

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTRUTURAS PHOTONIC BAND GAP EM ANTENA DE MICROFITA  
COM APLICAÇÕES EM MICROONDAS E TERAHERTZ

JORGE EVERALDO DE OLIVEIRA

TD – 15/2019

UFPA/ ITEC/ PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil  
2019



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JORGE EVERALDO DE OLIVEIRA

ESTRUTURAS PHOTONIC BAND GAP EM ANTENA DE MICROFITA  
COM APLICAÇÕES EM MICROONDAS E TERAHERTZ

TD – 15/2019

UFPA/ ITEC/ PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil

2019

**Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP) de acordo com ISBD  
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará  
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)**

---

D278e de Oliveira, Jorge Everaldo  
Estrutura Photonic Band Gap em antena de microfita com  
aplicações em micro-ondas e terahertz / Jorge Everaldo de Oliveira.  
— 2019.  
89 f. : il. color.

Orientador(a): Prof. Dr. Marcos Benedito Caldas Costa  
Tese (Doutorado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia  
Elétrica, Instituto de Tecnologia, Universidade Federal do Pará,  
Belém, 2019.

1. antena, THz, cristais fotônicos, grafeno. I. Título.

CDD 384.5

---

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JORGE EVERALDO DE OLIVEIRA

ESTRUTURAS PHOTONIC BAND GAP EM ANTENA DE MICROFITA  
COM APLICAÇÕES EM MICROONDAS E TERAHERTZ

Tese submetida à Banca  
Examinadora do Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica da  
UFPA para a obtenção do Grau de  
Doutor em Engenharia Elétrica na  
área de Telecomunicações

UFPA/ ITEC/ PPGEE  
Campus Universitário do Guamá  
Belém-Pará-Brasil

2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ  
INSTITUTO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

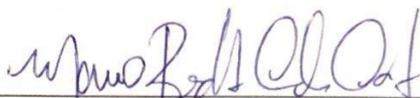
**“ESTRUTURAS PBG (PHOTONIC BAND GAP) EM ANTENA DE MICROFITA  
COM APLICAÇÕES EM MICROONDAS E TERAHERTZ”**

**AUTOR: JORGE EVERALDO DE OLIVEIRA**

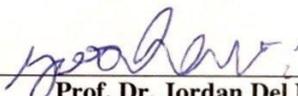
TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA À BANCA EXAMINADORA APROVADA PELO  
COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, SENDO  
JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA NA ÁREA DE TELECOMUNICAÇÕES.

APROVADA EM: 16/08/2019

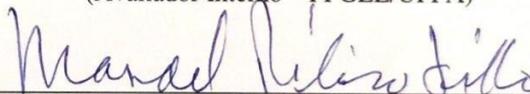
**BANCA EXAMINADORA:**



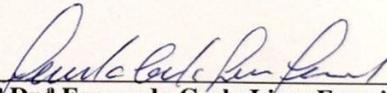
**Prof. Dr. Marcos Benedito Caldas Costa**  
(Orientador – PPGEE/UFPA)



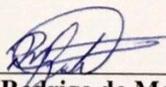
**Prof. Dr. Jordan Del Nero**  
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)



**Prof. Dr. Manoel Ribeiro Filho**  
(Avaliador Externo – UFC)



**Prof.ª Dr.ª Fernanda Carla Lima Ferreira**  
(Avaliadora Externa – UNIFESSPA)



**Prof. Dr. Rodrigo do Monte Gester**  
(Avaliador Externo – UNIFESSPA)

**VISTO:**

**Prof.ª Dr.ª Maria Emilia de Lima Tostes**  
(Coordenadora do PPGEE/ITEC/UFPA)

Este trabalho é dedicado para minha família, especialmente à memória meus pais, Emanuel Oliveira e Rosa Oliveira. Aos meus Filhos, Plinio Fabiano Araujo de Oliveira, Petrus Fabiano Araujo de Oliveira Oliveira e Marcio Andrey Moreira Ribeiro, que sempre me apoiaram nas horas difíceis me dando força para eu nunca desistir, e sempre dizendo que o conhecimento é a coisa mais importante na vida, pois, é a eles que devo tudo que sou. A minha esposa Eliete Fabiana Araujo de Oliveira que sempre me apoiou nas horas difíceis e me incentivou para eu vencer as dificuldades.

Jorge Everaldo de Oliveira

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus por me dar a inteligência e força de vontade para a conclusão deste trabalho, em memória aos meus pais, Emanuel Oliveira e Rosa Oliva de Oliveira, que não puderam realizar o sonho de viver esse momento, mas que sempre deram o apoio total para minha formação pessoal e acadêmica, também à minha esposa Eliete Fabiana Araujo de Oliveira e aos meus filhos Plínio Fabiano Araujo de Oliveira e Petrus Fabiano Araujo de Oliveira e Marcio Andrey Moreira Ribveiro que sempre me deram força. Agradeço também aos meus amigos do Laboratório de Óptica. Fiterlinge Sousa, Fábio Barros, Elizete Sabino, Fabrício Pinho, Léo Parente e ao amigo fraterno Emerson Benedito S. Correa Prof. de Física da UNIFESSPA campus de Marabá, e aos outros colegas do grupo de física da UNIFESSPA Campus de Marabá que sempre me ajudaram nas horas que mais precisei. Agradeço a todos os professores que contribuíram com a nossa formação acadêmica, especialmente ao meu orientador professor Dr. Marcos Benedito Caldas Costa que me guiou com sabedoria no desenvolvimento deste trabalho e aos amigos que ao longo desta jornada de quatro anos colaboraram de forma direta e indireta para a nossa formação pessoal e acadêmica.

Jorge Everaldo de Oliveira

## RESUMO

Neste trabalho estamos analisando as simulações de duas antenas de microfita. A primeira é uma antena utiliza o material cerâmico Niobato de Bismuto ( $\text{BiNbO}_4$ ) dopado com Pentóxido de Vanádio ( $\text{V}_2\text{O}_5$ ) no substrato. O patch da antena foi projetado com linha de alimentação indentada para facilitar o casamento de impedâncias e o substrato com furos de ar foi colocado apenas por baixo do patch para diminuir ainda mais as perdas. A segunda é uma nanoantena com Patch de Grafeno na faixa de Terahertz e substrato PBG (Photonic Band Gap), com rede triangular, e furos nas seguintes configurações de altura  $h_1$ ,  $h_2$  e  $h_3$ . Na altura  $h_1$  o substrato é perfurado totalmente, enquanto que nas alturas  $h_2$  os furos serão feitos de cima para baixo até a metade do substrato e a altura  $h_3$  é a antena com substrato perfurado de baixo para cima até a metade do substrato. Portanto são criadas três antenas nessas geometrias utilizando uma rede de furos triangular. A disposição dos furos no substrato dielétrico, constituem a estrutura PBG, para aumentar o desempenho e a eficiência dessas antenas, extinguindo ondas de superfície no substrato de antenas de microfita. A geometria adotada melhora ainda parâmetros das antenas como por exemplo a eficiência e a largura de banda. Os Softwares Comerciais HFSS e CST foram utilizados para as simulações das antenas. Após as etapas da simulação numérica foram obtidos os resultados dos parâmetros desses dispositivos. A primeira antena (rede periódica com substrato cerâmico) obteve perda de retorno de  $-36,21$  dB, para uma frequência de ressonância de  $10,26$  GHz, com largura de banda de  $2,18$  GHz. Nas simulações das antenas de microfita com Patch de Grafeno a antena  $h_3$  obteve dupla banda de transmissão com potencial químico do grafeno de  $0,3$  eV.

**Palavras-chaves:** Antena, Banda de THz, Cristais fotônico, Grafeno.

## ABSTRACT

In this work we are analyzing the simulations of two microstrip antennas. The first is an antenna using the ceramic material Bismuth Niobate ( $\text{BiNbO}_4$ ) doped with Vanadium Pentoxide ( $\text{V}_2\text{O}_5$ ) on the substrate. The antenna patch was designed with indented power line to facilitate matching of impedances and the substrate with air holes was placed just below the patch to further decrease the losses. The second is a nano-antenna with Graphene Patch in the Terahertz range and PBG (Photonic Band Gap) substrate with triangular mesh, and holes in the following height configurations  $h_1$ ,  $h_2$  and  $h_3$ . At time  $h_1$  the substrate is fully drilled, while at heights  $h_2$  the holes will be made top to bottom of the substrate and the height  $h_3$  is the antenna with substrate drilled from the bottom up to the middle of the substrate. Therefore three antennas are created in these geometries using a triangular hole network. The arrangement of the holes in the dielectric substrate constitute the PBG structure, to increase the performance and efficiency of these antennas, extinguishing surface waves in the substrate of microstrip antennas. The adopted geometry also improves antenna parameters such as efficiency and bandwidth. The commercial software HFSS and CST were used for the simulations of the antennas. After the numerical simulation steps the results of the parameters of these devices were obtained. The first antenna (periodic lattice with ceramic substrate) obtained a return loss of -36.21 dB, at a resonance frequency of 10,26 GHz, with a bandwidth of 2.18 GHz. In the simulations of the antennas of microstrip with Patch of graphene the antenna  $h_3$  obtained double transmission band with chemical potential of graphene of 0,3 eV.

