações lineares através da forma matricial, tem-se:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

Onde:

- $S_{11}$  = Coeficiente de reflexão da tensão na porta 1;
- $S_{12}$  = Coeficiente de reflexão da tensão no acesso 2;
- $S_{21}$  = Ganho de tensão direta do quadripolo;
- $S_{22}$  = Isolação do quadripolo.

A expressão para determinar a perda de retorno é dada pela Equação 19, na qual em termos práticos é aceitável nos valores menores que -10dB (SILVA,2014).

$$RL = -20 \log |S_{11}| \quad (23)$$

### 2.3.7 Densidade de Corrente

As correntes de superfície surgem devido as cargas livres presentes nos materiais condutores, quando estes são submetidos a um campo elétrico externo provocando uma perda de energia pelo efeito *Joule* no *patch* da antena de microfita. A densidade de corrente de superfície ( $J$ ) é descrita como a taxa de variação de corrente ( $\Delta I$ ) que atravessa uma variação de área ( $\Delta S$ ), que pode ser descrita matematicamente como:

$$J = \frac{\Delta I}{\Delta S} = \rho_v u \quad (24)$$

Onde:

- $\rho_v$  = Densidade do fluxo de cargas
- $u$  = Velocidade

Para materiais condutores a lei a densidade de corrente pode ser obtida através do produto da condutividade elétrica do material ( $\sigma$ ) pelo campo elétrico ( $E$ ), dada por:

$$J = \sigma E \quad (25)$$

### 2.3.8 Carta de Smith

A Carta de Smith é de grande importância para o projeto de antenas, pois com ela é possível obter a impedância atual da linha de transmissão utilizada no projeto, como também os compensadores reativos a serem utilizados a fim de permitir um melhor casamento de impedância entre a linha e a carga (SILVA, 2014).

A carta de Smith é trabalhada pela análise de carga no ponto em que a impedância deve ser casada, com isso, a representação das impedâncias através do coeficiente de reflexão se torna adequada para a representação gráfica da relação entre impedância da carga e seu coeficiente de reflexão (CHAN; HARTER, 2000).

A Carta de Smith é construída no interior de um círculo de raio unitário ( $\Gamma \leq 1$ ). Onde seu traçado é baseado como na seguinte Equação:

$$\Gamma = |\Gamma| \angle \theta_{\Gamma} = \Gamma_r + j\Gamma_i \quad (26)$$

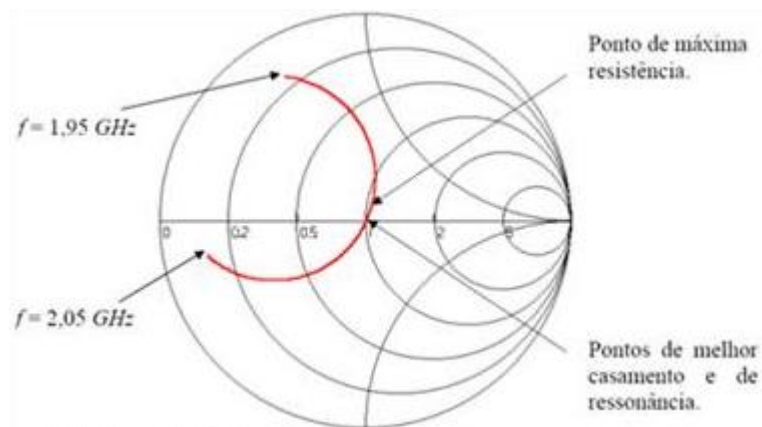
Sendo ( $\Gamma_r$ ) e ( $\Gamma_i$ ), respectivamente as partes real e imaginária do coeficiente de reflexão. Para descrever o comportamento gráfico das características resistivas e reativas, se faz necessário utilizar as seguintes equações:

$$\left[ \Gamma_r - \frac{r}{1+r} \right]^2 + \Gamma_i^2 = \left[ \frac{1}{1+r} \right]^2 \quad (27)$$

$$[\Gamma_r - 1]^2 + \left[ \Gamma_i - \frac{1}{x} \right]^2 = \left[ \frac{1}{x} \right]^2 \quad (28)$$

A resolução da Equação 26 para diferentes valores de resistência ( $r$ ), fornece um conjunto de circunferências e o comportamento gráfico dos círculos de reatância se dá pela Equação 27 para diversos valores de ( $x$ ). A sobreposição desses círculos resistivos e reativos formam a Carta de Smith como mostra a Figura 16.

Figura 16: Carta de Smith



Fonte: ADAPTADO DE SILVA (2014)

## 2.4 ESTRUTURA *PBG*

Em 1987 vários estudos sobre a tecnologia *PBG* (*Photonic Band Gap*) foram publicados, na qual o principal conceito discutido era que a banda proibida fotônica podia ser controlada através da emissão espontânea da luz.

De acordo com Oliveira (2011) as estruturas periódicas, podem operar na faixa óptica e serem constituídas de materiais dielétrico ou metálico. Essas estruturas geram bandas proibidas quando os fótons são lançados em um cristal, fazendo com que seus modos caia de forma exponencial dentro da estrutura.

O decaimento exponencial ocorre devido ao número de onda se tornar complexo, fazendo com que a luz seja fortemente atenuada em todas as direções do arranjo periódico, desta maneira pode-se projetar estrutura macroscópica para possuírem bandas proibidas (*Band Gaps*) de energia que impedem a propagação eletromagnética, denominando-se essas estruturas de *PBG* (MAIA, 2016).

Utilizando a estrutura *PBG* na faixa de micro-ondas o substrato funciona como cristal fotônico, desta forma, para uma antena os cristais fotônicos geram bandas proibidas que impedem a penetração de radiação, desta forma, a energia a ser irradiada pela antena nesta direção não será perdida, aumentando por sua vez a emissão de energia na direção desejada (BRONWN; PARKER; YABLONOVITCH, 1993). As principais vantagens de se utilizar os cristais fotônicos na faixa de micro-ondas são:

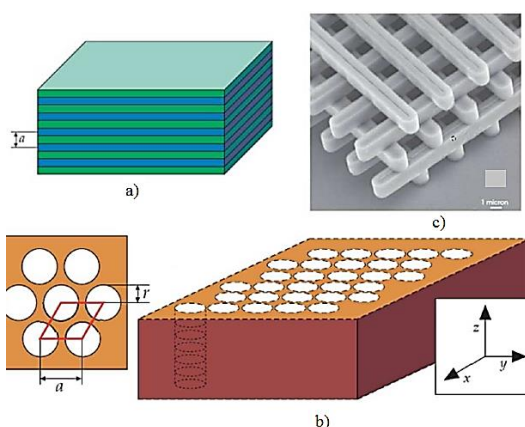
- Supressão de modos indesejados de propagação;
- Filtros;
- Polarizadores;
- Supressão de ondas superficiais;

É possível entender as propriedades dos cristais fotônicos ao fazer uma analogia aos cristais semicondutores, pois um material semicondutor se arranja em uma rede periódica bem definida, logo o potencial de um elétron que se propaga nessa estrutura é periódico. Na qual forma uma estrutura de bandas de energia, que determina se o elétron pode ter energia ou não.

Os cristais fotônicos são comparados de forma análoga aos semicondutores, na qual o potencial periódico se dar devido a rede de meios dielétricos diferentes, ao invés de átomos. Essa periodicidade de acordo com Pankiewicz (2009, p.2), é feita intercalando camadas de materiais semicondutores diferentes de espessura comparável ao comprimento de onda da luz.

Esses arranjos de camadas formam alguns casos especiais dos cristais fotônicos, que são classificados como unidimensional, bidimensional e tridimensional. No caso do cristal fotônico ser unidimensional, a periodicidade no índice de refração ocorre apenas em uma direção no espaço ver Figura 17a, para o bidimensional a periodicidade ocorre em um plano ver Figura 17b e no tridimensional a periodicidade ocorre nas três dimensões do espaço ver Figura 17c.

Figura 17: Tipos de cristais fotônicos: (a) Unidimensional – Multicamadas (b) bidimensional – rede quadrada de colunas de ar. (c) tridimensional – estrutura tipo woodpile.



Fonte: ADAPTADO DE PANKIEWICZ (2009)

Os materiais *PBG* possuem diversas aplicações, no caso para estruturas unidimensionais são bastante utilizadas para aumentar o ganho de antena de circuito impresso, pela colocação de um conjunto periódico de múltiplas camadas dielétricas sobre a antena. Para as estruturas bidimensionais também são usadas para aumentar a eficiência através do fenômeno da inibição espontânea<sup>1</sup> (JHONSON; JOANNOPOULOS, 2003). As estruturas tridimensionais são de grande aplicabilidade em microestruturas ressonantes, atuando como cavidade que reflete a radiação em todas as direções do espaço (VILLENEUVE; JOANNOPOULOS, 1998).

Os avanços na tecnologia *PBG* está intimamente ligado ao desenvolvimento e aprimoramento de materiais ópticos que permitem o controle do fóton. Assim os cristais

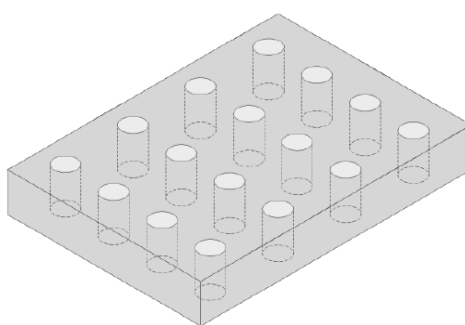
fotônicos criam uma classe de materiais caracterizados por uma modulação periódica espacial do índice de refração (O'BRIEN e PENDRY, 2002).

Um ideia falsa é dizer que as estruturas de *PBG* somente se aplica ao regime óptico (frequência em THz), pois todo o modelamento da estrutura de *PBG* é feito considerando-se o fóton como ondas eletromagnéticas propagando-se no meio. Na prática, a diferença entre estruturas *PBG* operando no regime óptico e de EBG em microondas está relacionado as dimensões e a frequência. Este fato justifica-se pela necessidade de que a interação entre o fóton e a estrutura de *PBG* exista, se existe relação entre a grandeza do comprimento de onda do fóton e as dimensões da estrutura fotônica (MAIA, 2016).

A aplicação de estruturas *PBG* em antenas tem um pré-requisito que é a periodicidade. Uma estrutura é considerada periódica quando os seus átomos, moléculas ou células se encontram dispostos regularmente no espaço. Basicamente, as estruturas são caracterizadas com um arranjo denominado célula primária. Quando essa célula primária é trasladada em todas as direções, forma-se a célula unitária do dispositivo, e da mesma forma, se a célula unitária for trasladada em todas as direções, então, tem-se a estrutura periódica.

A estrutura periódica feita por *gap* fotônico surge através de um arranjo periódico de cilindros imerso no ar, com diâmetro e espaçamento definido menor que o comprimento de onda. Na Figura 18 mostra o sistema periódico de cilindro que se intercalam o material dielétrico, na qual em determinadas frequências, provoca a retenção do sinal eletromagnético na estrutura, definindo então a banda proibida.

Figura 18: Estrutura periódica de *PBG*



Fonte: ADAPTADO DE MAIA(2016)

Os cristais fotônicos não são encontrados na natureza, logo as estruturas *PBG* podem ser obtidas a partir da construção de uma estrutura com padrões repetidos. Essa estrutura são constituídas de material dielétrico, um tipo de material que é semicondutor ou isolante, capaz

de manter uma determinada carga elétrica a um longo tempo com um mínimo de perda. Desta forma cria uma lacuna que proíbe a propagação de ondas de superfície pelo substrato dielétrico em uma faixa específica de frequência previamente determinada (ANDRADE, 2013).

Os materiais *PBG's* podem ser aplicados na faixa óptica, como também na faixa de micro ondas e ondas milimétricas onde estes também são denominados *EBG's* (*Electromagnetic Band Gap*) que podem ser aplicados em:

- Filtros: Os sinais de determinadas frequências são impedidos de se propagar;
- Antenas: No substrato de antenas planares otimiza a irradiação pelo ar, reduzindo as ondas superficiais e conseqüentemente a difração de borda;

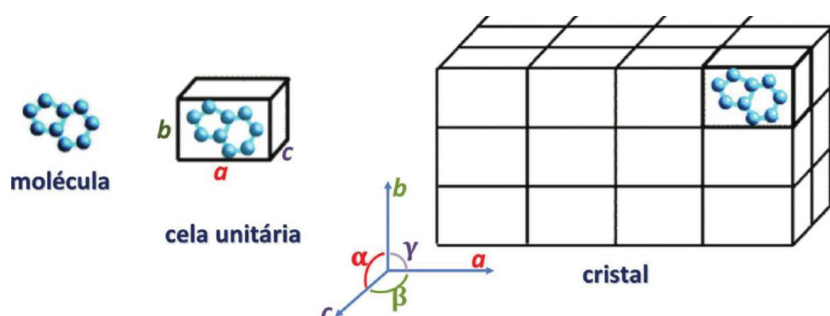
A propagação de ondas de superfície é um sério problema nas antenas de microfita, pois reduz a eficiência e o ganho da antena, limitando por sua vez a largura de banda e limitando a aplicabilidade da faixa de frequência (RADISIC et al, 1998).

### 2.4.1 Rede da estrutura de *PBG*

Para a aplicação de *PBG* em antenas de microfita é necessária uma periodicidade. E uma estrutura é definida como periódica quando seus átomos, moléculas ou células encontram-se disposto de forma regular em um espaço definido.

Qualquer estruturas são caracterizadas com um arranjo denominado célula primária. Ao transladar essa célula primária em todas as direções do espaço, forma-se a célula unitária da estrutura e transladando a célula unitária em todo espaço, têm-se uma estrutura periódica como mostra a Figura 19 .

Figura 19: Formação do cristal a partir da célula unitária



Fonte: Adaptado de CARACELLI (2011)

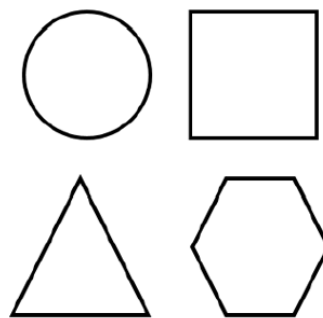


No ano de 1884 Auguste Bravais através de suas pesquisas mostrou que só possível construir 14 tipos diferentes de redes (BRADY e HUMINSTON, 1986). Qualquer alteração nas dimensões e características destas redes periódicas acarretam em alterações na propagação dos modos eletromagnéticos que atravessam a estrutura (CARDOSO, 2012).

### 2.4.2 Geometria na fabricação de *PBG*

No projeto das antenas de microfita a geometria das estruturas de *PBG* é um importante parâmetro. Vários trabalhos já desenvolvidos mostram que as principais geometria utilizadas são na forma: circular, quadrada, triangular e hexagonal como mostra a Figura 20.

Figura 20: Geometria dos furos de *PBG* mais utilizada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A geometria circular utilizada no projeto na inserção de *PBG* em antenas de microfita apresentam maior largura em comparação com a geometria quadrada utilizando a mesma quantidade de furos e área ocupada (GRUPTA, 2013). Na estrutura cilíndrica os protótipos resultaram em um maior ganho e largura de banda quando comparada com os outros tipos (AVINASH, 2011).

Algumas geometrias podem ser formadas pelos furos cilíndricos na qual pode-se citar as redes: quadrada, triangular e hexagonal como ilustra Figura 21, onde ao comparar o resultado da influência da variação do arranjo da rede, verificou-se que a rede hexagonal e triangular obteve uma largura de banda e frequência menor quando comparada com a rede quadrada (DIAS et al., 2005).

Figura 21: Geometria da rede



Fonte: DIAS (2005)

Quando os furos são preenchidos com ar, resulta-se em um dispositivo com maior contraste dielétrico e largura de banda alta para a estrutura proposta e quanto maior o valor da permissividade elétrica do material utilizado que será inserido o *PBG* ou maior o arranjo, melhor será a resposta do dispositivo ao utilizada a tecnologia *PBG* (MUKHERJEE, 2015).

### 2.4.3 Frequência em estruturas de *PBG*

É de conhecimento que as estruturas de *PBG* proíbem a propagação de ondas eletromagnéticas em uma certa faixa de frequência da banda proibida ( $f_r$ ), onde pode ser obtida pela condição de Bragg (RADISIC, 1998):

$$k = \frac{\pi}{a} \quad (29)$$

Onde,  $a$  é a constante de rede ou (*pitch*) e  $k$  é a constante de propagação, na qual uma aproximação para  $k$  pode ser:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (30)$$

Onde  $\lambda_g$  é o comprimento de onda em que a propagação é bloqueada. Na qual resulta em:

$$a \approx \frac{\lambda_g}{2} \quad (31)$$

Determinando a frequência da banda proibida tem-se:

$$f_r = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (32)$$

#### 2.4.4 Fator de preenchimento da estrutura de *PBG*

O fator de preenchimento nesse texto ( $\gamma$ ) é definido como a razão entre a área dos furos e a área total da célula unitária na qual está inserido o *PBG* e tem influência direta na banda de rejeição da frequência central (RADISIC, 1998) e pode ser determinado por:

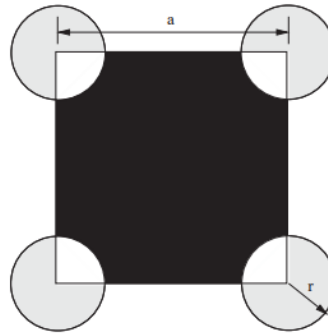
$$\gamma = \frac{A_{furo}}{A_{total.cel.}} \quad (33)$$

Para uma rede retangular com furos circular e cilíndrico, a razão de preenchimento é dada respectivamente por:

$$\gamma = \pi \left( \frac{r}{a} \right)^2 \quad (34)$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{\sqrt{3}} \left( \frac{r}{a} \right)^2 \quad (35)$$

Na qual  $r$  é o raio do furo e  $a$  é a constante da rede e esses são os principais parâmetros que influenciam no comportamento da estrutura. Na Figura 22 ilustra uma rede quadrada na qual é inserido *PBG* com geometria circular, onde, quanto menor esta razão mais o comportamento da estrutura aproxima-se de uma estrutura sem *PBG*. Para o caso limite ( $r \rightarrow 0$   $r/a \rightarrow 0$ ) nenhuma banda proibida é introduzida (OLIVEIRA, 2001). Assim, conforme o raio do círculo aumenta, a banda proibida torna-se mais pronunciada.