**Key-words:** Antenna, THz band, Photonic crystals, Graphene.

## LISTA DE FIGURAS

FIGURA 2.1: DIAGRAMA DE RADIAÇÃO BIDIMENSIONAL NORMALIZADO DE POTÊNCIA EM DB DE UM DIPOLO $\lambda/2$ ..	30
FIGURA 2.2: ANTENA <i>PATCH</i> EM MICROFITA.....	31
FIGURA 2.3: FORMAS GEOMÉTRICAS ASSUMIDAS PELO <i>PATCH</i> .....	31
FIGURA 2.4: ANTENA DE MICROFITA E SISTEMA DE COORDENADA .....	32
FIGURA 2.5: ALIMENTAÇÃO POR LINHA DE MICROFITA. ....	33
FIGURA 2.6: ALIMENTAÇÃO POR SONDA COAXIAL. ....	33
FIGURA 3.1: EXIBE EXEMPLOS DE REDES CRISTALINAS UNIDIMENSIONAIS, BIDIMENSIONAIS E TRIDIMENSIONAIS. AS DIFERENTES CORES REPRESENTAM MATERIAIS COM DIFERENTES CONSTANTES DIELÉTRICAS.....	37
FIGURA 3.2: A ESTRUTURA CÚBICA DO CRISTAL FOTÔNICO. À ESQUERDA, A REDE DE PONTOS DA ESTRUTURA NO ESPAÇO REAL. AO MEIO, A ESTRUTURA RECÍPROCA CORRESPONDENTE. À DIREITA, A CONSTRUÇÃO DA PRIMEIRA ZONA DE BRILLOUIN. ....	41
FIGURA 3.3: GUIA DE ONDAS DIELÉTRICO. ....	43
FIGURA 3.4: CURVA DE 90° EM UM GUIA DE ONDAS DIELÉTRICO. ....	43
FIGURA 3.5: CAVIDADE ELETROMAGNÉTICA BASEADA EM CRISTAIS FOTÔNICOS BIDIMENSIONAIS. ....	44
FIGURA 3.6: DIVISOR DE POTÊNCIA.....	44
FIGURA 3.7: FILTRO PASSA-BAIXA COMPOSTO POR UMA CAVIDADE CERCADA POR DOIS GUIAS DE ONDAS. ....	45
FIGURA 3.8: CARACTERÍSTICA DE TRANSMISSÃO DO FILTRO (À ESQUERDA) E PERFIL DO CAMPO ELETROMAGNÉTICO NO FILTRO (À DIREITA).....	46
FIGURA 4.1: (A) ESTRUTURA DE BANDA DO GRAFENO. (B) REPRESENTAÇÃO DA ENERGIA DE FERMI NO GRAFENO PARA UMA TENSÃO ELÉTRICA POSITIVA APLICADA NO MATERIAL. (C) REPRESENTAÇÃO DA ENERGIA DE FERMI NA ESTRUTURA DE BANDA DO GRAFENO SEM A INTERFERÊNCIA DE UM CAMPO ELÉTRICO.....	49
FIGURA 4.2: CURVA DE DENSIDADE DE PORTADORES EM UMA FOLHA ISOLADA DE GRAFENO EM RELAÇÃO AO POTENCIAL QUÍMICO DO MATERIAL, PARAMETRIZADA EM RELAÇÃO A TEMPERATURA.....	51
FIGURA 4.3: CURVAS DA CONDUTIVIDADE INTRABANDA E INTERBANDA DO GRAFENO NORMALIZADAS EM RELAÇÃO A $\sigma_0 = e^2 4\pi\hbar$ . O PONTO $\hbar\omega\mu c = 2$ INDICA O LIMITE DA REGIÃO ONDE A PARTE INTERBANDA DA CONDUTIVIDADE COMEÇA A PREVALECER, ACIMA DESSE PONTO A CONDUTIVIDADE DO GRAFENO. ....	55
FIGURA 4.4: CURVA DA PARTE REAL DA CONTRIBUIÇÃO INTERBANDA, EQUAÇÃO (4.15), PARAMETRIZADA EM RELAÇÃO AO POTENCIAL QUÍMICO E NORMALIZADA EM RELAÇÃO À, COM T=300 [K]. ....	56
FIGURA 4.5: CURVA DA EQUAÇÃO (4.15) NORMALIZADA EM RELAÇÃO À $\sigma_0$ E PARAMETRIZADA EM RELAÇÃO A TEMPERATURA, ONDE $\omega(eV) = \hbar 2\pi f H z e$ . ....	57
FIGURA 5.1: MODELO 3D DA ANTENA DE MICROFITA COM LINHA DE ALIMENTAÇÃO INDENTADA UTILIZANDO SUBSTRATO DE BiNbO4 DOPADO COM V2O5.....	63
FIGURA 5.2: PARTE SUPERIOR DA ANTENA DE MICROFITA COM OS PARÂMETROS GEOMÉTRICOS E COM O DETALHAMENTO DOS FUROS DE AR LOCALIZADOS SOB O <i>PATCH</i> . ....	63
FIGURA 5.3: RESULTADO DA SIMULAÇÃO DA PERDA DE RETORNO DA ANTENA PROPOSTA.....	65

FIGURA 5.4: (A) SIMULAÇÃO 2D DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA PROPOSTA PLANO E, (B) SIMULAÇÃO 2D DO DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA PROPOSTA PLANO H, (C) DIAGRAMA 3D DO GANHO DA ANTENA PROPOSTA, COM GANHO DE APROXIMADAMENTE 7 dB E (D) DIAGRAMA 3D DA DIRETIVIDADE. ....	65
FIGURA 5.5: ANTENA PATCH DE GRAFENO COM SUBSTRATO PERIÓDICO DE REDE DE FUROS TRIANGULAR.....	70
FIGURA 5.6: (A) CONFIGURAÇÃO DA ANTENA COM PATCH DE GRAFENO E REDE DE FUROS TRIANGULAR EM SUBSTRATO DE SÍLICA (B) CONFIGURAÇÃO DAS TRÊS ALTURAS DIFERENTES DOS FUROS DE AR NO SUBSTRATO DE SÍLICA. ....	71
FIGURA 5.7: GRÁFICOS DE PERDA DE RETORNO PARA AS 3 DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE SUBSTRATO COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,1 eV.....	73
FIGURA 5.8: GRÁFICOS DE PERDA DE RETORNO PARA AS TRÊS ANTENAS COM DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE SUBSTRATO COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,2 eV. ....	74
FIGURA 5.9: GRÁFICOS DA PERDA DE RETORNO PARA AS TRÊS DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE FUROS NO SUBSTRATO DE SÍLICA COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,3 eV. ....	76
FIGURA 5.10: DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO PARA AS TRÊS DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE FUROS NO SUBSTRATO DE SÍLICA COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,1 eV. ONDE (A) REPRESENTA O DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H1, (B) DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H2 E (C) DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H3. ....	77
FIGURA 5.11: DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO PARA AS TRÊS DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE SUBSTRATO COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,2 eV. ONDE (A) REPRESENTA O DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H1, (B) DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H2 E (C) DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H3. ....	77
FIGURA 5.12: DIAGRAMAS DE RADIAÇÃO PARA AS TRÊS DIFERENTES CONFIGURAÇÕES DE FUROS NO SUBSTRATO DE SÍLICA COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,3 eV. ONDE (A) REPRESENTA O DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H1, (B) DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H2 E (C) DIAGRAMA DE RADIAÇÃO DA ANTENA H3. ....	78

## LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1: COMPARAÇÃO ENTRE ELÉTRONS NA REDE CRISTALINA E FÓTONS EM UM CRISTAL FOTÔNICO.....	36
TABELA 5.1: TABELA COM OS PARÂMETROS, VALORES E ESPECIFICAÇÕES PARA AS SIMULAÇÕES DA ANTENA PROPOSTA [36,37].....	64
TABELA 5.2: COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS NESTE TRABALHO COM A REFERÊNCIAS QUE UTILIZAM SUBSTRATO CERÂMICO DE BISMUTO. ....	67
TABELA 5.3: DIMENSÕES DA ANTENA PATCH DE GRAFENO COM REDE PERIÓDICA PBG.....	71
TABELA 5.4: ANTENAS H1, H2 E H3 COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,1 eV. ....	73
TABELA 5.5: ANTENAS H1, H2 E H3 COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,2 eV. ....	75
TABELA 5.6: ANTENAS H1, H2 E H3 COM POTENCIAL QUÍMICO DE 0,3 eV. ....	76
TABELA 5.7: VALORES DE GANHO E DIRETIVIDADE PARA AS TRÊS CONFIGURAÇÕES DE FUROS NO SUBSTRATO PBG PARA CADA UM DOS TRÊS VALORES DE POTENCIAL QUÍMICO UTILIZADOS (0,1, 0,2 E 0,3 eV.).....	78
TABELA 5.8: COMPARAÇÃO ENTRE A PERFORMANCE DAS ANTENAS PROPOSTAS NESTE TRABALHO COM AS ANTENAS SIMULADAS POR OUTROS AUTORES. ....	79

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

a - Periodicidade da rede triangular

CST - Computer System Technology

FEM - Finite Element Method

GNPA - Graphene Nano Patch Antenna

HFSS - High Frequency System Simulator

LB - Largura de Banda

LS - Comprimento do Substrato

L P - Comprimento do Patch

W p - Largura do Patch

W s - Largura do Patch

MMIC - Micro-waves monolithic integrated circuits

MWCNT - Multiwall Carbon Nanotubes

NPA - Nano Patch Antenna

PBG - Photonic Band Gap

r - Raio dos furos

TE - Modo transverso elétrico

TM - Modo transverso magnético

VSWR - Voltage standing wave ratio

1D, 2D e 3D - uma, duas e três dimensões

H 1 ,H 2 e H 3 - Alturas dos furos nos substratos e respectivas antenas

## LISTA DE SÍMBOLOS

BiNbO<sub>4</sub> - Niobato de bismuto

V<sub>2</sub>O<sub>5</sub> - Pentóxido de Vanádio

dB - Decibéis

GHz - Gigahertz

eV - Eletro-volt

THz - Terahertz

Tb/s - terabit-por-segundo

nm - Nanômetro

$\epsilon_r$  - Permissividade relativa

$U_{\text{Max}}$  - Intensidade máxima de irradiação

$U$  - Intensidade média de irradiação

$D$  - Diretividade

$P_{\text{rad}}$  - Potência radiada

$g$  - Ganho relativo de uma antena

$G$  - Ganho da antena

$G_0$  - Ganho da antena de referência

$Z_L$  - Impedância de carga

$Z_A$  - Impedância de entrada

$\lambda$  - Comprimento de onda

$\psi(r,t)$  - Função de onda

$H(r,t)$  - Campo magnético

$V(r)$  - Potencial

$\epsilon$  - Constante dielétrica

$e$  - Base exponencial

$\omega$  - Frequência angular

$t$  - Tempo

$\hbar$  - Constante de Planck reduzida

$\nabla^2$  - Laplaciano

$\Theta$  - Operador Hamiltoniano

$c$  - Velocidade da luz

$m$  - Massa

$\vec{K}$  - Vetor de onda

$\nu$  - frequência linear

$\vec{D}$  - Vetor deslocamento

$\vec{E}$  - Vetor campo elétrico

$\epsilon_0$  - permissividade do vácuo

$\mu_0$  - Permeabilidade do vácuo

$\mu_r$  - Permeabilidade relativa

$i$  - Número imaginário

$\pi$  - Numero Pi

$d$  - Vetor da rede real

$\hat{x}, \hat{y}$  - Versores dos eixos X e Y

$K$  - Vetor da rede recíproca

$b_1$  e  $b_2$  - Versores da rede primitiva

$R_{90}$  - Operador que gira o vetor de 90°

Det - Determinante

$\Gamma$ , X e M - pontos da primeira zona de Brillouin

$C_{60}$  - Carbono 60

$\sigma$  - Condutividade elétrica

$\mu_c$  - Potencial químico

$\tau$  - Taxa de espalhamento

T - Temperatura Kelvin

P(K) - Relação de dispersão

s - Parâmetro que se relaciona com a região do espectro de energia

$v_F$  - Velocidade de Fermi

$K_x$  e  $K_y$  - Vetores de onda nos eixos X e Y

$E_F$  - Nivel de Fermi

$\eta$  - Concentração de portadores no grafeno

$\phi$  - Constante de proporcionalidade

$V_g$  - Tensão de porta

$F_d$  - Distribuição de Fermi-Dirac

$1/\tau$  - Razão de espalhamento

$\vec{J}$  - Densidade de corrente

$V_{gf}$  - Tensão final aplicada ao grafeno

$V_{gi}$  - Tensão inicial aplicada ao grafeno

$m_e$  - Massa do elétron

Re - Parte real

Im - Parte imaginaria

Hz - Hertz

$\sigma_g$  - Condutividade de superfície do grafeno

$\sigma_{g,v}$  - Condutividade volumétrica do grafeno

$\sigma_{g,r}$  - Parte real da condutividade do grafeno

$\Delta$  - Espessura do grafeno

$\varepsilon_g$  - permissividade superficial do grafeno

$\varepsilon_{geq}$  - permissividade equivalente do grafeno

$\mu m$  - Micrômetro

dBi - Decibéis

S<sub>11</sub>- Perda de retorno

# SUMÁRIO

<b>RESUMO .....</b>	<b>9</b>
<b>ABSTRACT .....</b>	<b>10</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>21</b>
1.1 ESTADO DA ARTE.....	22
1.2 OBJETIVO GERAL.....	25
1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	25
1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE.....	25
<b>2 TEORIA DE ANTENAS.....</b>	<b>27</b>
2.1 ANTENAS.....	27
2.1.1 Diretividade.....	27
2.1.2 Ganho .....	28
2.1.2.1 Ganho absoluto de uma antena.....	28
2.1.2.2 Ganho relativo de uma antena.....	29
2.1.3 Largura de Banda .....	29
2.1.4 Perda de retorno .....	29
2.1.5 VSWR ( <i>Voltage standing wave ratio</i> ).....	30
2.1.6 Diagrama de Radiação.....	30
2.2 ANTENAS DE MICROFITA.....	30
2.2.1 Métodos de Alimentação .....	32
2.2.1.1 Alimentação por Linha de Microfita e Sonda coaxial .....	32
<b>3 CRISTAIS FOTÔNICOS .....</b>	<b>35</b>
3.1 CONCEITOS BÁSICOS.....	35
3.2 EQUAÇÕES DE MAXWELL .....	37
3.3 DISPOSITIVOS BASEADOS EM CRISTAIS FOTÔNICOS BIDIMENSIONAIS .....	42
3.3.1 Guia de ondas .....	42
3.3.2 Cavidade ressonante .....	43
3.3.3 Filtro.....	45
3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	46
<b>4 TEORIA DO GRAFENO.....</b>	<b>47</b>
4.1 GRAFENO.....	47
4.2 PROPRIEDADES ELÉTRICAS E ÓPTICAS DO GRAFENO .....	47
4.3 CONCENTRAÇÃO DE PORTADORES, MOBILIDADE E ESTRUTURA DE BANDA.....	48
4.4 CONDUTIVIDADE INTERBANDA E INTRABANDA.....	52

4.5	PERMISSIVIDADE EQUIVALENTE DO GRAFENO .....	57
4.6	MODOS DE PROPAGAÇÃO NO GRAFENO .....	59
<b>5</b>	<b>PROJETO DA ANTENA DE MICROFITA COM ESTRUTURA PBG PARA</b>	
	<b>COMUNICAÇÃO SEM FIO.....</b>	<b>61</b>
5.1	ANTENA DE MICROFITA COM SUBSTRATO CERÂMICO PBG COM OPERAÇÃO EM MICROONDAS ...	61
5.1.1	Introdução .....	61
5.1.2	O substrato cerâmico BiNbO4 dopado de V2-O5 .....	61
5.1.3	Projeto da antena de microfita com substrato cerâmico PBG em micro-ondas .....	62
5.1.4	Resultados e discussão .....	64
5.2	PROJETO DA ANTENA DE GRAFENO COM SUBSTRATO PBG PARA ABANDA THZ .....	67
5.2.1	Introdução .....	67
5.2.2	A complete band gap for all polarization .....	69
5.2.3	Projeto da Antena com <i>Patch</i> de Grafeno em Substrato de Cristal Fotônico .....	69
5.2.4	Resultados e Discussões .....	72
<b>0,1</b>	<b>.....</b>	<b>79</b>
5.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	80
5.4	TRABALHOS FUTUROS .....	81
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>82</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicações sem fio tornam-se cada vez mais importantes para a sociedade, devido à praticidade que aparelhos e redes sem fio oferecem, e ainda, motivados pelos avanços tecnológicos que fornecem os dispositivos cada vez menores, com maiores funcionalidades e de baixo custo. Neste sentido, torna-se relevante a pesquisa na área tecnológica para melhorar o funcionamento dos sistemas de comunicações sem fio, associando-a a diversos assuntos do cotidiano da sociedade.