Figura 22: Razão de preenchimento da estrutura de *PBG*

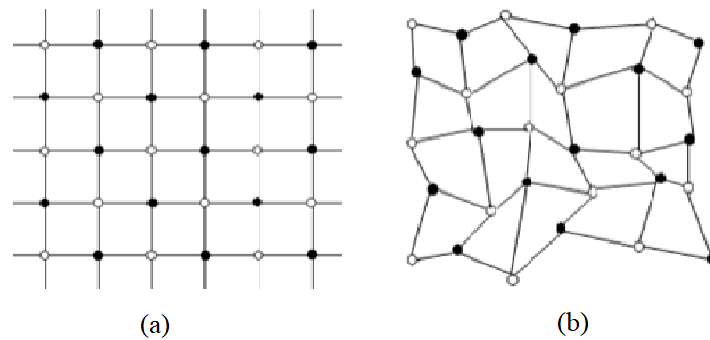
Fonte: OLIVEIRA (2001)

Fazendo uma pesquisa na literatura, Mukherjee (2015) afirma que ao mudar o raio ocorre mudanças diretas na largura de banda quando submetidas a frequências baixas. Para Mohammadi et al (2014) a distância entre os raios dos furos está diretamente relacionada com a diretividade da antena.

## 2.5 – ESTRUTURAS CRISTALINAS

Os materiais sólidos podem ser classificados em cristalinos ou amorfo. Os amorfos são definidos por não ter ao longo de sua estrutura uma periodicidade estrutural ou ordem. Já os sólidos cristalinos apresentam uma estrutura por arranjos moleculares que se repetem de forma periódica tridimensional (AZÁROFF, 1978). Na Figura 23 mostra o esquema em duas dimensões para dois tipos de redes, na qual (a) representa uma rede cristalina e (b) uma rede amorfa.

Figura 23: (a) Rede cristalina e (b) Rede amorfa



Fonte: ERDÓCIA (2011)

Clallister e Rethwisch (2009) reforçam definindo materiais cristalinos como um conjunto de átomos situados numa disposição repetitiva ou periódica de longo alcance, ou seja, possuem uma ordenação na qual se posicionam entre de modo tridimensional repetitivo.

Algumas propriedades importantes dependem do material e de como os átomos, íons e moléculas estão arranjas no espaço. Independentemente das ligações existentes entre os átomos em uma estrutura, a posição dos mesmos pode ser descrita através de uma célula unitária transladada e uma base. A célula unitária é a menor subdivisão da estrutura, é a unidade estrutural básica ou tijolo de construção da estrutura cristalina (FERREIRA,2012).

### 2.5.1 Rede Bravais

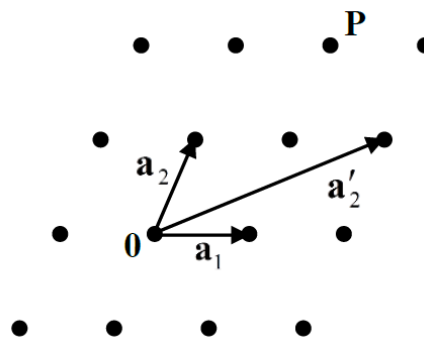
No século XIX Auguste Bravais estudou e verificou várias maneiras de se arranjar pontos geométricos de forma periódica no espaço 3D. Dando origem ao as redes Bravais que é definida como, um conjunto infinito de pontos com arranjo e orientação que parecem exatamente os mesmos quando vistos de qualquer ponto da rede (NELSON, 1986).

A rede que gera a célula unitária é obtida utilizando a combinação linear dos vetores que a compõe, descrita por:

$$\vec{R} = n_1 \cdot \vec{a} + n_2 \cdot \vec{b} + n_3 \cdot \vec{c} \quad (36)$$

Na qual  $\{n_1, n_2, n_3 \in \mathbb{Z}\}$ . Em decorrência da definição, cada vetor da rede, está associado a uma operação de simetria de translação,  $T_R$ , que leva a rede nela mesma. Os vetores são  $a_i$  chamados de vetores primitivos da rede. Para uma dada rede, a escolha dos vetores primitivos não é única, como ilustrado na Figura 24. Na qual observa-se uma rede bidimensional e que qualquer ponto da rede pode ser alcançado a partir da origem.

Figura 24: Rede bidimensional



Fonte: NELSON (1986)

Existe também outra operação de simetria, conhecida como simetria pontuais. Na qual essa simetria é definida como rotação em torno dos eixos, reflexões com respeito a planos e inversões com relação a pontos que deixam ao menos um ponto da rede invariante (NELSON, 1986).

Toda simetria que leva a rede nela mesma é necessariamente de um dos três seguintes tipos:

- Translação de todos os pontos por um vetor de rede;
- Operação de simetria pontual (rotação, reflexão ou inversão) que deixa pelo menos um ponto da rede fixo;
- Operações construídas a parti de aplicações sucessivas das opções anteriores.

De forma geral, os sólidos, formam estruturas tridimensionais, para uma melhor visualização das propriedades no caso das redes Bravais no espaço, algumas definições são importantes, como (ERDÓCIA, 2011)

- Número de coordenação: pontos da rede que estão mais próximos a um ponto qualquer;
- Célula unitária primitiva: Volume do espaço que, quando transladado através dos vetores da rede, preenchem todo o espaço sem se superporem;

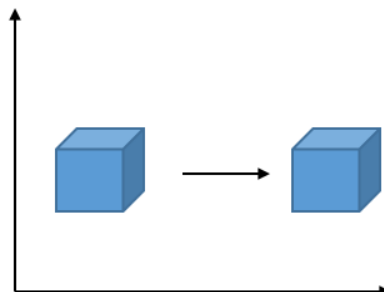
## 2.5.2 Operação de simetria: grupos pontuais e grupos especiais

As operações de simetria são transformações capazes de retornar uma geometria para as condições equivalentes às do início, sendo assim a mais fundamental propriedade do estado cristalino.

Um grupo pontual pode ser definido como um conjunto de elementos de simetria n qual o ponto permanece fixo sob todas as operações de simetria. As principais operações de simetria fundamentais são (GLUSKER; TRUEBLOOD, 1985).

- Translação: Essa simetria é conhecida também como simetria de coincidência, em uma translação tudo é movido pela mesma distância e na mesma direção, deslocando cada ponto pela mesma quantidade e pode ser feita com qualquer quantidade, ou seja, não é restrita aos números inteiros e a quantidade pode ser cima/baixo e para esquerda/direita. Como mostra a Figura 25.

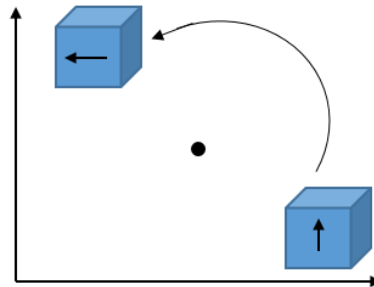
Figura 25: Translação



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

- Rotação: Conhecida também como simetria rotatória ou cíclica. Onde tudo gira a mesma quantidade em torno de um eixo fixo, o qual é chamado de centro de rotação como mostra na Figura 26.

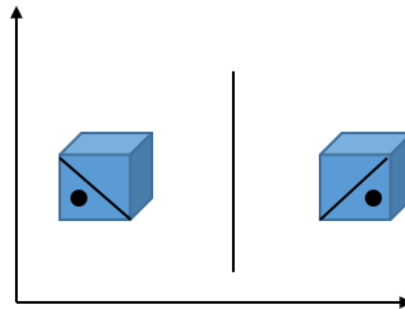
Figura 26: Rotação



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

- Reflexão: Essa simetria ocorre através de uma reta chamada eixo. O ponto original e seu correspondente na reflexão tem a mesma distância em relação ao eixo. Como mostra a Figura 27.

Figura 27: reflexão



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

As operações de rotação e reflexão são denominadas operações pontuais, daí define-se o grupos cristalográficos pontuais, ou classe do cristal como sendo o conjunto de simetria que não realizam operação de translação, pois são executados deixando um ponto do cristal fixo (ERDÓCIA, 2011)



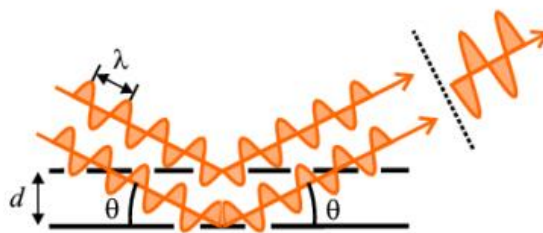
### 2.5.3 Difração de BRAGG

Em 1913 W. H. Bragg devido a forma cristalina de alguns materiais, quando submetidos a incidência de um comprimento de onda incidente definido, são observados picos intensos de radiação espalhada.

Desta forma, Bragg propôs que um cristal definido por uma rede de íons dispostos em planos paralelos, como ilustrado na Figura 28 na qual a difração por um cristal ocorre através de um ângulo incidente ( $\theta$ ) com a superfície separada a uma distância ( $d$ ) entre dois planos paralelos, e devem apresentar condições necessárias para obter um pico de intensidade acentuada para a radiação espalhada, essas condições são (CULLITY, 1978).

- As ondas incidentes devem ser refletidas por íons em qualquer plano através do ângulo de incidência igual ao da reflexão;
- Que os raios refletidos por sucessivos planos devam se interferir de maneira construtiva;

Figura 28: Difração da onda



Fonte: QUEIROZ; KUROSAWA E BARRETO (2017)

Para que os raios incidentes interfiram de maneira construtiva, a diferença de caminho pode ser expressa em função de um número inteiro do comprimento de onda, como mostra a equação de Bragg:

$$2d_{hkl}\sin(\theta) = n\lambda \quad (37)$$

A razão dada por  $(\lambda)$  é obtida pela própria equação de Bragg, nela é possível atribuir os índices  $(hkl)$  para os fictícios planos definido por  $(hkl)$ . Em termos práticos, pode-se omitir a ordem  $(n)$  na equação, na qual pode ser reescrita como (ERDÓCIA, 2011).

$$\lambda = 2d \sin(\theta_{hkl}) \quad (38)$$

A equação de Bragg estabelece as condições necessária, mas não suficiente para a existência de uma dada reflexão, sem fazer referência a sua intensidade. Os fatores que determinam as intensidades dos picos de difração são (CULLITY, 1978):

- Fator de estrutura e fator de empacotamento atômico: Os tipos de átomos que constituem o cristal e seu arranjo na célula unitária influenciam diretamente na intensidade dos feixes difratados;
- Fator de multiplicidade: Que leva em consideração a proporção relativa do plano cristalino contribuindo para a reflexão;
- Fator de polarização: Na qual provém do espalhamento não polarizada que está relacionado com a incidência da onda;
- Fator de temperatura: Leva em conta o aumento da vibração dos átomos com a temperatura, causando expansão da célula unitária e alterando os valores de intensidade dos picos de difração e aumentando a radiação de fundo (*background*), na qual depende diretamente do material, do comprimento de onda e o ângulo de difração.

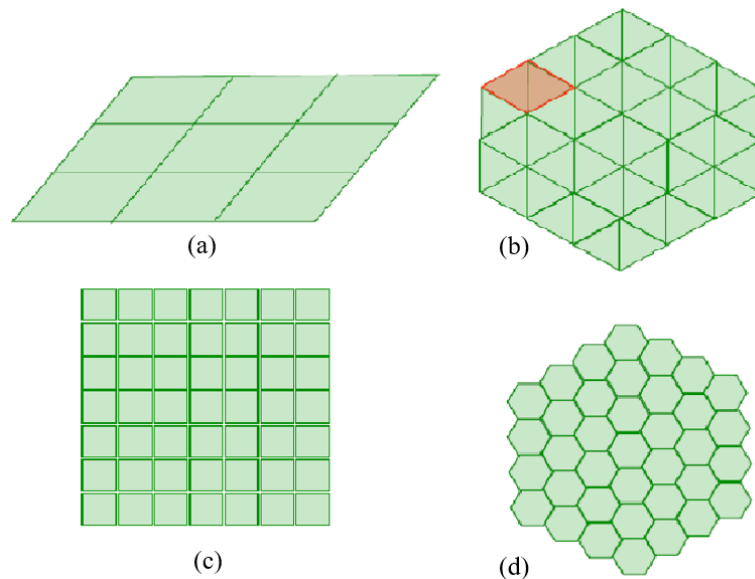
## 2.6 ESTRUTURA PERIÓDICA OU REDE CRISTALINA

Toda estrutura cristalina é formada por um conjunto de pontos homogeneamente distribuídos no espaço e mutuamente equivalente entre si, formando as redes cristalinas. Para definir essa rede, considera a cada ponto da rede, uma forma geométrica idêntica, com elementos de dimensões finitas que formam uma base (OPPENHEIM, 2017).

Esta rede cristalina, exerce a natureza periódica de longo alcance, ou seja, os cristais são estruturas extensas com simetria de translação. Esta periodicidade à escala microscópica, foi estudada por difração de Raio-X por W. Bragg e L. Bragg.

Quando ocorre a periodicidade translacional em uma rede cristalina, gera um conjunto infinito de pontos homogeneamente distribuídos no espaço, ou seja, um conjunto finito de pontos onde todos são mutualmente equivalentes. Essas condições são realizadas quando as ordens dos eixos de simetria de rotação precisam ser restritos a 2, 3, 4 e 6 como mostra a Figura 29 (OPPENHEIM, 2017).

Figura 29: (a) Eixo de rotação 2 (b) Eixo de rotação 3 (c) eixo de rotação 4 e (d) eixo de rotação 6



Fonte: Adaptado de OPPENHEIM (2017)

Normalmente unir-se os pontos da rede com segmentos de reta para definir uma repetição de figuras geométricas no espaço, utilizando as simetrias permitidas por cada geometria geram figuras que são preenchidas em todo o espaço de forma homogênea.

### 2.6.1 Estrutura periódica de EBG/PBG no substrato de antenas de microfita

Para Maia (2016) seus estudos revelaram que o arranjo periódico de cilindros preenchidos com ar na forma de EBG/PBG nas antenas de microfita no substrato deslocam a frequência de ressonância, pois altera o valor da permissividade efetiva do material, onde fisicamente altera as dimensões das antenas. A Figura 30 ilustra o arranjo periódico de PBG utilizado no substrato da antena de microfita.

Figura 30: Arranjo periódico de *PBG* no substrato da antena de microfita

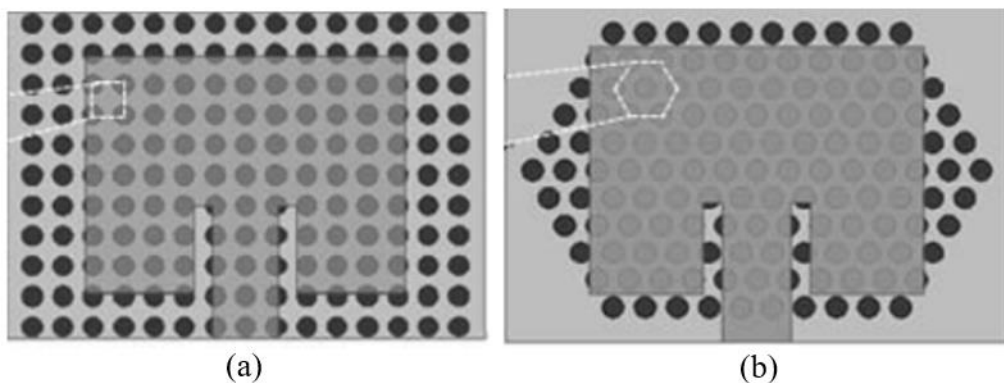


Fonte: MAIA (2016).

A utilização de EBG/*PBG* com arranjo periódico em antenas de microfita, apresentam comportamentos de multibandas, ou seja, cria a possibilidade de aplicar em outras faixas de frequências específicas acarretando também melhorias como: aumento do ganho total e a redução de correntes de superfície que causam o efeito de bordas (MAIA, 2016).

Para Pereira (2016) ao alterar a simetria de *PBG* utilizado no substrato da antena de microfita provocam alterações satisfatória em relação a largura de banda e coeficiente de reflexão. As configurações desse estudo é ilustrado na Figura 31.

Figura 31: (a) geometria quadrada (b) geometria hexagonal



Fonte: PEREIRA (2016)

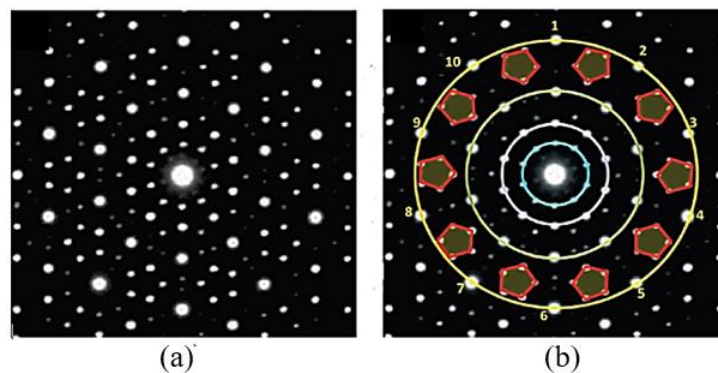
## 2.7 GEOMETRIA QUASE PERIÓDICA

O uso de interferências ópticas para melhorar o desempenho do dispositivo é uma das ferramentas mais importantes na óptica moderna (CARTER e WOLF, 1975). As estruturas periódicas são usadas para aplicações baseadas em interferência eletromagnéticas, principalmente porque não foi amplamente reconhecido que estruturas aperiódicas, como quasicristais, também podem fornecer funcionalidades semelhantes. Isto é, particularmente relevante porque a grande variedade de estruturas aperiódicas, quando comparadas com suas homólogos periódicos, podem adicionar flexibilidade e riqueza significativas.

Verificou-se através da literatura que as estruturas aperiódicas podem ser classificadas em dois grupos: quasicristais (grupo 1) e todas as outras estruturas aperiódicas (grupo 2), assim os quasicristais representam uma classe especial de estruturas aperiódicas determinísticas. (VARDENY; NAHATA e AGRAWAL, 2013).

Em abril de 1982 o químico israelense Daniel Shechtman utilizando microscopia eletrônica em uma liga, observou um padrão de difração com 10 pontos brilhantes de mesma distância, simbolizando um padrão de simetria de ordem 10, como mostra a Figura 32.

Figura 32: (a) padrão de difração obtido da liga (b) marcação dos 10 pontos concêntricos, mostrando uma simetria.



Fonte: CARACELLI (2011)

A surpreendente descoberta de quasicristais por Shechtman, mostrou uma difração de raios X acentuada padrão de simetria rotacional de dez vezes, fazendo com que cristalógrafos e os teóricos em simetria ficasse completamente intrigados com a nova descoberta.

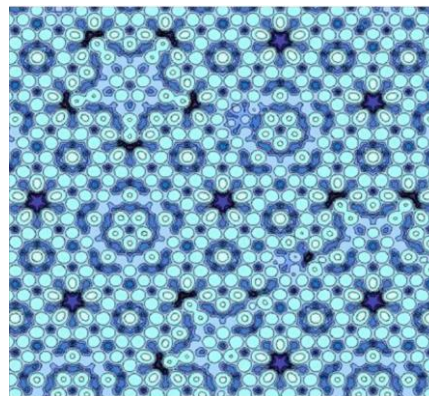
A análise teórica elevou o nível científico e estabeleceu a base de o novo campo dos "quasicristalinos", que revolucionou o estado sólido da física. Conseqüentemente, o Prêmio Nobel de Química 2011 foi concedido a Shechtman pela descoberta de quasicristais e sua análise teórica.

Embora as estruturas aperiódicas em geral não tenham simetria, os padrões de difração de raios-X dos quasicristais podem ser tão simétricos quanto os periódicos. A razão para Essa capacidade de difração "surpreendente" é que os quasicristais possuem ordem de longo alcance.

Daí, a afirmação de que uma estrutura possui uma ordem de longo alcance é equivalente a dizer pode ser usado para descrever as propriedades de interferência óptica da estrutura que pode ser controlados por modificando a estrutura geométrica (VARDENY; NAHATA e AGRAWAL, 2013).

De acordo com OPPENHEIM (2017) um quasicristal é um sólido que apresenta ordenamento de longo alcance, porém não possui periodicidade translacional. Na Figura 33 mostra o modelo atômico de um quasicristal de uma liga.

Figura 33: Modelo atômico de um quasicristal



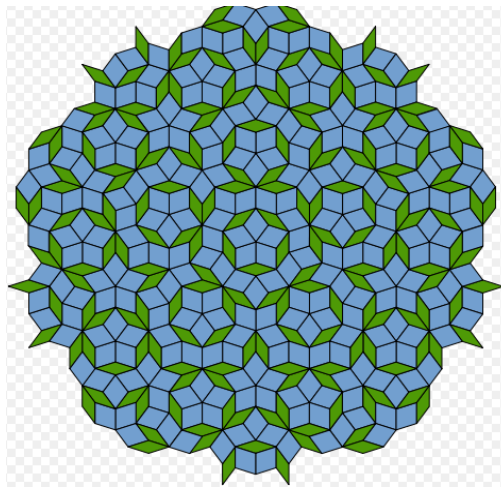
Fonte: OPPENHEIM (2017)

A estrutura de Penrose é considerada como quase periódica desta forma, faz necessário entender a sua geometria e seus efeitos com a onda eletromagnética.

### 2.7.1 Estruturas de Penrose

Na década de 1970 o matemático e físico Roger Penrose construiu um exemplo quase periódico chamado de Telha de Penrose. A quase periodicidade do seu protótipo implica que uma cópia deslocada de uma telha nunca corresponderá ao original, logo a Telha de Penrose pode ser construída de modo a exibir simetria de reflexão e simetria de rotação cinco vezes como mostra a Figura 34.

Figura 34: Estrutura de Penrose



Fonte: GUMMELT (1996)

Para Roger Penrose, as principais características de sua estrutura são:

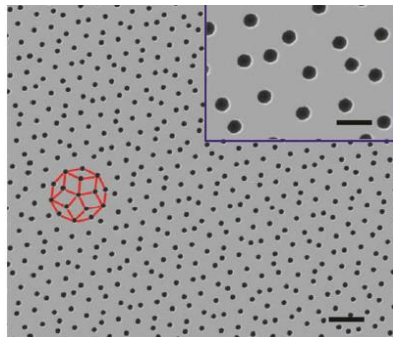
- Não é periódica, logo não possui qualquer simetria de tradução, ou seja, a invariância translacional implica que, pelo menos em uma direção, o objeto é infinito, para qualquer ponto e esse conjunto de ponto tem a mesma propriedade formando um conjunto discreto infinito;
- É definido como auto similar, logo os mesmos padrões ocorrem em escalas maiores e menores;
- É um quase cristal, implica que seu difractograma revela tanto a simetria cinco vezes quanto a ordem de longo alcance subjacente.

A utilização de estrutura quase periódica no controle de emissão de ondas eletromagnéticas é possível através da reflexão de Bragg, onde essa estrutura mostra vários

picos de reflexão que podem facilmente induzir uma boa distribuição da onda eletromagnética (KOSTOVSKI; STODDART e MITCHELL, 2014).

Nas pesquisas de Jia et all (2017) verificou que a utilização de estruturas quase periódicas aplicada em fibras ópticas, mostraram uma alta sensibilidade combinada com múltiplos modos de transmissão que tornaram uma alternativa viável para interação como fibras ópticas na detecção plasmáticas. A Figura 35 mostra a geometria quase periódica de Penrose utilizada nesse estudo.

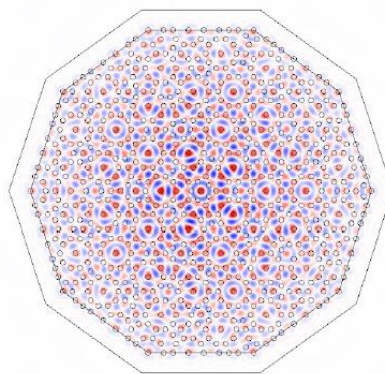
Figura 35: Geometria quase periódica



Fonte: JIA et all (2017)

Para Ronzani et all (2013) ao realizar um estudo sobre o ressonador ótico baseado em padrões quase periódicos, verificou que o design da estrutura produz um efeito distribuído do campo elétrico produzindo modos fotônicos na qual obteve um aumento significativo da largura de banda da emissão central, na Figura 36 ilustra o comportamento do campo elétrico no ressonador.

Figura 36: Comportamento do campo elétrico no ressonador

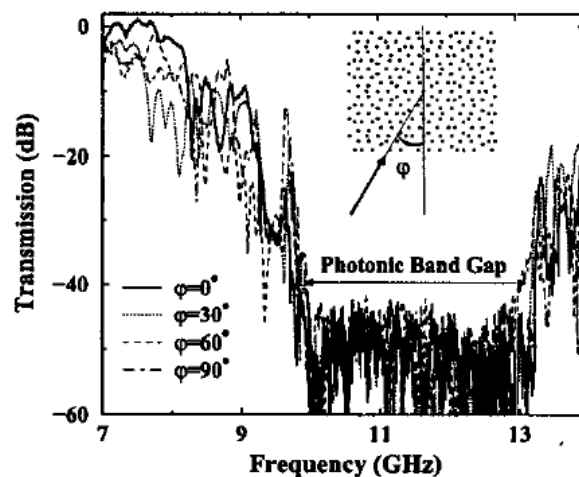


Fonte: RONZANI et all (2013)



A utilização de cristais fotônicos modificado com estrutura quase periódica permite uma modulação do índice refrativo, surgindo por consequência bandas proibidas dentro de uma certa faixa de frequência. Ao estudar o comportamento da estrutura de Penrose ao incidir a onda eletromagnética, mostra-se uma atenuação muito forte pra a faixa de 9,9 a 13,2 GHz para várias incidência de ângulo como ilustra a Figura 37 a seguir. (BAYINDIR at all, 2001).

Figura 37: Transmissão para uma faixa de frequência na estrutura de Penrose



Fonte: BAYINDIR at all (2001).

Para Bayindir at all (2001) a onda eletromagnética não pode se propagar dentro de um certo intervalo de frequência na estrutura de Penrose, logo ao se utilizar esse estrutura em diferentes configurações é possível conseguir efeitos diferentes na transmissão em um certo intervalo de frequência.

### 2.7.2 A influência óptica em estruturas quase periódicas

A física por trás dos sistemas periódicos é importante, pois resulta em vários fenômenos que governam o transporte de ondas eletromagnéticas. Porém, os desvios da periodicidade podem resultar em maior complexidade e dar origem a uma série efeitos que podem contribuir para uma aplicação desejada (VARDENY; NAHATA E AGRAWALL, 2013).

Vardeny, Nahata e Agrawall (2013) ainda reforça, que uma classe de estruturas feitos de blocos de construção que são organizados usando padrões bem desenhados, mas que não possuem simetria de tradução, são denominados quase periódicos.

No entanto, estas estruturas, que se situam entre estruturas periódicas e desordenadas, ainda apresentam padrões de difração acentuada que influenciam na interferência de onda resultante da sua ordem de longo alcance.

Para melhorar o uso dos dispositivos no que tange a área da óptica moderna é necessário o uso de interferências ópticas. Os principais exemplos que incluem cristais fotônicos são (JOANNOPOULOS; MEADE e WINN, 1995):

- Laser em ressoadores;
- Transmissão através de metal perfurado;
- Aprimoramento em retrodifusão.

Normalmente estruturas periódicas são utilizadas para aplicações que são baseadas em interferências, pois o reconhecimento das estruturas quase periódicas não foi ainda amplamente reconhecido. No entanto, a utilização dos quase cristais, podem fornecer funcionalidades semelhantes ou até mesmo superiores aos periódicos, isto é, podem adicionar flexibilidade e riqueza significativas quando é adicionado junto com engenharia à resposta óptica (STEURER e SUTTER-WIDMER, 2007).

Como as estruturas quase periódicas em geral não possuem simetria de tradução (JANOT, 1994). Os padrões de difração de raios-X dos quase cristais podem ser tão surpreendentes quantos os periódicos. A razão para essa capacidade de difração surpreendente é que os quase cristais possuem ordem de longo alcance. Como mostra o fator de estrutura  $F(k)$  de um objeto é a transformada de Fourier da sua estrutura geométrica no espaço real, logo  $F(k)$  contém um somatório sobre as posições atômicas  $R_n$  de modo que:

$$F(k) = \lim_{N \rightarrow \infty} N^{-1} \sum_{R_n} \exp(ik \cdot R_n) \quad (39)$$

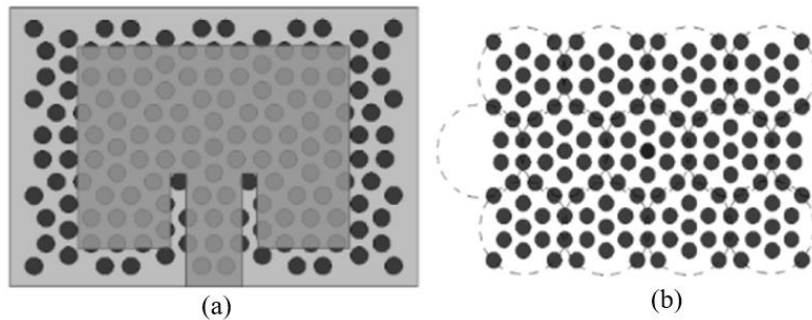
Daí, surge a afirmação de que uma estrutura possui uma ordem de longo alcance é equivalente dizer que o  $F(k)$  contém componentes discretos de Fourier  $F(i)$ , referidos como vetores recíprocos de  $R_n$ , que podem ser usados para descrever as propriedades de interferência óptica da estrutura (SHECHTMAN et al, 1984).

### 2.7.3 Estruturas quase periódica aplicadas em antenas de microfita

Pereira (2015) afirma que o efeito do uso de *PBG* em substrato em antenas de microfita disposto de maneira quase periódica como mostra a Figura 38, modifica os seguintes parâmetros de radiação da antena:

- Coeficiente de reflexão;
- Ganho total;
- Distribuição de campo elétrico no substrato;
- Largura de banda fracionada.

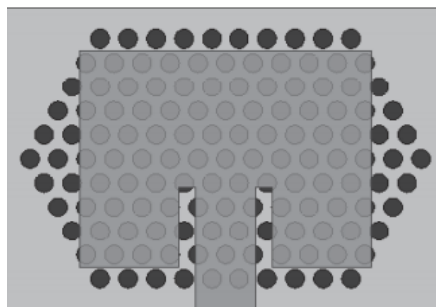
Figura 38: (a) Estrutura quase periódica no substrato da antena (b) Arranjo quase periódico utilizado



Fonte: PEREIRA (2015)

Outro modelo proposto por Pereira (2015) promove otimização na fase de projeto e simulação, pois ao aplicar a técnica de *PBG* ao substrato da antena de microfita com distribuição dos furos quase periódicos como mostra a Figura 39, permitiu o aproveitamento de características e utilização da segunda banda de ressonância em antenas de microfita.

Figura 39: Antena com estrutura *PBG* quase periódica



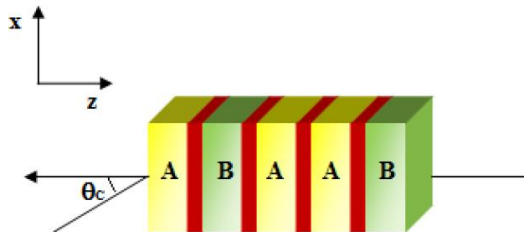
Fonte: PEREIRA (2015)

As sequências quase periódicas tem sido objeto de estudo em várias áreas da ciência. Uma sequência quase periódica bastante utilizada na literatura é a de Leonardo Pisano ou Leonardo de Pisa (1170-1250), também conhecido como Fibonacci. Onde a estrutura é então construída a partir da justaposição de dois blocos A e B de maneira que o n-ésimo estágio,  $S_n$ . Seja obtido por:  $S_n = S_{n-1}S_{n-2}$  para  $n$  maior ou igual a 2 com  $S_n = B$  e  $S_1 = A$ . (SILVA, 2016) Dessa forma temos:

$$S_0 = [B]; S_1 = [A]; S_2 = [AB]; S_3 = [ABA]; S_4 = [ABAAB]; \dots \quad (40)$$

A geometria do sistema de multicamadas a partir de um quasicristal fotônico é ilustrado na Figura 40, na qual através de um estudo realizado por Silva (2016) verificou o surgimento de características de espalhamento de Bragg e a presença de um comportamento de auto-similaridade, característica importante no estudo de fractais.

Figura 40: Multicamadas de um quasicristal fotônico



Fonte: SILVA, (2016)

Será realizado neste trabalho a configuração de Penrose aplicado como *PBG* em antenas de microfita para analisar seu efeito nas características de radiação da antena.

### 3.0 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo apresenta o desenvolvimento das antenas de microfita, onde se tem inicialmente o projeto computacional que foram realizadas as simulações. Em seguida o projeto experimental, que mostra os processos para construção dos dispositivos.

Considera-se para o projeto da antena de microfita o *patch* retangular na frequência de operação de 2,45 GHz. O *patch* e o plano de terra foram modelados considerado como material PEC (*Perfect Electric Conductor*), a alimentação pela modelagem por linha de microfita com a mesma espessura do *patch* e *insetfeed* calculado para uma impedância característica de  $50\Omega$  com permissividade do material de 4,56 e altura do substrato de 1,54 mm..

#### 3.1 PROJETO COMPUTACIONAL

Com base nas equações para o dimensionamento da antena de microfita, comentado nos capítulos anteriores. Todo o dimensionamento foi elaborado utilizando o FORTRAN, onde são obtidos os valores físicos para a simulação dos dispositivos.

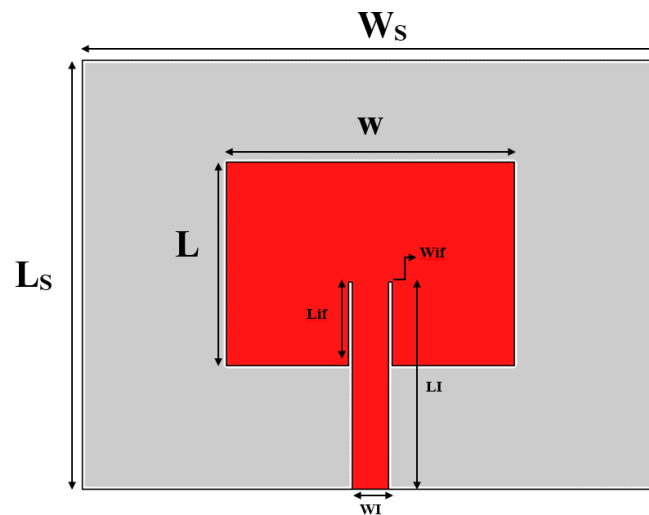
Para analisar os parâmetros de radiação da antena de microfita, as simulações foram feitas utilizando o programa ANSYS HFSS®, na qual se baseia-se no método dos elementos finitos.

Inicialmente foi projetada uma antena com estrutura de EBG/PBG de geometria cilíndrica, com ordenamento quase periódico tomando como base a estrutura de Penrose aplicado no substrato, *patch* e plano de terra da antena de microfita para analisar seu comportamento no que diz respeito aos parâmetros de radiação.

### 3.2 DIMENSÕES DA ANTENA DE MICROFITA

A antena de microfita utilizada neste trabalho possui as seguintes medidas com mostra a Figura 41. Onde  $W$  é a largura do *patch*,  $L$  é o comprimento do *patch*.  $W_s$  e  $L_s$  são respectivamente a largura e comprimento do substrato,  $W_{if}$  e  $L_{if}$  são respectivamente a largura e comprimento do *insetfeed* e por fim,  $W_I$  e  $L_I$  são respectivamente a largura e comprimento da linha de microfita.