A melhoria do desempenho na faixa de micro-ondas e a comunicação na banda do terahertz (THz) são vistas como alternativas que podem satisfazer essa demanda. Em especial a banda THz constitui-se uma alternativa para as limitações de capacidade dos sistemas sem fio atuais devido o espectro ainda não está alocada, permitindo uma infinidade de aplicações [1] - [7]. A faixa do THz é a banda espectral que compreende as frequências entre 0,3 THz e 10 THz e embora as regiões de frequência imediatamente abaixo e acima dessa faixa (as micro-ondas e o infravermelho distante, respectivamente) têm sido amplamente estudadas, o THz ainda é uma das menos exploradas faixas de frequências para comunicação [8].

Além disso, à medida que os sistemas de comunicação por ondas milimétricas evoluem o foco das pesquisas tende a se mover no sentido da faixa de THz. A ampla largura de banda das bandas de frequências THz pode ser usada para sistemas de comunicação sem fio em ambientes *indoor* em velocidades de terabit-por-segundo (Tb/s). Isso permite várias novas aplicações, como telefones sem fio com telas autoestereoscópicas de 360 °, substituição de fibra ótica e transferência de arquivos sem fio em Tb/s. Embora a tecnologia THz possa satisfazer a demanda por uma taxa de dados extremamente alta, vários desafios técnicos precisam ser superados ou melhor compreendidos antes da sua efetiva implementação [3].

Diante disso a melhoria de dispositivos de telecomunicações é de fundamental importância para a utilização da banda THz. Antenas com bom desempenho, boa miniaturização e construção relativamente simples são necessárias para atingir os requerimentos de desempenho de desses sistemas, sendo fundamentais os desenvolvimentos em largura de banda, Ganho, Diretividade, perda de retorno e redução das dimensões dos dispositivos.

Visando alcançar as características mencionadas anteriormente, nos últimos anos, muitos trabalhos de antenas de microfita têm sido publicados. Estes trabalhos buscam não só mostrar uma melhor eficiência dessas antenas na faixa de micro-ondas como também buscam a miniaturização desse tipo de antenas para operação na banda THz, viabilizando assim o funcionamento de inúmeras aplicações nesta banda com altas taxas de transferências.

## 1.1 ESTADO DA ARTE

As primeiras publicações a respeito de antenas *patch* ocorreram na década de 50 com Deschamps nos Estados Unidos e com Gutton e Baissinot na França [9] - [13]. No entanto, pesquisas sobre as características das antenas planares ganharam força a partir da década de 70 com o trabalho de Byron [14].

Posteriormente, surgiram trabalhos interessantes relacionados com a caracterização dos materiais de circuito impresso utilizados na confecção das antenas *patches* bem como caracterização relacionada aos dispositivos. Em Deshpande et al. (1982) [15], os autores investigaram a influência da impedância de entrada de uma antena de microfita com geometria retangular derivando expressões para o espalhamento de campos eletromagnéticos usando as funções exatas de Green.

No final da década de 80, em Nauwelaers et al. (1989) [14], os autores investigaram a influência de ondas de superfície em uma antena *patch* retangular para substratos com permissividade elétrica ( $\epsilon_r$ ) compreendida entre 1 e 12,8 através de modelos matemáticos fechados. Ainda em 1989, Daniel et al. (1989) investigou por meio de teoria e experimento o efeito da espessura do substrato dielétrico (com alta ou baixa permissividade elétrica) no desempenho de antenas *patches* excitadas por linha de microfita [16].

A partir da década de 90, as pesquisas foram se intensificando com aplicações práticas. O trabalho de Singh et al. (1997) propôs uma antena *patch* com um quarto de comprimento de onda, em forma de H, para aplicações em circuitos integrados de micro-ondas monolíticos (MMIC) [17]. Em Basilio et al. (2001) [18], os autores investigaram a dependência da impedância de entrada na posição da alimentação da antena *patch* retangular por *probe* coaxial (ponta de prova) e por linha de microfita. Mais recentemente, nos trabalhos de Oliveira et al. (2009) e Oliveira et al. (2010) foram investigadas as propriedades de antenas com geometria fractal e/ou quase-fractal, com o intuito de reduzir as dimensões de antenas *patch*

convencionais, sem no entanto degradar seu desempenho e suas características de radiação [19],[20].

A partir de 2004 quando Novoselov *et al.* [21] descobriram experimentalmente a existência do grafeno no estado livre, inúmeros autores tem buscado aplicações deste material em várias áreas. No campo das telecomunicações, dispositivos como acopladores, filtros e antenas tem sido amplamente estudado. Com relação a antenas, em 2012 Tamagnone *et al.* [22] utilizaram antenas de grafeno ressonantes como interfaces verdadeiras entre as ondas espaciais THz e uma fonte/detector. Foi mostrado pelos autores que, além da alta miniaturização relacionada à natureza plasmônica da ressonância, a antena THz baseada em grafeno compara-se favoravelmente às implementações típicas de metal em termos de perda de retorno e eficiência de radiação, contribuindo assim, para o desenvolvimento de transceptores THz miniatura, eficientes e potencialmente transparentes, todos em grafeno, para uma comunicação emergente e aplicação de sensores.

Já em 2014 Zhou *et al.* [23], propuseram uma antena miniaturizada sintonizável baseada em grafeno. Os autores analisam a reconfiguração da frequência da antena sob diferentes potenciais químicos. A antena proposta apresentou uma boa característica de reconfiguração dinâmica, alta miniaturização, baixo coeficiente de reflexão e boa radiação omnidirecional. De acordo com os autores a integração de tais antenas com fontes THz abrirá caminho para os dispositivos de comunicações sem fio em nanoescala e aplicações de sensoriamento.

Antenas patch opticamente transparentes baseadas em grafeno com e sem nanotubos de carbono (MWCNT) foram projetadas por Anand *et al.* [24] em 2015 para ressoar a 6 THz. As características de radiação da antena foram analisadas na faixa de 5,66 - 6,43 THz. O grafeno opticamente transparente foi utilizado como patch e plano de terra das antenas, sendo estas separados por um substrato de Poliimida flexível de 2,5  $\mu\text{m}$  de espessura. Ao encurtar a linha de microfita e o plano de terra da antena com um MWCNT, a perda de retorno da antena foi menor. O ganho de pico de 3,3dB a 6,2 THz com MWCNT foi maior que 3dB na faixa de 5,66 - 6,43 THz obtido para antena sem MWCNT.

Ainda em 2015 Bala *et al.* [25], intensificaram as pesquisas na área de antenas *patch* baseadas em grafeno com substrato de silício na faixa de THz. e 2016 Bala *et al.* [26], propuseram uma antena alimentada por uma linha de microfita com transformador de quarto de onda utilizando um patch de grafeno em substrato de dióxido de silício com espessura de 1,8  $\mu\text{m}$  permitividade de  $\epsilon_r = 4$ . A geometria de antena proposta é projetada e otimizada utilizando

o software HFSS, que é baseado no método numérico dos elementos finitos (FEM), onde foi obtida uma perda de retorno de -27,57 dB e com ganho de 5.3 dB a 13 THz. Portanto, de acordo com os autores, ficou evidenciado que o grafeno é uma alternativa eficaz ao metal para a estrutura da antena.