Figura 41: Medidas da antena de microfita



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 2 ilustra as dimensões em *mm* calculadas utilizando o programa *FORTRAN*. Que realizou o modelamentos das equações descritas nos capítulos anteriores

Tabela 2: Dimensões da antena de microfita

Dimensão	Medidas ( <i>mm</i> )
L	28,05
LI	15,137
h	1,54
Ls	47,807
W	36,56
Ws	45,8
WI	2,2583
Lif	8,8572
Wif	0,45166

---

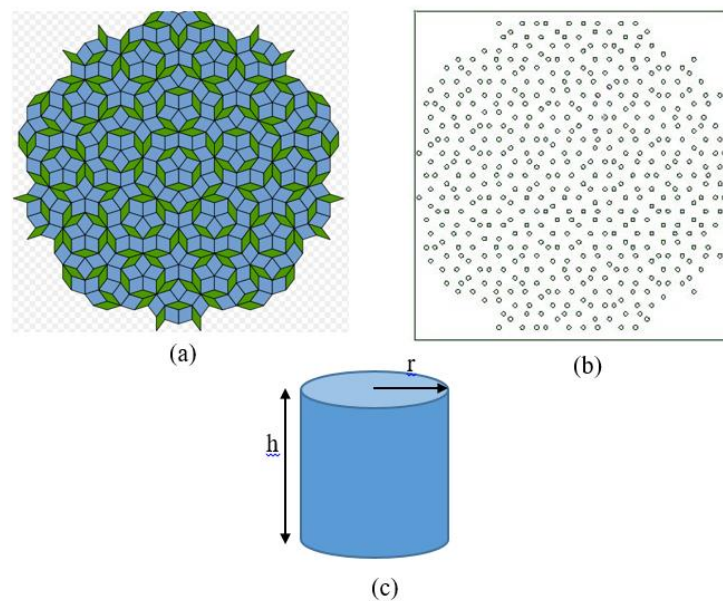
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A partir da teoria sobre EBG/PBG e das informações sobre arranjo quase periódicos descritas anteriormente, foram configurados dispositivos de modo que as dimensões dos *Patches*, substratos e plano de terra são mantidos constantes, ocorrendo apenas a variação da estrutura de EBG/PBG no substrato, *patch* e plano de terra.

### 3.3 ESTRUTURA DE EBG/PBG QUASE PERIÓDICA NO `PATCH

Neste trabalho o foi criando o arranjo quase periódico da estrutura de Penrose com geometria cilíndrica de raio ( $r$ ) e altura igual ao do *patch* ( $h$ ). Como Ilustra a Figura 42.

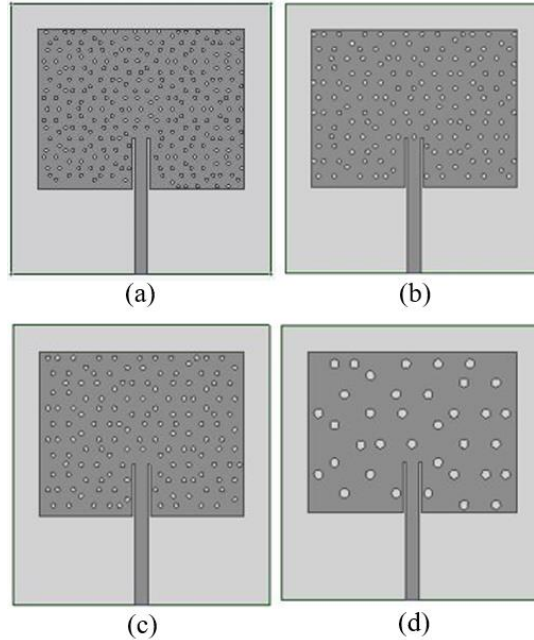
Figura 42: (a) Estrutura de Penrose (b) EBG/PBG da estrutura de Penrose (c) Geometria do EBG/PBG



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

O arranjo da estrutura quase periódica de Penrose de EBG/PBG é inserido sobre o *patch* da antena de microfita, onde retirou qualquer furo que ficasse fora das dimensões do *patch* como mostra a Figura 43.

Figura 43: Antenas com arranjo quase periódico de Penrose no *patch* da antena com raio de (a) 0,6 mm (b) 0,8 mm (c) 1,2 mm e (d) 1,6 mm



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 3, mostra a variação do raio utilizado e quantidade de furos que ficaram sobre o *patch* em cada variação da antena de microfita.

Tabela 3: Variação do raio utilizado e quantidade de furos do arranjo quase periódico de EBG/PBG no *patch* da antena de microfita

Raio (mm)	Quantidade de furos
0,6	391
0,8	234
1,2	221
1,6	44

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

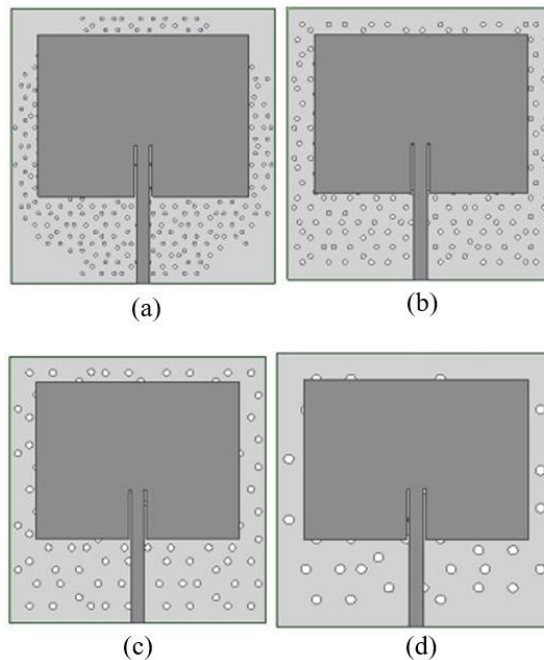
Como a estrutura de EBG/PBG fica somente sobre o *patch* da antena de microfita, considerou a altura igual ao do *patch*. Tal técnica utilizada será comentada mais adiante no processo de fabricação.



### 3.5 ESTRUTURA DE EBG/PBG NO PLANO DE TERRA

O arranjo da estrutura quase periódica de Penrose de EBG/PBG é inserido sobre o plano de terra da antena de microfita, considerando a altura o EBG/PBG igual ao do plano de terra como ilustra a Figura 44.

Figura 44: Antenas com arranjo quase periódico de Penrose no *patch* da antena com raio de (a) 0,6 mm (b) 0,8 mm (c) 1,2 mm e (d) 1,6 mm



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 4, mostra a variação do raio utilizado e quantidade de furos que ficaram sobre o plano de terra em cada variação da antena de microfita.

Tabela 4: Variação do raio utilizado e quantidade de furos

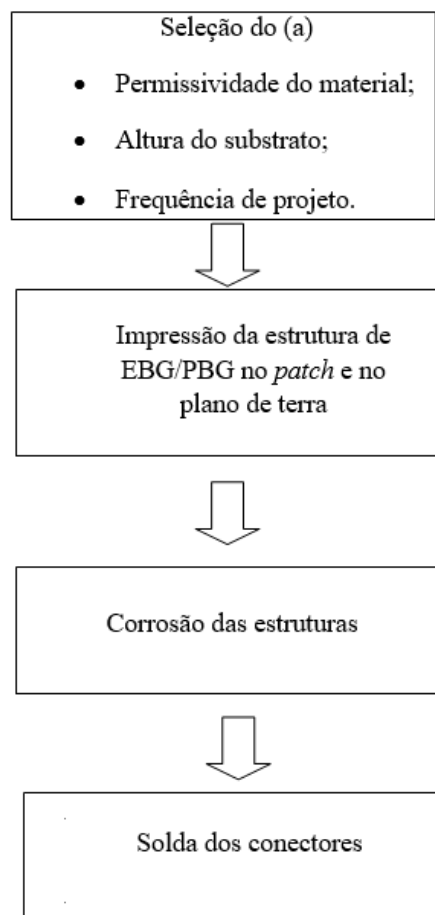
Raio (mm)	Quantidade de furos
0,6	694
0,8	439
1,2	222
1,6	106

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 3.6 PROJETO EXPERIMENTAL

Nesta etapa trata-se dos procedimentos experimentais executados para o estudo dos dispositivos projetados e simulados anteriormente. A Figura 45 mostra como foi a metodologia utilizada nesta etapa, na qual é detalhada posteriormente.

Figura 45: Fluxograma do procedimento experimental



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 3.6.1 Seleção do tipo de antena

Para a construção dos dispositivos foi utilizado placa de FR4 RT/Duroid com altura fixa de 1,54 mm como substrato na qual vem preenchido tanto na parte superior quanto na inferior por uma fina camada de cobre que será usada como material para o *patch* e plano de terra como mostra a Figura 46.

Figura 46: Placa de FR4 RT/Duroid

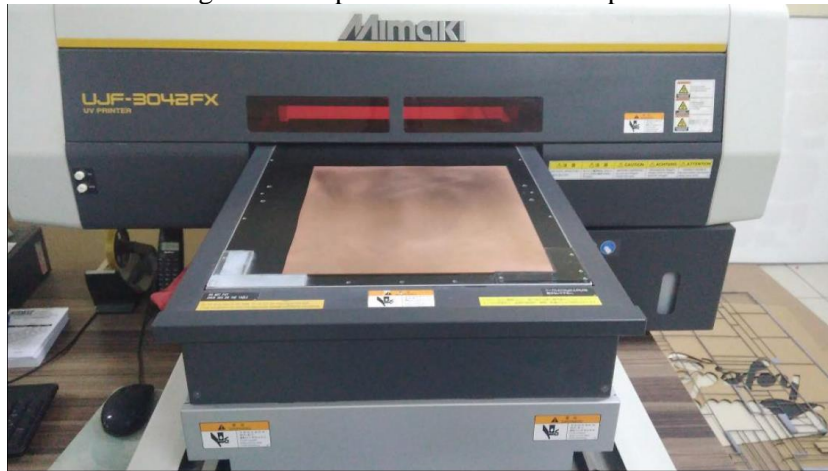


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 3.6.2 Impressão da estrutura de EBG/PBG quase periódica e da antena de microfita

Para realizar a impressão sobre a placa de RT Duroid, foi necessário exportar o desenho da estrutura de EBG/PBG quase periódica e da antena de microfita para o formato .dwg, na qual em uma gráfica na cidade de Mossoró-RN realizou-se uma pintura sobre o cobre com alta precisão em detalhes tanto para os furos quanto para o *insetfeed* da antena de microfita, fazendo com que a placa no processo de corrosão deixasse as estruturas com as dimensões que foram colocadas na simulação. Na Figura 47 mostra a impressão da placa de FR4 na impressora de circuito impresso.

Figura 47: Impressão das antenas na placa



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 3.6.3 Corrosão das estruturas

Para retirar a camada metálica das placas de FR4 RT/Duroid que não fazem parte da estrutura da antena, utiliza-se por meio de imersão em uma solução química de Percloro de Ferro ( $\text{FeCl}_3$ ) por alguns minutos. A tinta que revestiu a parte metálica utilizada no processo de impressão não reage com a substância, desta forma o processo de corrosão só ocorre nas partes metálicas onde não foram impressas como mostra a Figura 48.

Figura 48: Processo de corrosão



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 3.6.4 Solda dos conectores

Nesta última etapa do processo de fabricação, foram realizadas as soldas dos conectores SMA do tipo fêmea reto para P.C.I. de 4 pinos de frequência, como mostra a Figura 49.

Figura 49: Conectores SMA



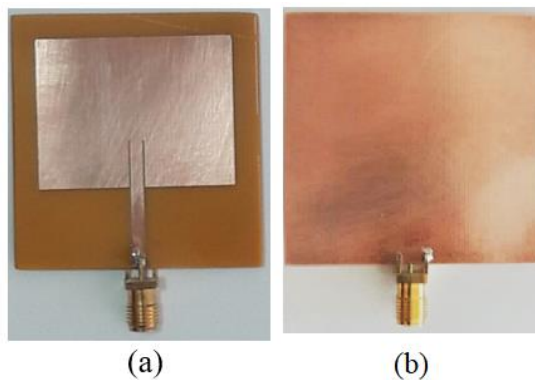
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Deste modo, após a fixação dos conectores, os dispositivos estão aptos para a conexão no analisador de redes vetoriais e assim realizar as medições necessárias para cada antena.

### 3.6.5 Antenas construídas

Como resultado final de todos os processos anteriores a Figura 50 ilustra a antena padrão que servirá como análise para avaliar o comportamento dos parâmetros de radiação ao inserir a estrutura de Penrose.

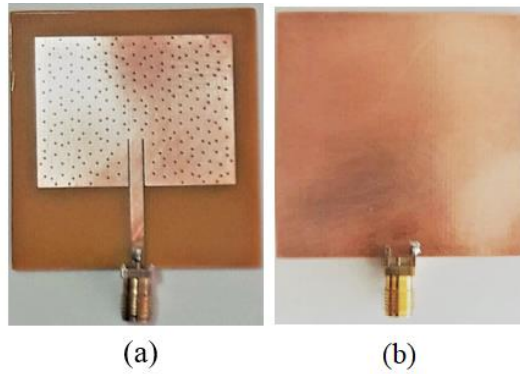
Figura 50: Antenas padrão (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 51 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no *patch* para o raio de 0,6 mm.

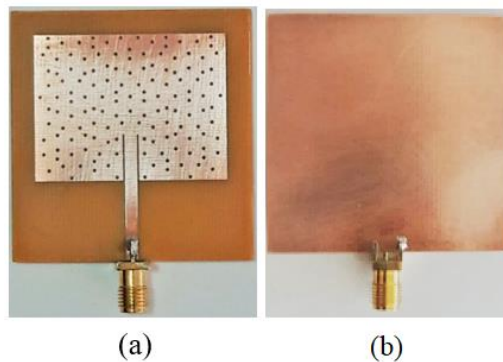
Figura 51: Antenas 0,6 mm no *patch* (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 52 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no *patch* para o raio de 0,8 mm.

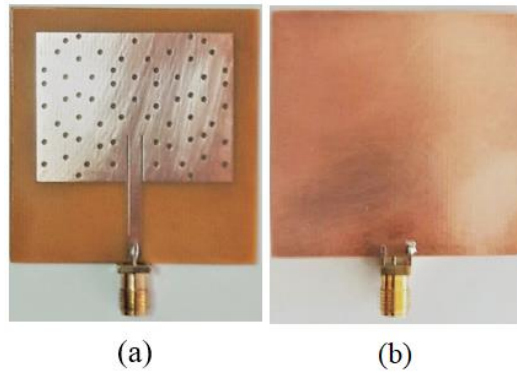
Figura 52: Antenas 0,8 mm no *patch* (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 53 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no *patch* para o raio de 1,2 mm.

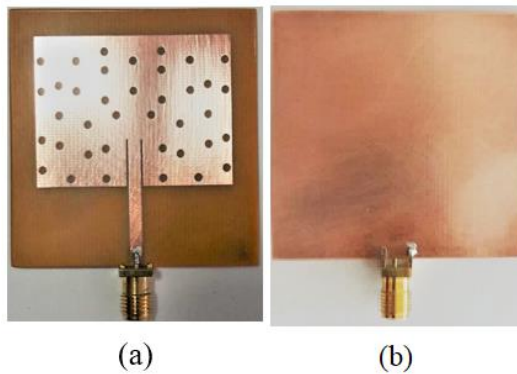
Figura 53: Antenas 1,2 mm no *patch* (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 54 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no *patch* para o raio de 1,6 mm.

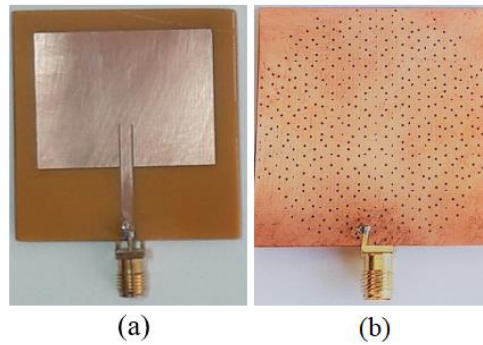
Figura 54: Antenas 1,2 mm no *patch* (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 55 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no plano de terra para o raio de 0,6 mm.

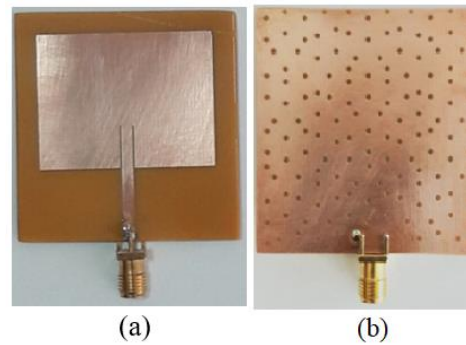
Figura 55: Antenas 0,6 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 56 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no plano de terra para o raio de 0,8 mm.

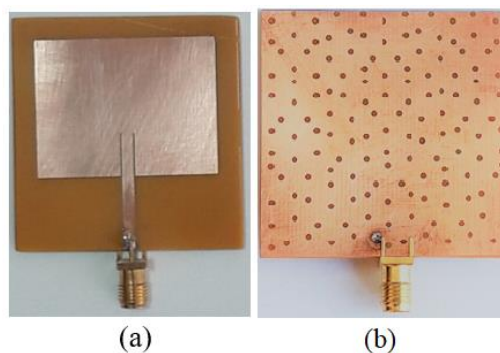
Figura 56: Antenas 0,8 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 57 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no plano de terra para o raio de 1,2 mm.

Figura 57: Antenas 1,2 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior

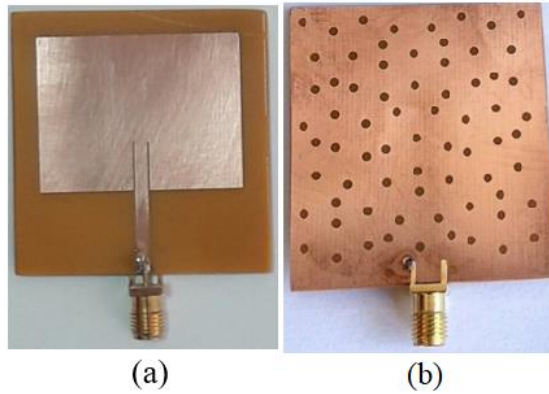


Fonte: AUTORIA PRÓPRIA



A Figura 58 mostra a antena com inserção da estrutura de Penrose no plano de terra para o raio de 1,6 mm.

Figura 58: Antenas 1,6 mm no plano de terra (a) Vista frontal (b) Vista posterior



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

No próximo capítulo serão abordados os resultados simulados e medidas das antenas proposta, para analisar o comportamento da estrutura de Penrose nos parâmetros de radiação das antenas de microfita.

## 4.0 RESULTADOS E DISCUSSÕES

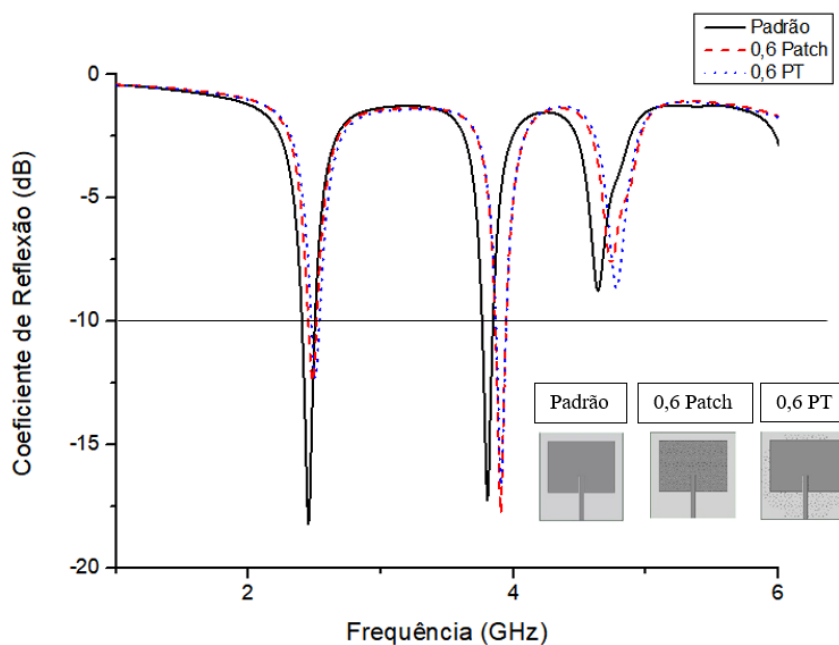
### 4.1 RESULTADOS COMPUTACIONAS

Estes resultados consistem nas simulações realizadas das antenas pelo ANSY HFSS® obtendo assim os seguintes resultados: Coeficiente de reflexão ( $S_{11}$ ), Ganho total, Densidade de corrente sobre o *patch*.

#### 4.1.2 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 0.6 mm no *patch* e plano de terra

Na Figura 59 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência de operação para a estrutura de Penrose, aplicada no *patch* da antena de microfita e no plano de terra para o raio de 0,6 mm. É possível verificar que estas antenas podem operar em várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação, todas as antenas estão na faixa de frequência de projeto que é de 2,45 GHz e com a inserção do modelo quase periódico de Penrose nota-se o deslocamento da frequência de operação.

Figura 59: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 0.6 mm no *patch* e plano de terra



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 5 resume os principais resultados adquiridos para o raio de 0.6 mm da estrutura de Penrose nas antenas de microfita aplicada no *patch* e no plano de terra da Figura 59. É possível verificar que todas as antenas atende a frequência de projeto de 2,45 GHz, o possível aumento do coeficiente de reflexão está relacionado com a inserção do modelo de Penrose que modifica o casamento de impedância fazendo com que aumente em relação a antena padrão e em contra partida obtêm-se um aumento da largura de banda.

Tabela 5: Principais resultados para a configuração de 0,6 mm

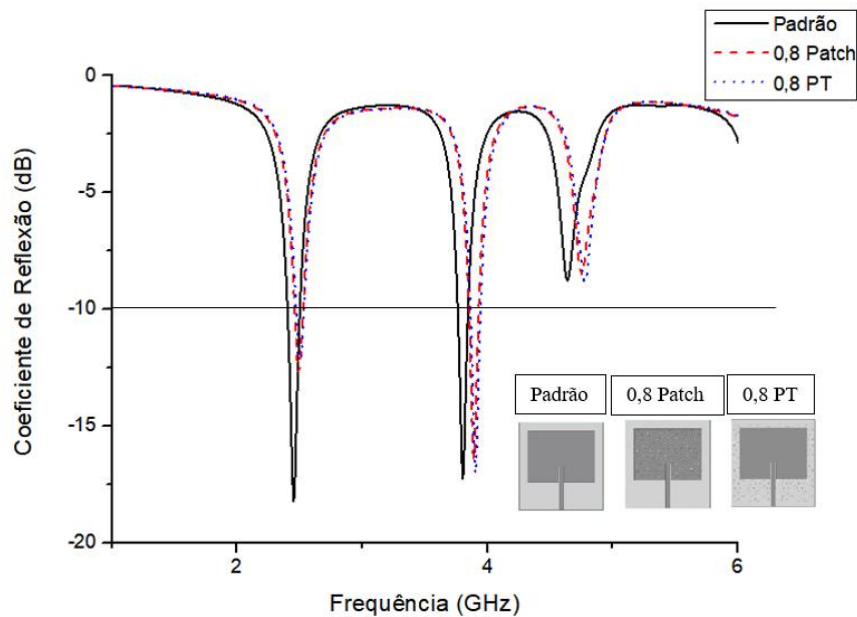
Raio (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range de frequência (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
0.6 <i>patch</i>	2,48	2,43-2,53	-12,47	4,03
0.6 PT	2,49	2,45-2,55	-12,42	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 4.1.3 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 0.8 mm no *patch* e plano de terra

Na Figura 60 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência de operação para a estrutura de Penrose, aplicada no *patch* e no plano de terra da antena de microfita para o raio de 0.8 mm. É possível verificar que estas antenas podem operar em várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação também. Todas as antenas estão na faixa de frequência de projeto que é de 2,45 GHz e com a inserção do modelo quase periódico de Penrose nota-se o deslocamento da frequência de operação.

Figura 60: Coeficiente de reflexão das antenas com raio de 0,8 mm no *patch* e plano de terra



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 6 resume os principais resultados da Figura 60. Na qual para o raio de 0,8 mm na estrutura de Penrose. É possível verificar que todas as antenas atende a frequência de projeto de 2,45 GHz, o possível aumento do coeficiente de reflexão está relacionado com a inserção do modelo de Penrose que modifica o casamento de impedância fazendo com que aumente em relação a antena padrão e em contra partida obtêm-se um aumento da largura de banda também para esse raio de 0,8 mm.

Tabela 6: Principais resultados para a configuração de 0,8 mm

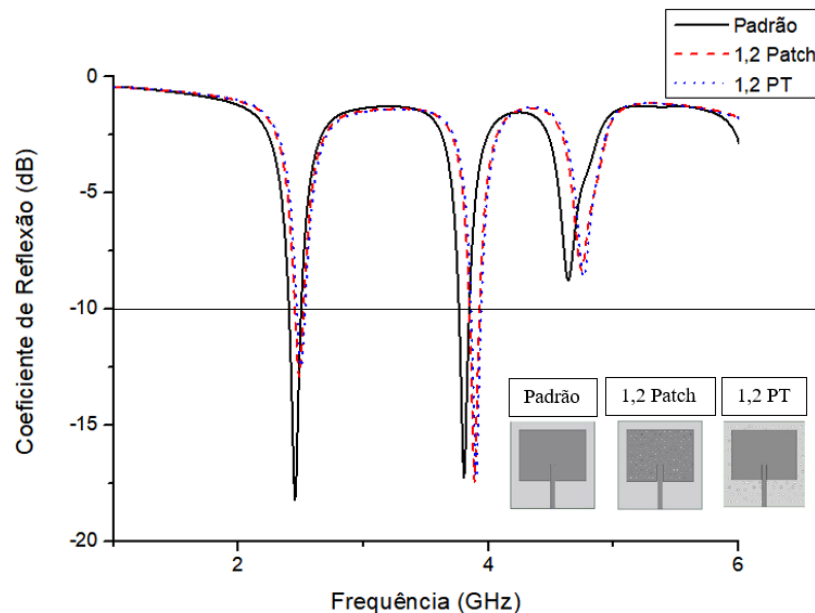
Raio (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range de frequência (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
0,8 <i>patch</i>	2,48	2,44-2,54	-12,91	4,03
0,8 PT	2,49	2,45-2,55	-12,05	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.1.4 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 1.2 mm no *patch* e plano de terra

Na Figura 61 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência de operação para a estrutura de Penrose, aplicada no *patch* e no plano de terra da antena de microfita para o raio de 1,2 mm. É possível verificar que estas antenas podem operar em várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação também. O deslocamento da frequência de ressonância ocorre devido a interação do campo elétrico com a estrutura de Penrose.

Figura 61: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 1,2 mm no *patch* e plano de terra



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 7 resume os principais resultados da Figura 61. Na qual para o raio de 1,2 mm na estrutura de Penrose, É possível verificar que todas as antenas atende a frequência de projeto de 2,45 GHz, o possível aumento do coeficiente de reflexão está relacionado com a inserção do modelo de Penrose que modifica o casamento de impedância fazendo com que aumente em relação a antena padrão e em contra partida obtêm-se um aumento da largura de banda também para esse raio de 1,2 mm.

Tabela 7: Principais resultados para a configuração de 1,2 mm

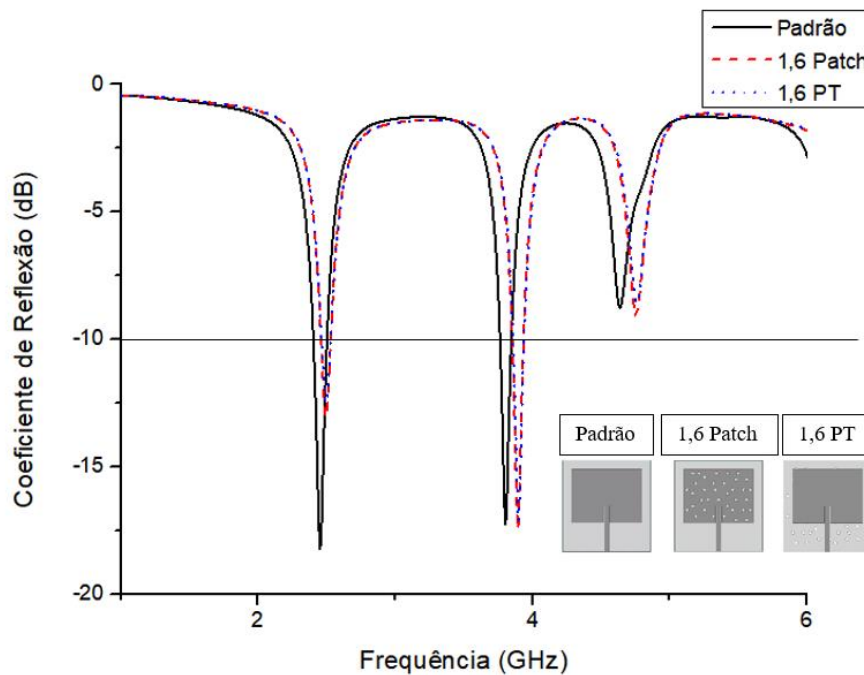
Raio (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range de frequência (GHz)	Coefficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
1,2 <i>patch</i>	2,48	2,45-2,55	-13,11	4,03
1,2 PT	2,49	2,45-2,55	-12,68	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.1.5 Antenas com estruturas de Penrose com raio de 1,6 mm no *patch* e plano de terra

Na Figura 62 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência de operação para a estrutura de Penrose, aplicada no *patch* e no plano de terra da antena de microfita para o raio de 1,6 mm. É possível verificar que estas antenas podem operar em várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação também.

Figura 62: Coeficiente de reflexão da antenas com raio de 1,6 mm no *patch* e plano de terra



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 8 resume os principais resultados da Figura 62. Na qual para o raio de 1,6 mm na estrutura de Penrose, É possível verificar que todas as antenas atende a frequência de projeto de 2,45 GHz, o possível aumento do coeficiente de reflexão está relacionado com a inserção do modelo de Penrose que modifica o casamento de impedância fazendo com que aumente em relação a antena padrão e em contra partida obtêm-se um aumento da largura de banda também para esse raio de 1,6 mm.

Tabela 8: Principais resultados para a configuração de 1,6 mm

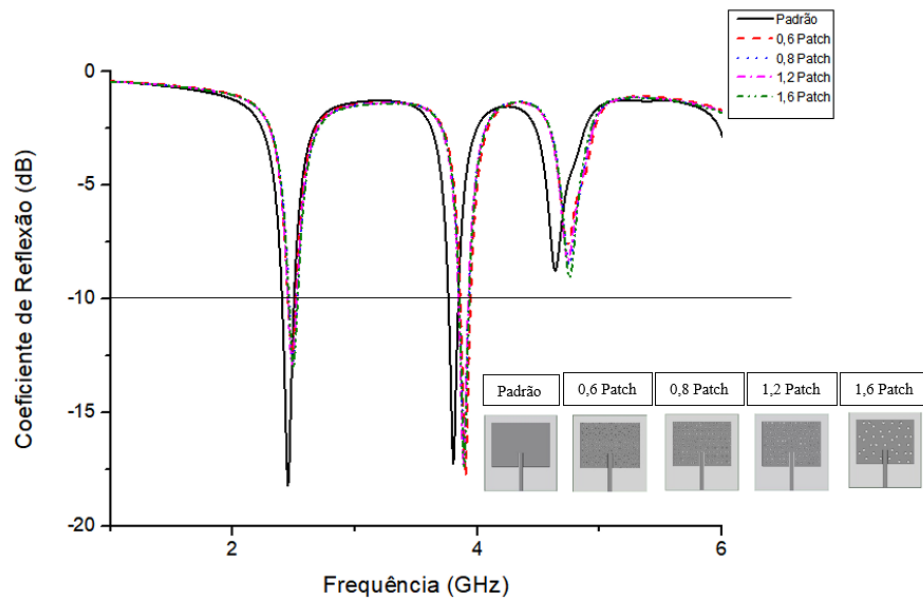
Raio (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range de frequência (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
1,6 <i>patch</i>	2,48	2,45-2,55	-13,19	4,03
1,6 PT	2,49	2,45-2,55	-12,58	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### **4.1.6 Antenas com estruturas de Penrose com todas as variações de raio no *patch***

Na Figura 63 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência de operação para a estrutura de Penrose, aplicada no *patch* da antena de microfita para a variação de raio de 0,6 mm, 0,8 mm, 1,2 mm e 1,6 mm. É possível verificar que estas antenas podem operar em várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação também e que o aumento do não sofre muito alteração no coeficiente de reflexão.

Figura 63: Coeficiente de reflexão da antenas com variação do raio no *patch* da antena de microfita



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 8 resume os principais resultados da Figura 63. Onde verifica que a variação do raio da estrutura de Penrose no *patch* melhora a largura de banda em referência com a padrão e diminui o coeficiente de reflexão ao aumentar o raio da estrutura quase periódica. A antena com raio de 1,2 mm apresentam em comparação com as outras variações a melhor perda de retorno quando comparada com as outras variações de raio.

Tabela 9: Principais resultados para todas as configurações no *patch*

Raio no <i>patch</i> (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range de frequência (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
0,6	2,48	2,43-2,53	-12,47	4,03
0,8	2,48	2,44-2,54	-12,91	4,03
1,2	2,48	2,45-2,55	-13,11	4,03
1,6	2,48	2,45-2,55	-13,19	4,03

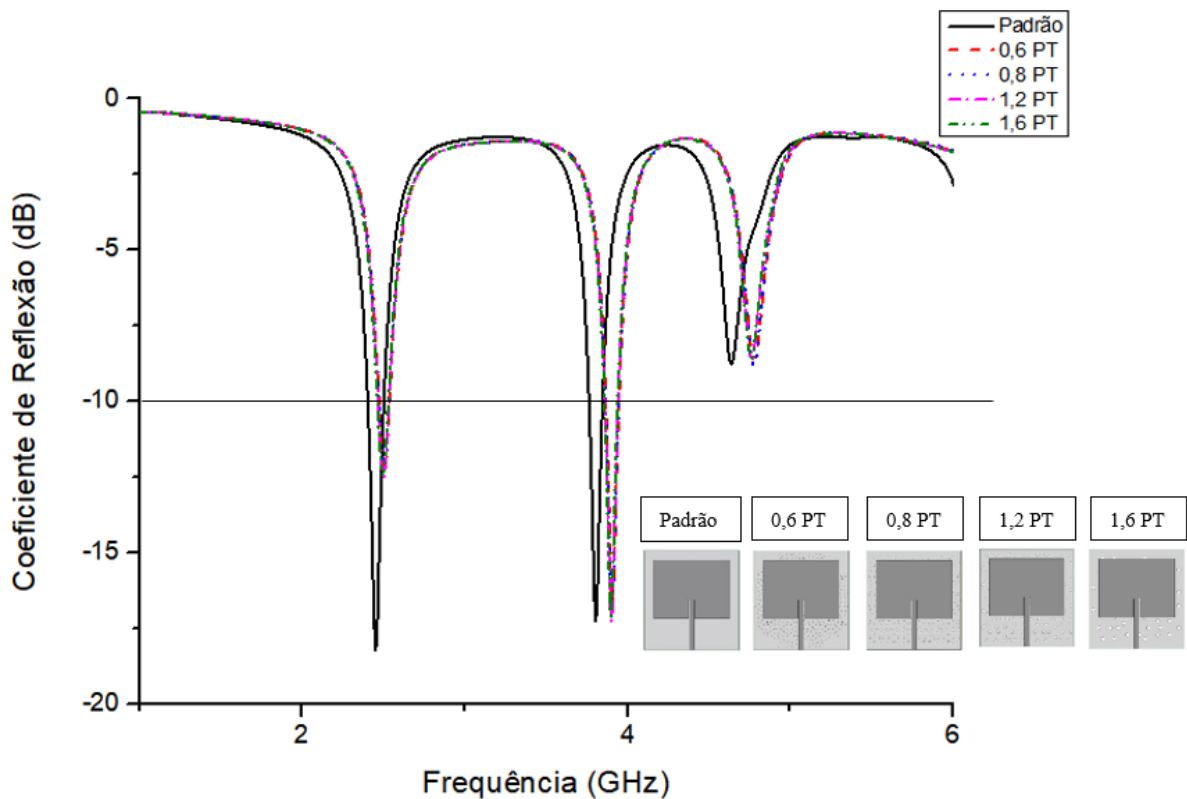
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA



#### 4.1.7 Antenas com estruturas de Penrose variando o raio no plano de terra

Na Figura 64 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência de operação para a estrutura de Penrose, aplicada no plano de terra da antena de microfita variando o raio da estrutura quase periódica em: 0,6 mm, 0,8 mm, 1,2 mm e 1,6 mm. É possível verificar que estas antenas podem operar em várias faixas de frequência ou bandas (modos) de operação também.