George e Madhan [27] em 2017 projetaram uma antena patch usando uma camada muito fina de grafeno como o patch irradiante, que é alimentado por uma linha de transmissão de microfita. O patch de grafeno é projetado sobre um substrato de silício com uma constante dielétrica de 11,9, para irradiar na frequência de 2,6 THz. Além disso, a antena proposta foi feita para ressoar em frequências duplas de 2,48 THz e 3,35 THz, alterando a altura do substrato. Vários parâmetros de antena, como perda de retorno, VSWR, ganho, eficiência e largura de banda são determinados para a operação de banda única e também em banda dupla. Para a operação de banda única, foi obtida uma largura de banda de 145,4 GHz e uma eficiência de 92%. Para a operação de banda dupla, obteve-se uma largura de banda máxima de 140,5 GHz a 3,35 THz e obteve-se uma eficiência de 87,3% na primeira frequência de ressonância de 2,48 THz.

Em 2018 Dashti e Carey [28], mostraram analiticamente e por simulação que o grafeno pode suportar a propagação eletromagnética em frequências THz via engenharia de contribuições intra e interband para a condutividade dinâmica para produzir uma antena de microfita com impedância de superfície variável e com uma largura de banda de centenas de GHz. A otimização de uma antena circular de grafeno sobre um substrato de silício possibilitou alcançar uma perda de retorno otimizada de -26 dB, largura de banda de 504 GHz e eficiência de -3,4 dB operando a uma frequência de 2 THz. Uma eficiência de antena otimizada de -0,36 dB foi encontrada em 3,5 THz, porém a largura de banda nesta frequência foi menor, cerca de 200 GHz.

Baseado principalmente nos trabalhos de R. Bala e A. Marwaha [25,26], esta tese consiste no projeto de antenas patch com substrato *Photonic Band Gap* (PBG) com substrato PBG aplicadas a faixa de micro-ondas e projeto de antenas patch com substrato PBG em rede triangular com patch de grafeno aplicadas a banda THz. Todos os resultados são investigados através de simulações realizadas pelo software comercial *Ansoft Designer-HFSS*, usado para análise precisa do comportamento eletromagnético das antenas. Os resultados obtidos são perda de retorno, diagrama de radiação, ganho e diretividade.

## 1.2 OBJETIVO GERAL

Esta tese busca mostrar a eficiência da utilização de estruturas PBG em duas antenas, a primeira para aplicações em micro-ondas e a segunda para terahertz, mesclando ainda com a utilização de cerâmica ou grafeno respectivamente. Portanto, estudar o desempenho de antenas de microfita utilizando estruturas PBG em seu substrato é o objetivo central desta tese. Duas aplicações em antenas são apresentadas, a primeira com uma rede periódica quadrada sob o patch utilizando também o Niobato de Bismuto dopado com Pentóxido de Vanádio no substrato para micro-ondas e a segunda em uma antena de grafeno com uma rede periódica triangular no substrato para utilização em terahertz.

## 1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Como objetivos específicos podemos citar:

- A utilização de estruturas Photonic Band Gap em antenas de microfita buscando melhorar parâmetros como largura de banda, ganho e eficiência.
- Estudar os efeitos das estruturas PBG com material cerâmico de alta permissividade no substrato de uma antena patch;
- Verificar o desempenho de uma antena de grafeno com uma estrutura PBG triangular;
- Avaliar a variação do contraste dielétrico da estrutura PBG;
- Verificar o efeito do potencial químico do grafeno na banda THz;
- Apresentar aplicações de estruturas Photonic Band Gap em antenas de microfita em micro-ondas e em Terahertz.

## 1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

O presente trabalho obedece à organização descrita nos parágrafos que seguem: no segundo capítulo, é feita uma introdução dos conceitos básicos sobre teoria de antenas, onde os parâmetros e o tipo de antena utilizado neste trabalho são apresentados em detalhes.

No terceiro capítulo os cristais fotônicos são detalhados, é apresentada ainda uma analogia entre o modelamento destas estruturas e cristais semicondutores. A parte final do capítulo trata da aplicação da tecnologia PBG em dispositivos operando na faixa de micro-ondas.

O quarto capítulo, trata da Teoria do Grafeno: Propriedades Elétricas e Ópticas do grafeno, Concentração de Portadores, Mobilidade e Estrutura de Banda e Permissividade Equivalente do Grafeno.

No quinto capítulo, são apresentados os resultados da tese com o Projeto da antena de Microrfita de alto ganho para a comunicação sem fio na banda de  $THz$ . São apresentados ainda, as análises e discussões dos resultados, através das simulações usando o software comercial *Ansoft Designer-HFSS* para a antena com substrato cerâmico com operação na faixa de micro-ondas e software CST para a antena de grafeno com substrato PBG.

## 2 TEORIA DE ANTENAS

### 2.1 ANTENAS

Antenas são estruturas metálicas projetadas para irradiar e receber energia eletromagnética[13], ou seja, a antena é a estrutura responsável por fazer o elo entre o espaço livre e o circuito de comunicação, e vice e versa. Atualmente muitos tipos de antenas são utilizados, dentre as quais, destacam-se as antenas patch de microfita que foram bastante difundidas a partir dos anos 1970, tendo como principal aplicação a utilização em naves espaciais [13]. Estas antenas possuem a vantagem de serem leves e compactas, possuem ainda baixo custo de fabricação, tem possibilidade de operação em várias faixas de frequência e suporta tanto a polarização linear quanto a circular. Como desvantagem, apresentam largura de banda estreita, possuem baixa eficiência e ganho reduzido, porém, existe algumas abordagens que podem ajudar a diminuir tais desvantagens, tais como: o tipo de alimentação da antena, realizando arranjo de antenas, utilizando substratos periódicos, dentre outras possibilidades. Por estes motivos, esse tipo de antena vem atraindo cada vez mais a atenção dos pesquisadores em todo o mundo. Neste capítulo serão abordados os principais parâmetros que são usados para avaliar o desempenho de uma antena, além disso, antenas patch de microfita e seus métodos de alimentação também são mostrados mais detalhadamente.

#### 2.1.1 Diretividade

A diretividade  $D$  de uma antena é a razão entre a máxima intensidade de radiação ( $U_{\max}$ ) e a intensidade média de radiação ( $\bar{U}$ ), equação (2.1). Pode ser obtida da equação (2.2).

$$\bar{U} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi} \sin\theta U(\theta, \phi) d\theta \quad (2.1)$$

Se a intensidade de radiação máxima é ( $U_{max}$ ), então a diretividade é dada pela equação (2.2)

$$D = \frac{U_{max}}{\bar{U}} \quad (2.2)$$

A integral em (2.1) nada mais é do que a potência irradiada pela antena, representada na equação (2.3).

$$\bar{U} = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad (2.3)$$

Assim, a diretividade pode também ser escrita na forma da equação (2.4).

$$D = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.4)$$

### 2.1.2 Ganho

Um parâmetro muito utilizado na análise de desempenho de antenas é o ganho (Absoluto e Relativo), sendo definido como a razão entre a intensidade de radiação, em uma dada direção, e a intensidade de radiação que seria obtida se a potência aceita pela antena fosse radiada isotropicamente [12].

#### 2.1.2.1 Ganho absoluto de uma antena

O ganho absoluto de uma antena é definido como a razão entre a máxima intensidade de radiação emitida pela antena e a intensidade média obtida admitindo que a potência ativa de entrada seja emitida isotropicamente pela antena. Se  $P_{in}$  é a potência ativa de entrada da antena, a intensidade de radiação obtida na hipótese de a antena ser isotrópica é, na forma da equação (2.5).

$$U_0 = \frac{P_{in}}{4\pi} \quad (2.5)$$

O ganho da antena é, portanto, na forma da equação (2.6).

$$G = \frac{4\pi U_{max}}{P_{in}} \quad (2.6)$$

Note que para uma antena sem perdas  $P_{in} = P_{rad}$  e o ganho absoluto é igual à diretividade.

#### 2.1.2.2 Ganho relativo de uma antena

O ganho relativo de uma antena é um parâmetro definido em relação a uma antena de referência. É definido pela razão, na forma da equação (2.7).

$$g = \frac{G}{G_0} \quad (2.7)$$

Com  $G$  e  $G_0$  representando o ganho da antena sob consideração e da antena de referência, respectivamente.

#### 2.1.3 Largura de Banda

Pode-se definir como largura de banda (LB) de uma antena como uma faixa de frequências na qual o sistema pode irradiar ou receber energia corretamente. Dependendo das necessidades que o sistema exigir, a largura de banda pode ser o parâmetro decisivo na escolha da antena a ser utilizada. Diversos parâmetros delimitam a largura de banda, tais como: impedância de entrada, ganho, largura de feixe, direção do lóbulo principal nível dos lóbulos secundários e polarização[13].