Figura 64: Coeficiente de reflexão da antenas com variação do raio no *patch* da antena de microfita



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 10 resume os principais resultados da Figura 64. Onde verifica que a variação do raio da estrutura de Penrose no plano de terra melhora a largura de banda em referência com a padrão e para o raio de 1,2 mm apresenta o melhor coeficiente de reflexão em referência com os outros raios da estrutura quase periódica.

Tabela 10: Principais resultados para todas as configurações no plano de terra

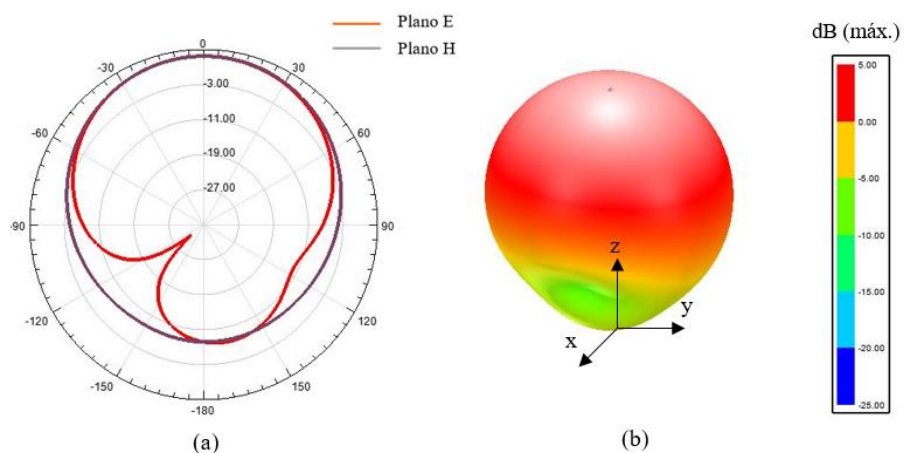
Raio no plano de terra (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range de frequência (GHz)	Coefficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
0,6	2,49	2,45-2,55	-12,42	4,02
0,8	2,49	2,45-2,55	-12,05	4,02
1,2	2,49	2,45-2,55	-12,68	4,02
1,6	2,49	2,45-2,55	-12,58	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.1.8 Diagrama de radiação 2D e 3D das antenas de microfita

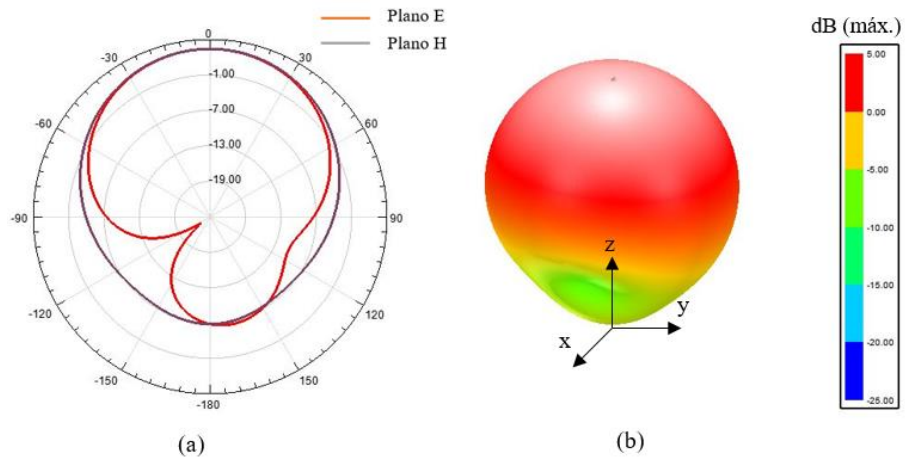
A Figura 65 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D da antenna padrão e a Figura 66 mostra o diagrama de radiação 2D e 3D para todas as configurações propostas, pois como não teve mudanças no diagrama foi colocado somente uma figura para representar o resultado de todas as varrições. O diagrama de radiação serve para avaliar a diretividade e o ganho das antenas para a frequência de ressonância de cada dispositivo.

Figura 65: Diagrama de radiação da antenna padrão (a) 2D e (b) 3D



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

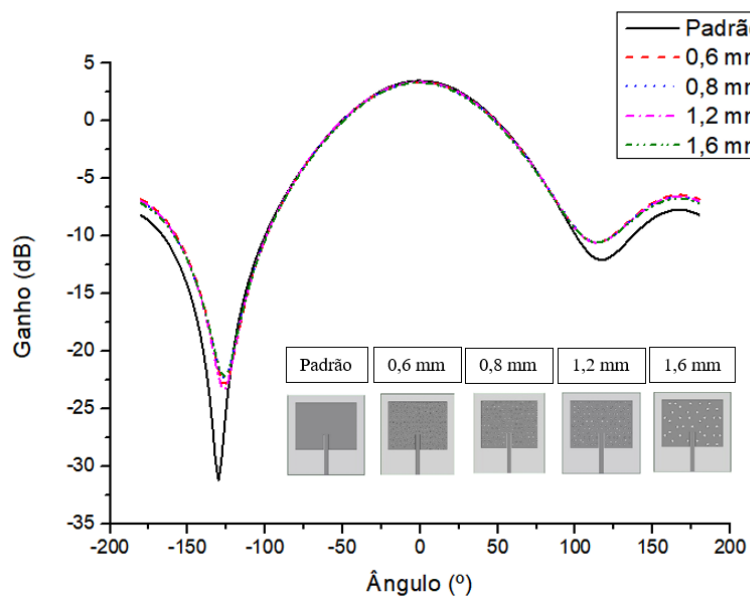
Figura 66: Diagrama de radiação de todas as variações de raio da estrutura de Penrose (a) 2D e (b) 3D



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Analisando os diagramas de radiação exibido nas Figuras 65 e 66 é possível notar que não houveram variações significativas entre as antenas com o modelo de Penrose e todas apresentam características *broadside*. Isso ocorre devido as dimensões do plano de terra serem iguais às do substrato da antena, ocasionando a radiação da potência transmitida na direção do vetor normal ao plano do *patch* da antena. Na Figura 67 mostra a sobreposição dos ganhos totais das antenas com variação do raio no *patch* em comparação com antena padrão para melhor extrair o ganho total

Figura 67: Ganho das antenas variado o raio no *patch* das antenas



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Tabela 11 ilustra o resultado da Figura 67. Onde a antena que apresentou o maior ganho foi a antena com raio de 1,6 mm no *patch* quando comparada com todas as outras antenas. Esse aumento de ganho está relacionado devido a teoria da estrutura de EBG/PBG periódico e que também serve para validar o modelo quase periódico em estudo.

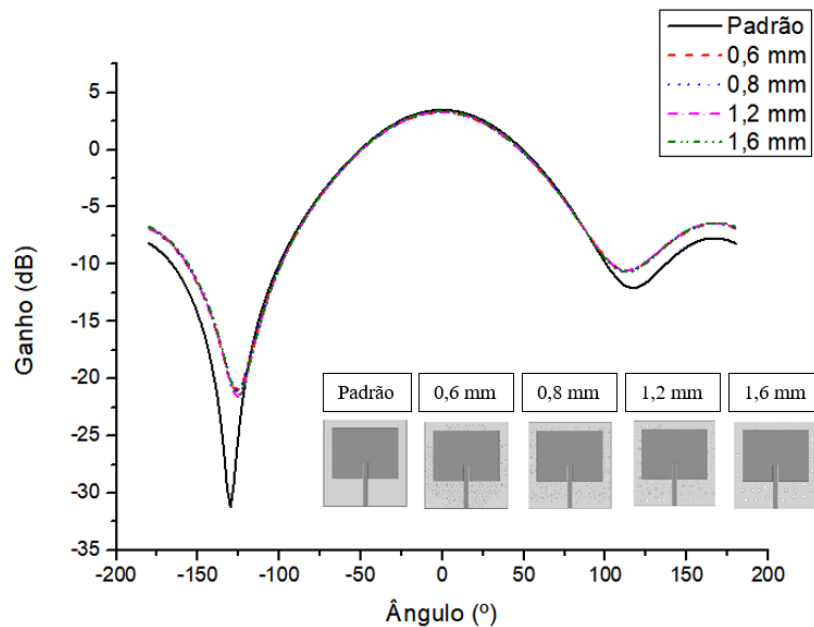
Tabela 11: Ganho total das antenas com variação do raio no *patch*

Raio no <i>Patch</i> (mm)	Ganho total (dB)
Padrão	3,38
0,6	3,39
0,8	3,40
1,2	3,41
1,6	3,42

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Figura 68 mostra a sobreposição dos ganhos totais das antenas com variação do raio no plano de terra em referência com a antena padrão, nota-se que a sobreposição apresenta o mesmo comportamento em todas as antenas.

Figura 68: Ganho das antenas variado o raio no plano de terra das antenas



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Tabela 12 ilustra o resultado da Figura 68. Onde as antenas com 0,8 mm, 1,2 mm e 1,6 mm apresentaram ganho iguais, porém maiores que a padrão.

Tabela 12: Ganho total das antenas com variação do raio no plano de terra

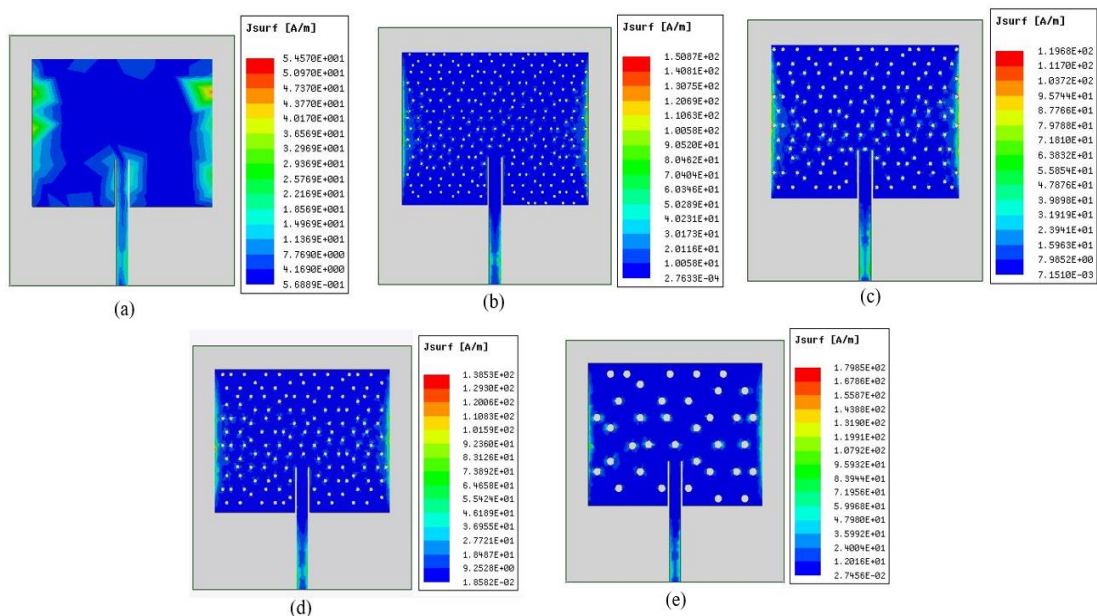
Raio no Plano de Terra (mm)	Ganho total (dB)
Padrão	3,38
0,6	3,39
0,8	3,40
1,2	3,40
1,6	3,40

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.1.9 Densidade de corrente no *patch* das antenas de microfita

A Figura 69 mostra o comportamento da densidade de corrente sobre o *patch*, para as variações do raio no *patch* das antenas de microfita em comparação com a padrão. Onde verifica-se que na antena padrão a densidade de corrente concentra-se mais na linha e nas extremidades da antena, devido ao efeito de franjeamento ser intenso nessa região. Com a inserção do modelo de Penrose a densidade de corrente se torna mais linear sobre o *patch* o que justifica o aumento do ganho analisado anteriormente, pois não ocorre muitas perdas de energia devido ao efeito joule no *patch* da antena.

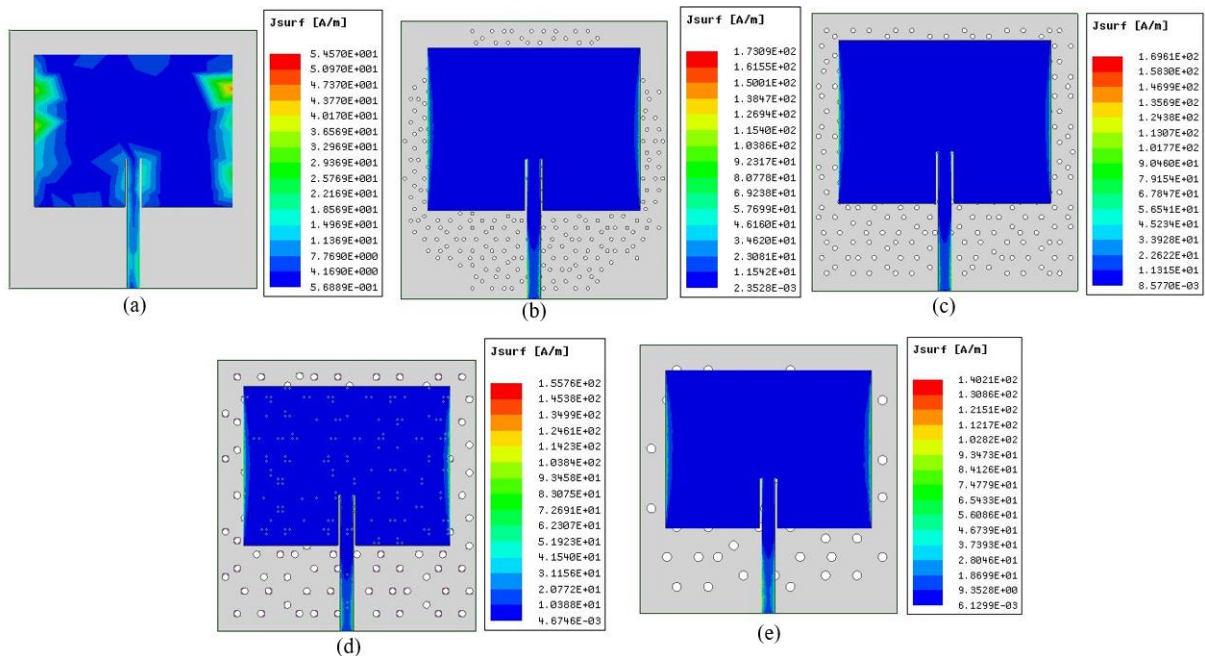
Figura 69: Densidade de corrente no *patch* (a) padrão (b)  $r = 0,6$  mm (c)  $r = 0,8$  mm (d)  $r = 1,2$  mm (e) 1,6 mm



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

A Figura 70 mostra o comportamento da densidade de corrente sobre o *patch*, para as variações do raio no plano de terra das antenas de microfita em comparação com a padrão. Verifica-se que com a inserção do modelo de Penrose a densidade de corrente se torna mais linear sobre o *patch* o que justifica o aumento do ganho analisado anteriormente, pois não ocorre muitas perdas de energia devido ao efeito joule no *patch* da antena e como para todas as variações do raio da estrutura de Penrose mostram um comportamento similar, justifica elas apresentarem os mesmos ganhos anteriormente.

Figura 70: Densidade de corrente no *patch* (a) padrão (b)  $r = 0,6$  mm (c)  $r = 0,8$  mm (d)  $r = 1,2$  mm (e) 1,6 mm



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

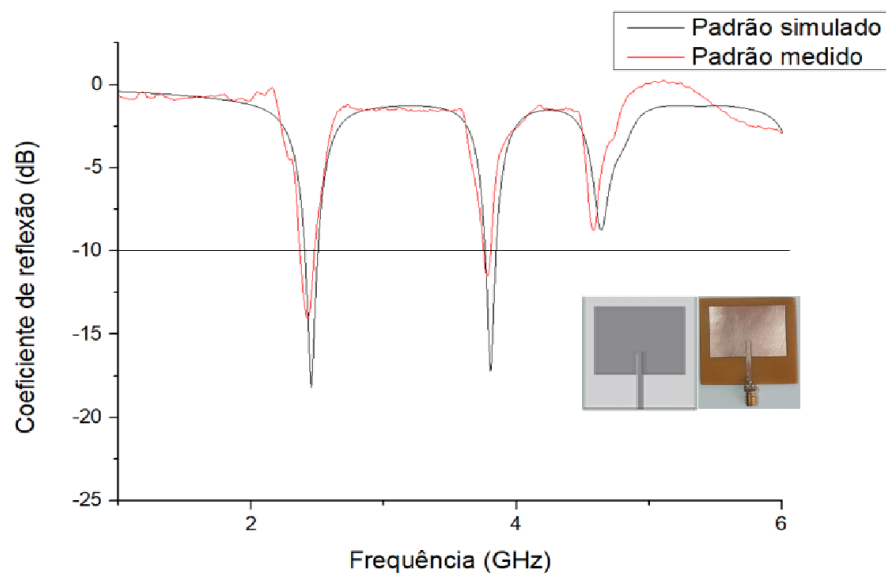
## 4.2 RESULTADOS MEDIDOS

Estes resultados consistem nas medições realizados dos protótipos simulados para validar todo estudo realizado nas seções anteriores quando comparado com as simulações feitas anteriormente.