#### 2.1.4 Perda de retorno

A perda de retorno mostra a faixa de frequência onde os parâmetros de radiação não sofrem alterações. Sua escala é dada em decibéis (dB) e na maioria das situações, os autores utilizam o nível de 10 dB como limiar para a definição da largura de banda, onde este nível representa 90% da potência transmitida e 10% refletida. O projeto de antenas é fundamental conhecer a frequência desejada, e a partir disso, a perda de retorno fornecerá a largura de banda dessas frequências de ressonância almejadas[13].

### 2.1.5 VSWR (*Voltage standing wave ratio*)

A relação de VSWR (*Voltage standing wave ratio*), é definida como a razão entre a tensão máxima sobre a mínima em uma linha de transmissão[13].

$$(dB) = 10 \log(|\Gamma|^2) = 20 \log(|\Gamma|) \quad (2.8)$$

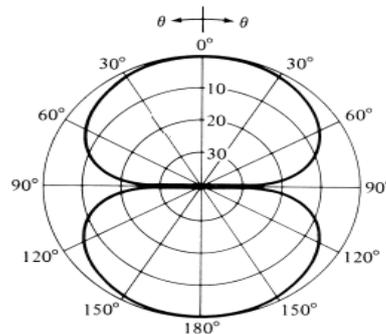
Em que  $\Gamma$  é dado pela equação (2.9)

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_A}{Z_L + Z_A} \quad (2.9)$$

Onde  $Z_L$  é a impedância de carga e  $Z_A$  a impedância de entrada da antena.

### 2.1.6 Diagrama de Radiação

Figura 2.1: Diagrama de radiação bidimensional normalizado de potência em dB de um dipolo  $\lambda/2$ .

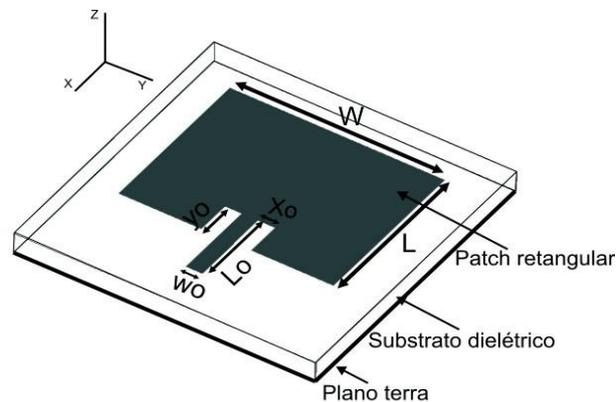


Definimos diagrama de radiação, (ver Figura 2.1), como uma representação gráfica, em duas ou três dimensões, das propriedades de uma antena em função das coordenadas espaciais [13].

## 2.2 ANTENAS DE MICROFITA

Na sua forma mais fundamental, uma antena patch em microfita consiste basicamente de duas placas metálicas condutoras, paralelas, ligadas a um substrato dielétrico isolador, tal como uma placa de circuito impresso, sendo uma das placas o elemento irradiador (patch) e a outra camada de metal ligado ao lado oposto do substrato formando um plano de terra[13].

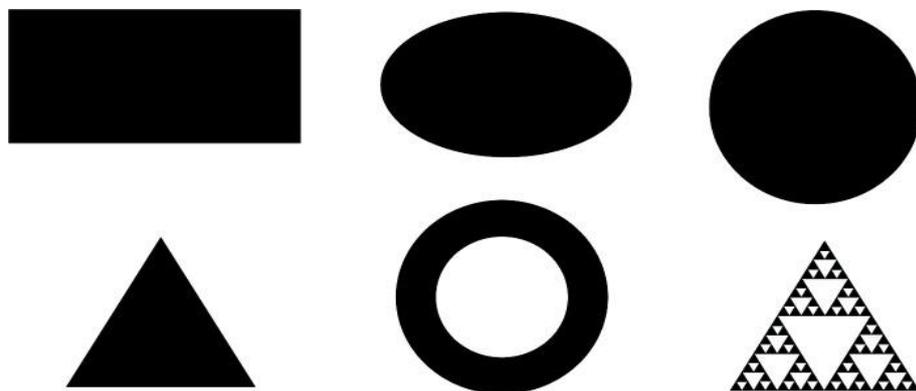
Figura 2.2: Antena *patch* em microfita



A ideia de antena de microfita foi proposta pela primeira vez por Georges Deschamps [29] em 1953, onde foram detalhados o desenvolvimento de uma antena para operação na banda X, porém, como mencionado anteriormente, estas antenas só se tornaram mais populares na década de 1970, sendo utilizadas em diversas aplicações [13,30].

Na Figura 2.2, está ilustrado a antena de microfita que é constituída basicamente por um condutor irradiante ou patch, impresso sobre uma camada metálica em uma de suas faces e um plano de terra na outra face, separado por um material dielétrico.

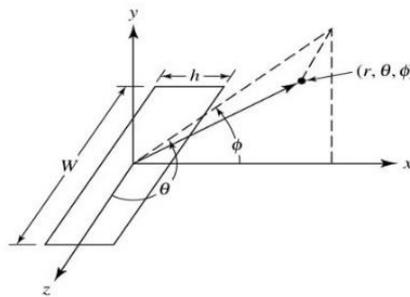
Figura 2.3: Formas geométricas assumidas pelo patch.



O elemento irradiante (patch), a priori, pode assumir qualquer forma geométrica. Contudo, em termos de análise e previsão do desempenho, normalmente são utilizadas formas geométricas convencionais, tais como: retangulares, circulares e, mais recentemente as formas fractais. A Figura 2.3 mostra algumas das formas geométricas utilizadas.

As antenas de microfita consistem de uma superfície metálica bem fina ( $t \ll \lambda_0$ , é o comprimento de onda no espaço livre na frequência de operação a espessura da antena metálica) assentada sobre um substrato dielétrico de pequena espessura ( $h \ll \lambda_0$ , geralmente  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ ) sobre um plano de terra, ilustrado na Figura 2.4.

Figura 2.4: Antena de microfita e Sistema de coordenada



### 2.2.1 Métodos de Alimentação

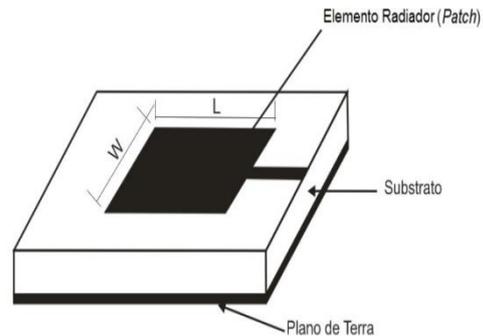
As antenas de microfita podem ser alimentadas por diversas técnicas e a escolha do método de alimentação leva em conta certos objetivos, tais como [13,31]:

- ✓ Linha de Microfita;
- ✓ Sonda Coaxial;
- ✓ Acoplamento por abertura;
- ✓ Acoplamento por proximidade;

#### 2.2.1.1 Alimentação por Linha de Microfita e Sonda coaxial

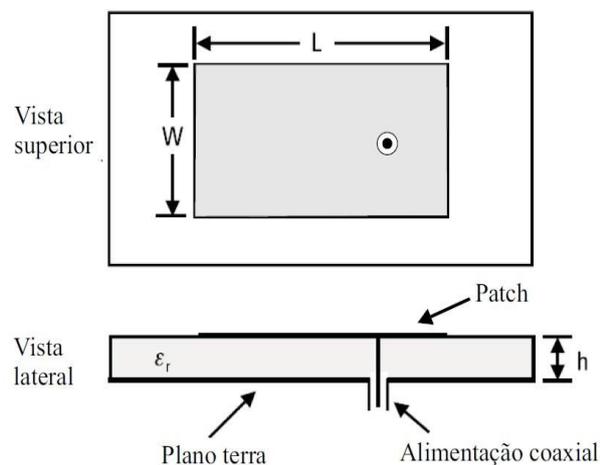
A estrutura da linha de microfita se constitui numa fita condutora impressa sobre o mesmo plano do substrato, apoiado sobre o plano de terra (Figura 2.5). Permitindo que a estrutura da antena permaneça totalmente planar, o que a torna adequada em aplicações de circuitos integrados de micro-ondas. Neste tipo de alimentação, obtém-se melhor casamento de impedância, uma vez que pode-se ajustar a impedância ajustando o alimentador. Quando este tipo de alimentação é utilizado em substratos com espessuras maiores, ocorre uma limitação na largura de banda da antena, porém, aumentam-se as radiações espúrias na alimentação[13].

Figura 2.5: Alimentação por linha de microfita.