### 4.2.1 Antena padrão medida e simulada

A Figura 71 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência da antena padrão medida e simulada, a antena construída no primeiro modo de frequência ressoou em 2,44 GHz e a simulada 2,45 GHz, como o range de frequência do primeiro modo da antena padrão medida foi de 2,38 GHz à 2,47 GHz, atende a frequência de projeto de 2,45 GHz. Observa-se também que ambas possui a mesma largura de banda e os ruídos gerados na medições pode ser justificados pela conexão do VNA com a antena.

Figura 71: Coeficiente de reflexão da antena medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 13 resume os principais resultados da Figura 71. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida está na faixa de erro tolerado de projeto quando comparada com a antena simulada.

Tabela 13: Principais resultados para antena padrão simulada e medida

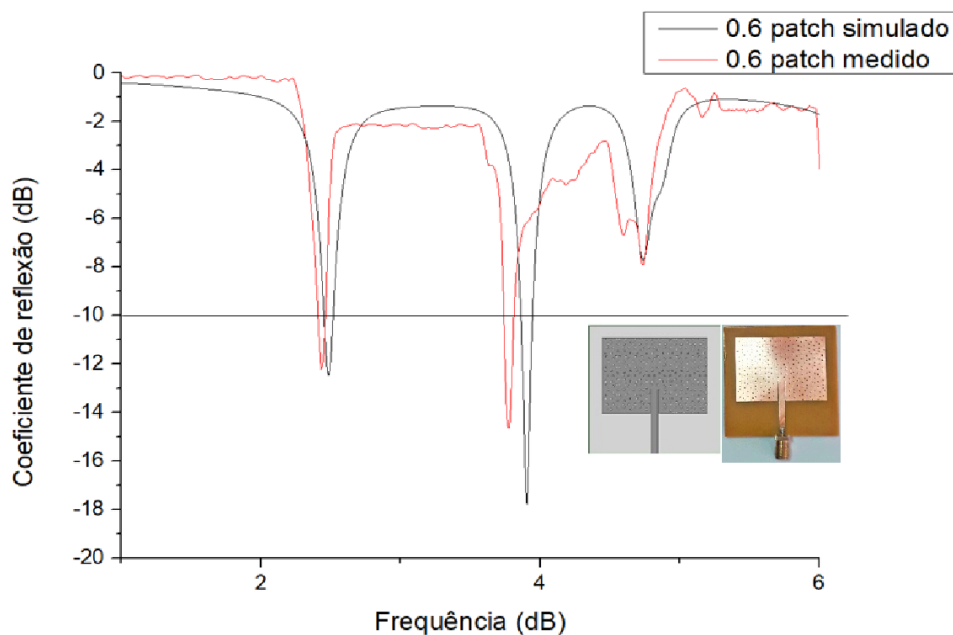
Antena	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coefficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
Padrão simulada	2,45	2,41-2,50	-18,27	3,67
Padrão medida	2,44	2,38-2,47	-14,03	3,68

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.2.2 Antena com raio 0,6 mm no *patch* medida e simulada

A Figura 72 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência da antena com raio de 0,6 mm da estrutura de Penrose no *patch* da antena medida e simulada, onde a antena medida ressoou em 2,42 GHz e a simulada em 2,48 GHz, porém ambas atende a frequência de projeto de 2,45 GHz, pois está dentro da faixa de frequência inferior e superior das duas antenas no primeiro modo. A variação dos resultados medidos e simulados pode ter sido ocasionado devido a influência do meio no momento das medições dos dispositivos ou devido a conexão do VNA com a antena.

Figura 72: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,6 mm da estrutura de Penrose no *patch* medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA



Na Tabela 14 resume os principais resultados da Figura 72. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida está na faixa de erro tolerado de projeto quando comparada com a antena simulada.

Tabela 14: Principais resultados para antena de 0,6 no *patch* simulada e medida

Raio no <i>patch</i> (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
0,6 Simulado	2,48	2,43-2,53	-12,47	4,03
0,6 Medido	2,42	2,36-2,45	-12,18	3,72

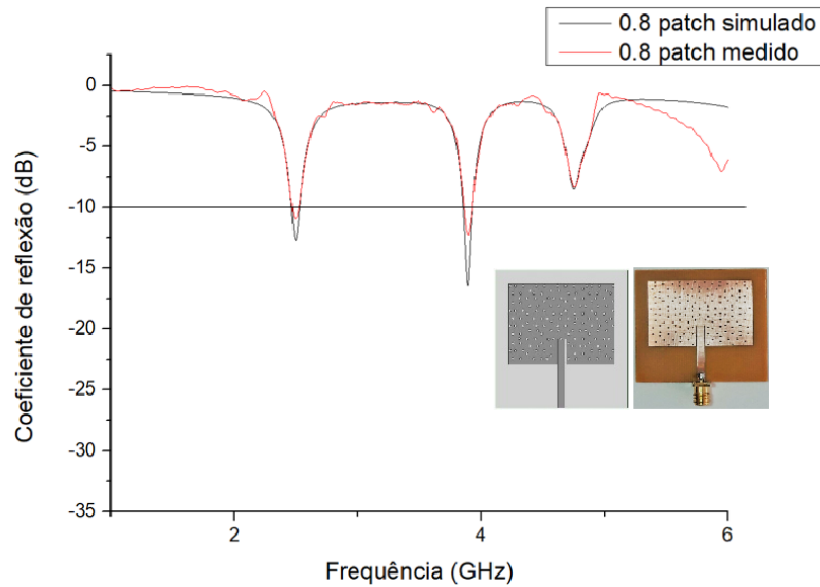
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 4.2.3 Antena com raio 0,8 mm no *patch* medida e simulada

A Figura 73 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 0,8 mm da estrutura de Penrose no *patch* da antena medida e simulada, na qual verifica-se que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,48 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz.

O aumento do coeficiente de reflexão da antena medida foi de -11,18 dB, maior que a antena simulada que foi de -12,91 dB. Essa alteração pode ser justificada devido as conexões do conectores com a linha de microfita na qual altera a impedância e consecutivamente o coeficiente de reflexão. A largura de banda para essas antenas foi a mesma.

Figura 73: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,8 mm da estrutura de Penrose no *patch* medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 15 resume os principais resultados da Figura 73. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 15: Principais resultados para antena de 0,8 no *patch* simulada e medida

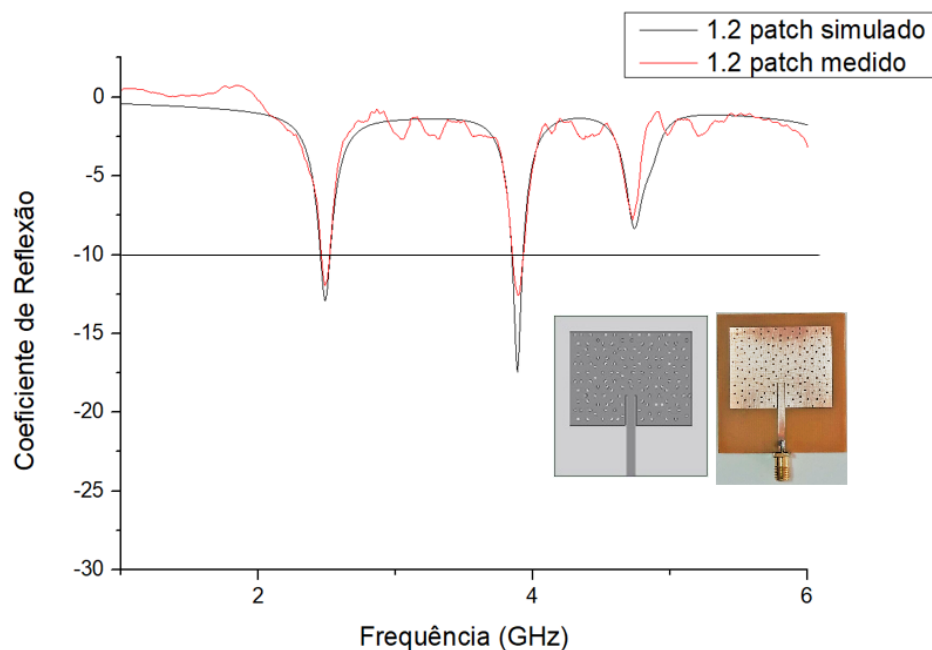
Raio no <i>patch</i> (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
0,8 Simulado	2,48	2,44-2,54	-12,91	4,03
0,8 Medido	2,48	2,44-2,54	-11,18	4,03

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.2.4 Antena com raio 1,2 mm no *patch* medida e simulada

A Figura 74 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 1,2 mm da estrutura de Penrose no *patch* da antena medida e simulada, na qual verifica-se que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,48 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz. O aumento do coeficiente de reflexão da antena medida foi de -11,91 dB, maior que a antena simulada que foi de -13,11 dB. Essa alteração pode ser justificada devido as conexões do conectores com a linha de microfita na qual altera a impedância e consecutivamente o coeficiente de reflexão. A largura de banda para essas antenas foi a mesma também.

Figura 74: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,2 mm da estrutura de Penrose no *patch* medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 16 resume os principais resultados da Figura 74. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 16: Principais resultados para antena de 1,2 no *patch* simulada e medida

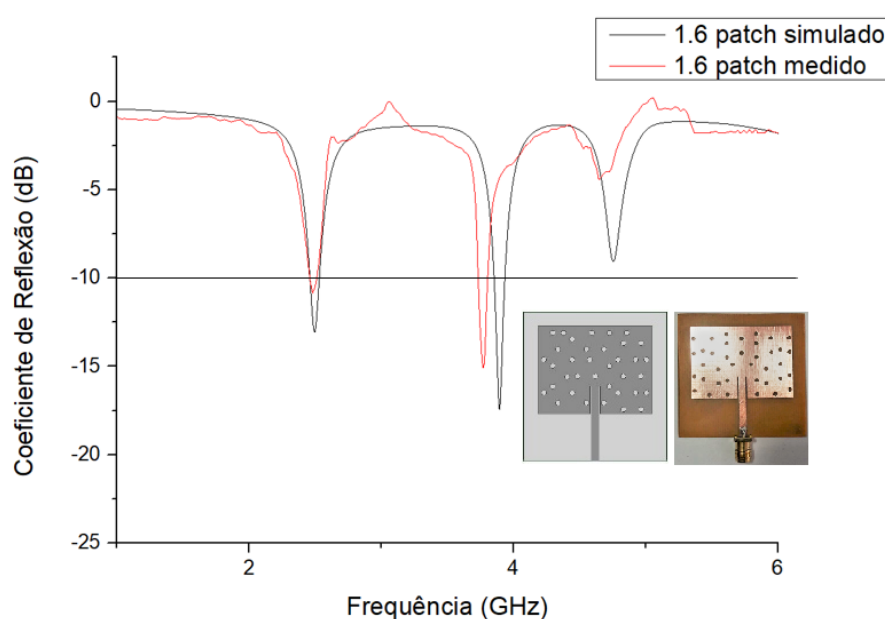
Raio no <i>patch</i> (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coefficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
1,2 Simulado	2,48	2,45-2,55	-13,11	4,03
1,2 Medido	2,48	2,45-2,55	-11,91	4,03

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.2.5 Antena com raio 1,6 mm no *patch* medida e simulada

A Figura 75 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 1,6 mm da estrutura de Penrose no *patch* da antena medida e simulada, na qual verifica-se que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,48 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz. O aumento do coeficiente de reflexão da antena medida foi de -10,89 dB, maior que a antena simulada que foi de -13,19 dB. Essa alteração pode ser justificada devido as conexões do conectores com a linha de microfita na qual altera a impedância e consecutivamente o coeficiente de reflexão. A largura de banda para essas antenas foi a mesma também.

Figura 75: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,6 mm da estrutura de Penrose no *patch* medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 17 resume os principais resultados da Figura 75. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 17: Principais resultados para antena de 1,6 no *patch* simulada e medida

Raio no <i>patch</i> (mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
1,6 Simulado	2,48	2,45-2,55	-13,19	4,03
1,6 Medido	2,48	2,45-2,55	-10,89	4,03

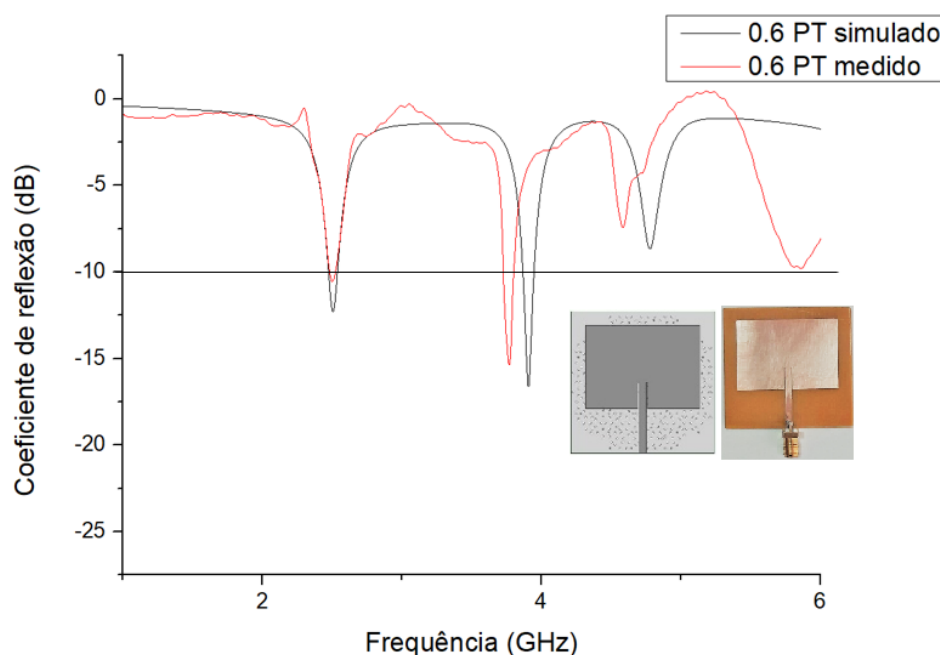
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.2.6 Antena com raio 0,6 mm no plano de terra medida e simulada

A Figura 69 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 0,6 mm da estrutura de Penrose no plano de terra da antena medida e simulada, na qual verifica-se que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,49 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz.

O coeficiente de reflexão da antena medida foi de -10,47 dB, maior que a antena simulada que foi de -12,42 dB. Essa alteração pode ser justificada devido as conexões do conectores com a linha de microfita na qual altera a impedância e consecutivamente o coeficiente de reflexão. A largura de banda para essas antenas foi a mesma também.

Figura 76: Coeficiente de reflexão da antenna com raio de 0,6 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 18 resume os principais resultados da Figura 76. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 18: Principais resultados para antena de 0,6 no plano de terra simulada e medida

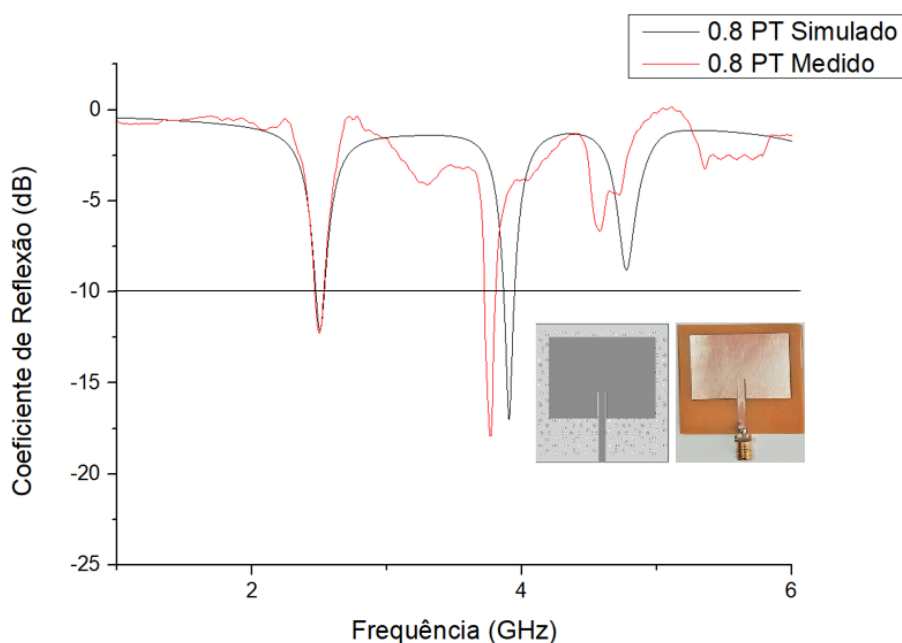
Raio no plano de terra(mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
0,6 Simulado	2,49	2,45-2,55	-12,42	4,02
0,6 Medido	2,49	2,45-2,55	-10,47	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

### 4.2.7 Antena com raio 0,8 mm no plano de terra medida e simulada

A Figura 77 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 0,8 mm da estrutura de Penrose no plano de terra da antena medida e simulada, na qual na qual verifica-se que que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,49 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz. O coeficiente de reflexão da antena medida foi de -12,08 dB e a antena simulada que foi de -12,05 dB praticamente a mesma medida no primeiro modo. A largura de banda para essas antenas foi a mesma também.