Na alimentação por sonda coaxial (Figura 2.6), a linha de alimentação atravessa o substrato e é conectada ao elemento radiador, enquanto que o conector externo é fixado ao plano de terra.

Figura 2.6: Alimentação por sonda coaxial.



Essa alimentação tem a vantagem de simplicidade de projeto, através do posicionamento do ponto de alimentação para o ajuste do nível da impedância de entrada. O alimentador coaxial é de fácil construção e casamento de impedância, apresentando baixa radiação espúria. Contudo, têm pequena largura de banda e é mais difícil de modelar especialmente no caso de substratos espessos.

### 3 CRISTAIS FOTÔNICOS

Esta é uma analogia entre elétrons na rede cristalina e fótons em um cristal fotônico. Em seguida, mostram-se as equações de Maxwell, que são empregadas para analisar as estruturas dos cristais fotônicos. No final do capítulo, são apresentados alguns dispositivos baseados em cristais fotônicos bidimensionais, que podem ser utilizados em um sistema de comunicação.

#### 3.1 CONCEITOS BÁSICOS

Ondas em meios estratificados ou com perturbações periódicas sofrem múltiplos espalhamentos quando seu comprimento de onda é comparável ao período destas perturbações. Por exemplo, elétrons – ou ondas eletrônicas – que se propagam num cristal sofrem espalhamentos múltiplos nos átomos da rede, distribuídos periodicamente no espaço. Em determinadas condições, as ondas espalhadas interferem com a incidente, gerando uma onda estacionária. Nesta situação, a onda não pode se propagar através do cristal, resultando em frequências (energias) com propagação proibida. As energias eletrônicas permitidas formam, então, bandas separadas por *gaps* de estados de energia proibidos ou *band gaps eletrônicos*.

Em analogia a elétrons num cristal, fótons – ou ondas eletromagnéticas – sofrem espalhamento múltiplo em uma estrutura dielétrica cujo índice de refração (ou constante dielétrica) é espacialmente modulado com período comparável ao comprimento de onda [1].

Em algumas estruturas dielétricas com periodicidade tridimensional não há modos de propagação em quaisquer direções para certo intervalo de frequências, dando origem a um ‘*band gap* fotônico’ completo. Estas estruturas consistem, por exemplo, de esferas dielétricas de alto índice de refração suspensas em um meio de baixo índice ou furos de ar em um meio dielétrico de alto índice de refração, com constantes de rede da ordem do comprimento de onda eletromagnético.

Da mesma forma que *band gaps* eletrônicos estão relacionados a elétrons em um cristal, *band gaps* fotônicos estão relacionados a fótons em uma estrutura dielétrica periódica. Devido a tal analogia, essas últimas estruturas são chamadas de *cristais fotônicos*.

A teoria desenvolvida para os cristais fotônicos se baseia em alguns conceitos utilizados no caso eletrônico, como os de células unitárias, rede recíproca, zonas de Brillouin, relações de

dispersão, *gaps* de energia, etc. Algumas comparações podem ser feitas: a função de onda eletrônica deve satisfazer a equação escalar de Schrödinger, enquanto a onda eletromagnética deve satisfazer as equações vetoriais de Maxwell; os campos são decompostos em modos harmônicos que oscilam com fator de fase  $e^{i\omega t}$ .

No caso eletrônico, a função de onda  $\Psi(\mathbf{r}, t)$  é um campo escalar complexo. No caso dos fótons, o campo magnético  $\mathbf{H}(\mathbf{r}, t)$  é um campo vetorial real e a exponencial complexa uma conveniência matemática.

Em ambos os casos, os modos do sistema são determinados por uma equação de autovalores cujos operadores são hermitianos. É por causa deste fato que os cálculos para o caso dos fótons são feitos utilizando-se o campo magnético – utilizando-se o campo elétrico da onda obtemos um operador não hermitiano. Além disso, ambos os sistemas possuem simetria translacional, sendo o potencial  $V(\mathbf{r})$  e a constante dielétrica  $\varepsilon(\mathbf{r})$  periódicos para os casos eletrônico e eletromagnético, respectivamente.

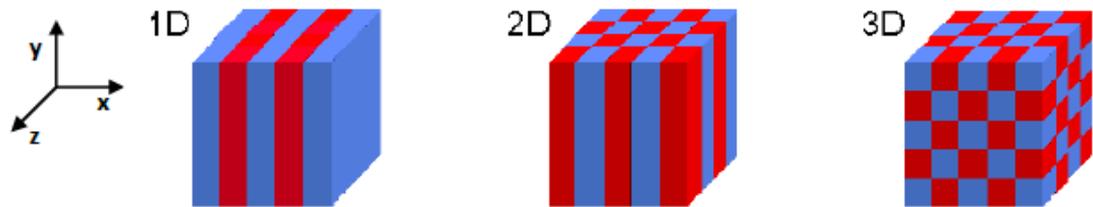
Tabela 3.1: Comparação entre elétrons na rede cristalina e fótons em um cristal fotônico.

	<b>Semicondutores</b>	<b>Cristais Fotônicos</b>
<b>Campo</b>	$\Psi(\mathbf{r}, t) = \Psi(\mathbf{r})e^{i\omega t}$	$\mathbf{H}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{H}(\mathbf{r})e^{i\omega t}$
<b>Equação de Autovalores</b>	$H\Psi = (\hbar\omega)\Psi$	$\Theta\mathbf{H} = \left(\frac{\omega}{c}\right)^2 \mathbf{H}$
<b>Operador Hermitiano</b>	$H = \frac{-\hbar^2\nabla^2}{2m} + V(\mathbf{r})$	$\Theta = \nabla \times \left(\frac{1}{\varepsilon(\mathbf{r})}\nabla \times\right)$
<b>Simetria Translacional Discreta</b>	$V(\mathbf{r}) = V(\mathbf{r} + \mathbf{R})$	$\varepsilon(\mathbf{r}) = \varepsilon(\mathbf{r} + \mathbf{R})$
<b>Relação de Dispersão</b>	$\omega = \frac{\hbar k^2}{2m}$	$\omega = kv$

Para o caso eletrônico, a frequência  $\omega$  tem uma relação quadrática com o número de onda  $k$ ; para fótons, a frequência  $\omega$  se relaciona com o módulo do vetor de onda  $k$  de forma linear. A Tabela 3.1 mostra algumas dessas comparações entre elétrons numa rede cristalina e fótons em uma estrutura dielétrica periódica [2].

De acordo com a variação espacial da rede periódica, os cristais fotônicos podem ser classificados em unidimensionais (1-D), bidimensionais (2-D) ou tridimensionais (3-D), como mostrado na Figura 3.1. No caso em que esta variação ocorre apenas ao longo de uma única direção, o cristal é denominado unidimensional (1D). Caso a periodicidade ocorra ao longo de um plano, o cristal é denominado bidimensional (2D) e, se a rede periódica se estender ao longo de todas as direções espaciais, o cristal fotônico é dito ser tridimensional (3D).

Figura 3.1: Exibe exemplos de redes cristalinas unidimensionais, bidimensionais e tridimensionais. As diferentes cores representam materiais com diferentes constantes dielétricas.



Fonte: [2]

### 3.2 EQUAÇÕES DE MAXWELL

As equações de Maxwell foram empregadas para analisar estruturas periódicas dos cristais fotônicos. São elas:

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{E} + \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = 0 \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = 0 \quad (3.4)$$

onde  $\vec{E}$  é o vetor campo elétrico,  $\vec{H}$  o vetor campo magnético,  $\vec{D}$  o vetor deslocamento e  $\vec{B}$  o vetor indução magnética em um meio onde cargas livres e corrente de condução são ausentes.

Para estruturas feitas de materiais isotrópicos, o campo elétrico e o deslocamento podem ser relacionados pela constante dielétrica  $\varepsilon(\vec{r}, \omega)$  e pela constante dielétrica do espaço livre  $\varepsilon_0$ , conforme mostra a equação:

$$\vec{D}(\vec{r}) = \varepsilon_0 \varepsilon(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}) \quad (3.5)$$

Pode-se relacionar de forma similar à equação (3.5), a indução magnética com o campo magnético pela constante de permeabilidade magnética relativa  $\mu(\vec{r})$  e pela constante de permeabilidade do espaço livre  $\mu_0$ , conforme mostra a equação:

$$\vec{B}(\vec{r}) = \mu_0 \mu(\vec{r}) \vec{H}(\vec{r}) \quad (3.6)$$

Para a maioria dos materiais dielétricos, pode-se supor que a permeabilidade magnética relativa é próxima à uma unidade. Portanto, a equação (3.6) se reduz à seguinte forma:

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (3.7)$$

Pela substituição das equações (3.5) e (3.7) nas equações (3.1), (3.2), (3.3) e (3.4), as equações de Maxwell tornam-se:

$$\nabla \cdot \varepsilon(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}, t) = 0 \quad (3.8)$$

$$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}, t) + \mu_0 \frac{\partial \vec{H}(\vec{r}, t)}{\partial t} = 0 \quad (3.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{H}(\vec{r}, t) = 0 \quad (3.10)$$

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}, t) - \varepsilon_0 \varepsilon(\vec{r}) \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} = 0 \quad (3.11)$$

$\vec{E}$  e  $\vec{H}$  podem ser escritos como modo harmônico e a dependência do tempo e espaço destes campos podem ser separadas.