Figura 77: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 0,8 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 19 resume os principais resultados da Figura 77. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 19: Principais resultados para antena de 0,8 no *patch* simulada e medida

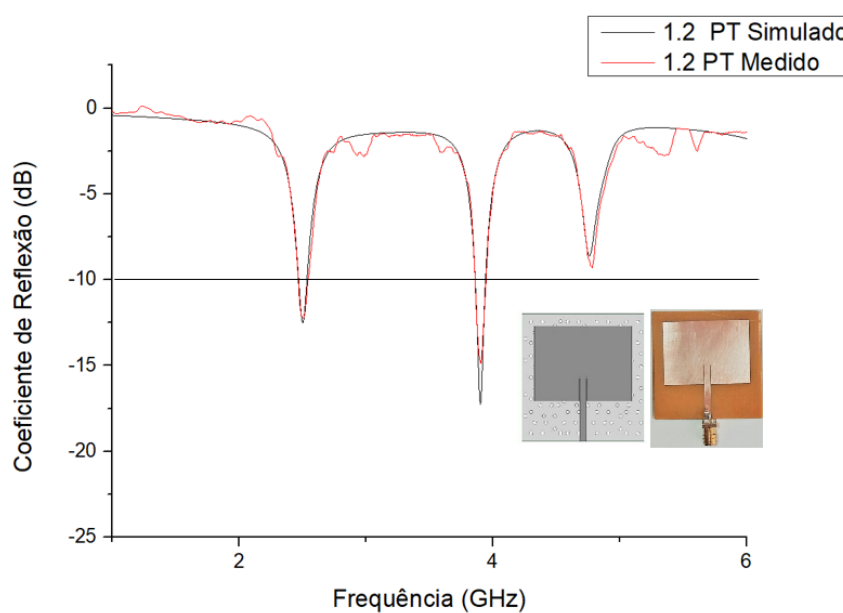
Raio no plano de terra(mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coefficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
0,8 Simulado	2,49	2,45-2,55	-12,05	4,02
0,8 Medido	2,49	2,45-2,55	-12,08	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.2.8 Antena com raio 1,2 mm no plano de terra medida e simulada

A Figura 78 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 1,2 mm da estrutura de Penrose no plano de terra da antena medida e simulada, na qual verifica-se que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,49 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz. O coeficiente de reflexão da antena medida foi de -12,70 dB e a antena simulada que foi de -12,68 dB praticamente a mesma medida no primeiro modo. A largura de banda para essas antenas foi a mesma também.

Figura 78: Coeficiente de reflexão da antena com raio de 1,2 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA



Na Tabela 20 resume os principais resultados da Figura 78. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 20: Principais resultados para antena de 1,2 no *patch* simulada e medida

Raio no plano de terra(mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
1,2 Simulado	2,49	2,45-2,55	-12,68	4,02
1,2 Medido	2,49	2,45-2,55	-12,70	4,02

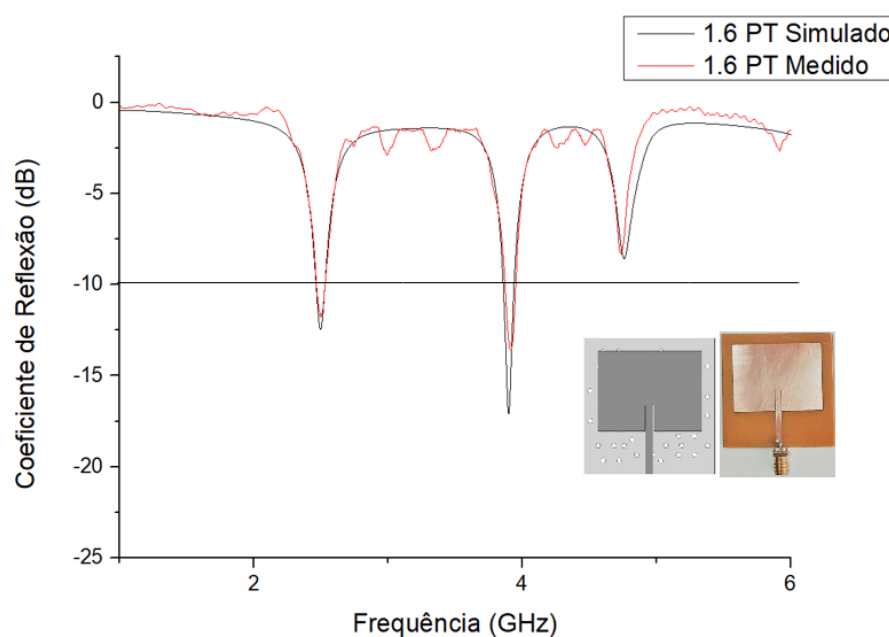
Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

#### 4.2.8 Antena com raio 1,6 mm no plano de terra medida e simulada

A Figura 79 mostra o coeficiente de reflexão em função da frequência, da antena com raio de 1,6 mm da estrutura de Penrose no plano de terra da antena medida e simulada, na qual verifica-se que a antena medida ressoou na mesma frequência da simulada, ou seja, em 2,49 GHz. O range do primeiro modo de frequência contém a frequência de projeto de 2,45 GHz.

O coeficiente de reflexão da antena medida foi de -11,81 dB e a antena simulada que foi de -12,58 dB. Essa alteração pode ser justificada devido as conexões do conectores com a linha de microfita na qual altera a impedância e consecutivamente o coeficiente de reflexão. A largura de banda para essas antenas foi a mesma também.

Figura 79: Coeficiente de reflexão da antenna com raio de 1,6 mm da estrutura de Penrose no plano de terra medida e simulada



Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

Na Tabela 21 resume os principais resultados da Figura 79. Como frequência de ressonância para o primeiro modo, limite inferior e superior de frequência, coeficiente de reflexão e largura de banda fracionada. A antena medida apresenta um pequeno erro tolerável de projeto em comparação com a simulada.

Tabela 21: Principais resultados para antena de 1,6 no *patch* simulada e medida

Raio no plano de terra(mm)	Frequência de ressonância (GHz)	Range (GHz)	Coeficiente de reflexão (dB)	Largura de banda (%)
1,6 Simulado	2,49	2,45-2,55	-12,58	4,02
1,6 Medido	2,49	2,45-2,55	-11,81	4,02

Fonte: AUTORIA PRÓPRIA

## 5.0 CONCLUSÕES

### 5.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho apresentou um estudo sobre antenas planares de microfita com o *patch* retangular, analisando o comportamento através de alguns parâmetros de radiação como frequência de ressonância, coeficiente de reflexão, largura de banda, ganho total e densidade de corrente sobre o *patch*. De modo que foi inserido no *patch* e no plano de terra o modelo quase periódico de Penrose, com variação de raio da estrutura, para estudar a influência dessa variação no comportamento dos parâmetros de radiação das antenas de microfita.

Para a frequência de 2,45 GHz foram inicialmente projetadas e modeladas antenas variando os raios em 0,6 mm, 0,8 mm, 1,2 mm e 1,6 mm do modelo quase periódico de Penrose na forma de EBG/PBG aplicados no *patch* e plano de terra.

A partir dos resultados simulados no ANSYS HFSS® ao inserir a estrutura de Penrose no *patch* e no plano de terra, nota-se um aumento do ganho devido ao comportamento da difração da onda eletromagnética na estrutura quase periódica. Também ocorre um aumento na largura de banda em comparação com antena padrão.

Nota-se que a inserção de estruturas quase periódicas na antenas de microfita gera um comportamento multibandas possibilitando uma grande faixa de aplicação em frequências específicas.

### 5.2 TRABALHOS FUTUROS

Diante das observações feitas no presente trabalho, ficam como recomendações para trabalhos futuros:

- Construções dos dispositivos para variação da estruturas de EBG/PBG quase periódica no substrato;
- Variações na geometria da malha de EBG/PBG nas formas quadrada, triangular e hexagonal;
- Realizar estudo e simulação utilizando diferentes método de análise;

## REFERÊNCIAS

ANDRADE, H.D. de, **Desenvolvimento de um Ressorador Retangular de Fenda com Múltiplas Camadas de Substrato e com Utilização de Material PBG para Sistema de Comunicação Sem Fio**. 100 f. Tese(Doutorado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2013.

ANDRADE, H.D. de, **Ressorador Retangular de Fenda com Quatro Camadas Fotônicas**.2010. 73 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2010.

ANDRADE, H.D. de; JÚNIOR, R.L.G.; FERNANDES, H.C.C., and ARAÚJO, M.M., **Estudo das Propriedades de Radiação de uma Antena de Microfita para Diferentes Configurações de Estruturas EBG/PBG**, MOMAG 2014: 16 SBMO- Simpósio de Microondas e Optoeletrônica e 11 CBMag- Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, Agosto, 2014.

Ansoft Corporation (HFSS), <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>, Ansoft Corporation, Pittsburgh, PA.

AVINASH, K.R. and RUKMINI T.S., **Design and Performance Analysis of EBG Antenna for Wireless Applications**, IEEE Applied Electromagnetic Conference and IEEE Antenna Week, Volume 978-1- 4577-1099-5, novembro,2011.

BALANIS, C. A. **Advanced Engineering Electromagnetics**. New York: John Wiley & Sons, 1989.

Balanis, A. C. **Antenna Theory – Analysis and Design**. 3rd ed. John Wiley & Sons, Inc. NY, EUA. 2005.

BALANIS, C. A. **Teoria das antenas: análise e síntese**. vol. 1 e 2. 3ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2009.

BARROS, V.E., **Estudo do Efeito de Substrato Metamaterias em Parâmetros de Antenas de Microfita**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN. Natal, 2012.

BRADY, J. E. e HUMINSTON, G.E., **Química geral**, vol. 1, 2ª Edição, LTC, pp. 284-290, 1986.

BROWN, E.R.; PARKER, C.D. and YABLONOVITCH, E., **Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate**. Journal of the Optical Society of America B-Optical Physics, v. 10, p. 404–407, 1993.

CALLISTER, W., RETHWISCH, D., **Materials science and engineering: an introduction**. John Wiley & Sons: New York, NY, USA, 2009.

CARACELLI, Ignez. **Nobel em química 2011: Descoberta dos quasicristais uma nova classe de sólidos**. Disponível em <[http://qnesc.sbq.org.br/online/qnesc33\\_4/206-AQ-8911.pdf](http://qnesc.sbq.org.br/online/qnesc33_4/206-AQ-8911.pdf)>. Acesso 03 de abril de 2016.

CHEN, Z. N.; CHIA, M. Y. W. **Broadband Planar Antennas: Design and Applications**. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2006.

CULLITY, B. D. (1978). **Elements of X-Ray Diffraction**. 2nd Ed. Addison-Wesley (Addison-Wesley Series in Metallurgy and Materials).

DESCHAMPS, G. A. **Microstrip microwave antennas**. III USAF Symposium on Antennas, 1953.

DIAS, M.B. da S., **Estudo da Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Estruturas Periódicas**. 97 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Centro Tecnológico, Universidade Federal do Pará, Belém, 2003. Cap. 3.

DIAS, M.B.S., et al. **Influence of the 2-D PBG crystal parameters on its bandgaps.** Sbmo/ieeemtt-s International Conference On Microwave And Optoelectronics, 2005., [s.l.], v. 1, n. 8995847, p.448-451, 25 jul. 2005. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE) <http://dx.doi.org/10.1109/imoc.2005.1580041>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 10 maio 2016.

ERDÓCIA, Félix A. B. **Difração de Raio X em Minerais de Bauxita e Análise Através de Refinamento pelo Método de Reitveld.** 2011. 93f. Dissertação (Mestrado em Física da Matéria Condensada), Universidade Federal do Pará, Belém. 2011.

FERRIRA, Roberto de Carvalho. **Ferramenta computacional para a definição e geração de estruturas cristalinas.** 2012. 134f. Dissertação (Mestrado em Modelagem Computacional), Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora. 2012.

FUSCO, Vincent F.. *Teoria e técnicas de antenas: princípios e prática.* Tradução: José Lucimar do Nascimento. Porto Alegre: Bookman, 2006.

GUPTA, R. and KUMAR, M., **Bandwidth enhancement of microstrip patch antennas using electromagnetic bandgap (EBG) structures with square and circular unit cells,** International Conference on Communication and Electronics System Design, Vol. 8760, pp. 1-7, 2013.

HOLANDA, Samanta Mesquita de. **Estudo e desenvolvimento de antena de microfita utilizando tecido de malha a base de fibras têxteis composta.** 2016. 142f. Dissertação (Mestrado em Sistema de comunicação e automação), Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró. 2016.

Jia, P. Yang, J. Yang, H. Ebendorff-Heidepriem, H. Quasiperiodic Nanohole Array Plasmonic Sensors on Optical Fibers. 2017, 4, SPIE Vol. 103323 103235X-1.

JOANNOPOULOS, John D. JHONSON, Steven G. MEADE, Joshua N. W. **Photonic Cristal: Molding the flow of ligh.** Second edition, Princeton University Press, 1995.

KRETLY, L.C. et al. **Dielectric Permittivity and Loss of CaCu<sub>3</sub>Ti<sub>4</sub>O<sub>12</sub> (CCTO) Substrates for Microwave Devices and Antennas.** Journal of Materials Science: Materials in Electronics, vol. 15, n. 10, p. 657–663, 2004.

Kostovski, G., Stoddart, P. R. and Mitchell, A. The Optical Fiber Tip: An Inherently Light-Coupled Microscopic Platform for Micro and Nanotechnologies. Adv. Mater. 2014, 26, 3798–3820.

LACERDA, D. C e SILVA, A. C. J. **Projeto e construção de antena de microfita para sistema móvel celular.** 2008. 84f. Monografia, Universidade de Brasília: Faculdade de Tecnologia, 2008.

MEDEIROS, Thiago Esley de Lima. **Antena de microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica.** 2013. 54f. Dissertação (Mestrado em Sistema de comunicação e automação), Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró. 2013.

MOHAMMEDI, N.; ZAITER, S. and OUSSAID, R., **Theoretical study of PBG materials as substrates to enhance antenna performance.** 2014 International Conference On Multimedia Computing And Systems (icmcs), [s.l.], v. 1, n. 14617761, p.1285-1290, abr. 2014. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/icmcs.2014.6911144>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>. Acesso em: 10 maio 2015.

MORAIS, J. H. C. **Estudo de antenas patches de microfita miniaturizadas em banda larga para aplicação em dispositivos móveis e portáteis.** 2011. 75f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica e de computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2011.

MUKHERJEE, B., **A novel sierpinski carpet fractal based photonic band gap structure for THz and optical communication applications.** 2015 2nd International Conference On Signal Processing And Integrated Networks (spin), [s.l.], v. 1, n. 15077234, p.228-231, fev. 2015. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/spin.2015.7095274>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/>>. Acesso em: 10 maio 2015.

NETO, Marinaldo Pinheiro de Sousa. **Um estudo de metamaterial em antenas de microfita**. 2014. 97f. Tese (Doutorado em Engenharia elétrica e computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal. 2014.

OLIVEIRA, L.C.M., **Aplicação de estruturas PBG em dispositivos planares de microondas linhas e antenas em substratos dielétricos e semicondutores: desenvolvimento de tecnologia e caracterização**, Tese, Campinas, Setembro de 2001.

OPPENHEIM, Ivette F. C. **Fundamentos da Cristalografia e Difração – PMT 3301 1º Semestre de 2017 – Simetria e Sistemas Cristalinos**. Departamento de Engenharia Metalúrgica e de Materiais. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. 2017.

PANKIEWICZ, Carlos Gabriel. **Cavidade do tipo L3 em cristais fotônicos**. 2009. 97f. Tese (Doutorado em Engenharia elétrica e computação), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal. 2019.

PIMENTEL, Geraldo Duarte. **Antenas Microstrip: Diagrama de irradiação**. 2010. 109f. Tese (Doutorado em Engenharia eletrônica e computação), Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro. 2010.

POZAR, David M. **Microwave Engineering**. 4 ed. United States of America: John Wiley & Sons. p. 756. 2012.

QUEIROZ, Alfredo; KUROSAWA, Rodrigo; BARRETO, Rodrigo. **Difração de Raio X**. Instituto de Física de São Carlos. Universidade de São Paulo. 2017

RADISIC, V. et al. **Novel 2-D photonic bandgap structure for microstrip lines**. *Ieee Microw. Guid. Wave Lett.*, [s.l.], v. 8, n. 2, p.69-71, 1998. Institute of Electrical & Electronics Engineers (IEEE). <http://dx.doi.org/10.1109/75.658644>. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org>>. Acesso em: 20 maio 2015.



RADISIC, V.; QIAN, Y. and ITOH, T., **Broad-band power amplifier using dielectric photonic bandgap structure**. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, v. 8, n. 1, p. 13–14, Jan. 1998.

RIBEIRO, J. A. J. **Propagação das ondas eletromagnéticas – Princípios e aplicações**. 1ª edição, Editora Érica, 2004.

Ronzani, A. Nobile, M. Li, L. Tredicucci, A. Linfield, E. Vitiello, M. S. Distributed feedback Terahertz QCLs with quase-periodic Penrose patterning. 2013, 2, IEEE 978-1-4673-4717-4/13/\$31.00

S. O'Brien e JB Pendry. **Photonic band-gap effects and magnetic activity in dielectric composites**. Journal of Physics: Condens. Matter, Volume 14, p. 4035, 2002.

SEKO, M. H. **Antenas planares de micro-ondas multibandas para terminais móveis de sistemas de comunicação sem fio**. 2013. 163f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) Universidade de São Paulo: Escola Politécnica. 2013.

SILVA, Everson. F. **Estudo dos Cristais Fotônicos Quase-Periódicos de Fibonacci, Octonacci e Dodecanacci com Grafeno**. 2016, 77f, Dissertação (Mestrado em Física), Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, 2016.

SILVA, I. F.; MOURA, P. H. D. **Estudo das antenas da propagação do sinal da rádio nacional da Amazônia**. 2013. 92f. Monografia em Engenharia Elétrica. Universidade de Brasília: Faculdade Tecnológica, Brasília, 2013.

SILVA, Isaac Barros Tavares. **Projeto e análise de antena de microfita com utilização de metamaterial do tipo CSRR**. 2014. 115f. Dissertação (Mestrado em Sistema de comunicação e automação), Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró. 2014.

SILVA, José Lucas. **Estudo do comportamento de antena de microfita com substrato metamaterial**. 2015. 80f. Dissertação (Mestrado em Sistema de comunicação e automação), Universidade Federal Rural do Semi-Árido, Mossoró. 2015.

STUTZMAN, Warren L. e Thiele, Gary A.; "**Antenna Theory and Design**", 2<sup>a</sup> Ed. John Wiley & Sons, 1997.

VILLENEUVE, P. R.; JOANNOPOULOS, J. D. **Channel drop tunneling through localized states**, Phys. Rev. Letters, vol. 80, no. 5, pp. 960-963, 1998.

YARMAN, B. S. **Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks**. Istanbul: Springer. p. 308. 2008.