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(\vec{r}) e^{i\omega t} \quad (3.12)$$

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(\vec{r}) e^{i\omega t} \quad (3.13)$$

Pela substituição da equação (3.12) na equação (3.10) e da equação (3.13) na equação (3.8), obtém-se os divergentes das equações:

$$\nabla \cdot \vec{H}(\vec{r}) = 0 \quad (3.14)$$

$$\nabla \cdot \varepsilon(\vec{r})\vec{E}(\vec{r}) = 0 \quad (3.15)$$

Substituindo a equação (3.12) na equação (3.9) e a equação (3.13) na equação (3.11), obtemos as seguintes equações:

$$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}) + i\omega\mu_0\vec{H}(\vec{r}) = 0 \quad (3.16)$$

$$\nabla \times \vec{H}(\vec{r}) - i\omega\varepsilon_0\varepsilon(\vec{r})\vec{E}(\vec{r}) = 0 \quad (3.17)$$

Das equações (3.15) e (3.16), a seguinte equação pode ser obtida:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\varepsilon(\vec{r})} \nabla \times \vec{H}(\vec{r}) \right) = \left( \frac{\omega}{c} \right)^2 \vec{H}(\vec{r}) \quad (3.18)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre  $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}$ . A equação (3.18) é chamada de equação mestra [3]. Podemos determinar o campo magnético usando as equações (3.14) e (3.18).

Para um cristal fotônico, os modos eletromagnéticos satisfazem o divergente da equação (3.10) e a condição de periodicidade. Por causa da estrutura periódica de um cristal fotônico, o sistema tem simetria translacional ao longo da direção da periodicidade. Esta relação pode ser expressa através da seguinte equação:

$$T\{\varepsilon(\vec{r})\} = \varepsilon(\vec{r} + \vec{d}) = \varepsilon(\vec{r}) \quad (3.19)$$

O sistema que satisfaz a equação (3.18) é chamado de sistema com simetria translacional e é o vetor da rede. Para os modos eletromagnéticos, o sistema com simetria translacional pode ser escrito pelo “formalismo de Bloch”, dado pela expressão:

$$T\{\vec{H}(\vec{r})\} = \vec{H}(\vec{r} + \vec{d}) = \vec{H}(\vec{r}) = e^{i2\pi n} \vec{H}(\vec{r}), (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (3.20)$$

isso conduz à seguinte expressão dos modos magnéticos:

$$\vec{H}(\vec{r}) = e^{i\vec{k}\cdot\vec{r}}u(\vec{r}) \quad (3.21)$$

onde  $u(\vec{r})$  é uma função periódica em um determinado sentido.

Isto implica

$$\begin{aligned} \vec{H}(\vec{r} + \vec{d}) &= e^{i\vec{k}\cdot\vec{d}}e^{i\vec{k}\cdot\vec{r}}u(\vec{r} + \vec{d}) = e^{i\vec{k}\cdot\vec{r}}u(\vec{r}), \\ \vec{k} \cdot \vec{d} &= 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Os vetores de onda  $\vec{k}$  que satisfazem a equação (3.23) são chamados vetores da rede recíproca. Cada estrutura cristalina possui duas redes: a rede cristalina e a rede recíproca. Uma figura de difração de um cristal pode ser encarada como uma representação da rede recíproca do cristal, em contraste com a imagem microscópica, que é uma representação da estrutura cristalina real. Quando se gira um cristal, tanto a rede cristalina quanto a rede recíproca sofrem rotação. Os vetores da rede cristalina possuem dimensão de [comprimento]; os vetores da rede recíproca possuem dimensão [comprimento]<sup>-1</sup>. A rede cristalina é uma rede no espaço real; a rede recíproca é uma rede no espaço de Fourier associado [4]. O vetor de rede  $\vec{d}$  que descreve a estrutura da rede cristalina é expresso por:

$$\vec{d} = la\hat{x} + ma\hat{y} \quad (3.23)$$

Onde  $a$  é o período do cristal fotônico  $l$  e  $m$  são inteiros. Além disso, cada vetor da rede recíproca pode ser escrito por:

$$\vec{k} = l'\hat{b}_1 + m'\hat{b}_2 \quad (3.24)$$

onde  $\hat{b}$  é o vetor da rede primitiva.

Para  $\vec{d}$  que  $\vec{k}$  e satisfaçam a relação na equação (3.22), tem-se:

$$(l'a\hat{x} + ma\hat{y})(l'\hat{b}_1 + m'\hat{b}_2) = 2\pi n \quad (3.25)$$

Os vetores da rede recíproca primitiva que satisfazem a equação (3.25) são:

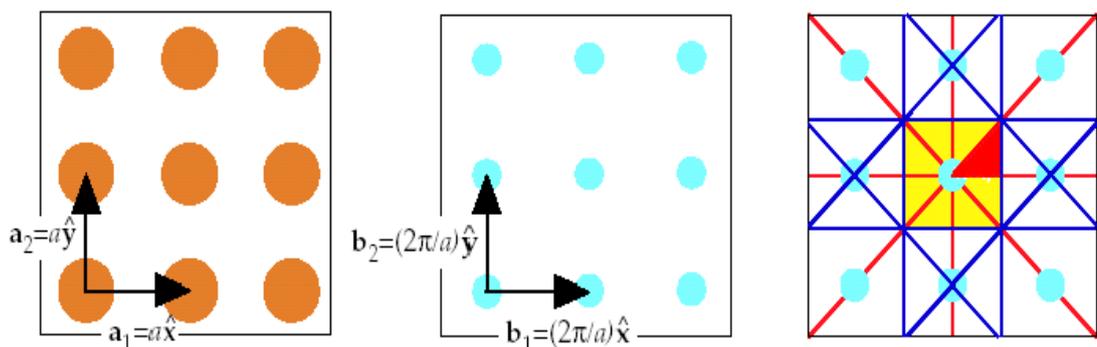
$$\hat{b}_1 = 2\pi \frac{R_{90}(a_2)}{\det(a_1, a_2)} \quad (3.25) \quad \text{a)}$$

$$\hat{b}_2 = 2\pi \frac{R_{90}(-a_1)}{\det(a_1, a_2)} \quad (3.25) \quad \text{b)}$$

onde  $R_{90}$  é um operador que gira o vetor no sentido horário por  $90^\circ$  e  $\det$  é o determinante, o qual geometricamente é a área do paralelogramo formado por  $a_1$  e  $a_2$  e serve como fator de normalização.

A zona de Brillouin é definida como uma célula de Wigner-Seitz na rede recíproca. A célula central na rede recíproca é conhecida como primeira zona de Brillouin. A primeira zona de Brillouin é o menor volume inteiramente contido no interior dos planos bissetores perpendiculares aos vetores da rede recíproca desenhados a partir da origem [4]. Na Figura 3.2, mostra-se, como exemplo, uma rede quadrada de um cristal fotônico no espaço real, a estrutura recíproca e a correspondente zona de Brillouin. Ainda com relação à figura, se observa um triângulo vermelho na zona de Brillouin, composto por  $\Gamma$ , X e M, que representa os outros lados da zona por reflexão e por simetria de rotação. Esta região do triângulo é chamada de zona de Brillouin irreduzível. Por conseguinte, os cálculos para os vetores de ondas na zona de Brillouin irreduzível são suficientes para encontrar todos os modos eletromagnéticos de um cristal fotônico.

Figura 3.2: A estrutura cúbica do cristal fotônico. À esquerda, a rede de pontos da estrutura no espaço real. Ao meio, a estrutura recíproca correspondente. À direita, a construção da primeira zona de Brillouin.



Fonte: [2]

### 3.3 DISPOSITIVOS BASEADOS EM CRISTAIS FOTÔNICOS BIDIMENSIONAIS

A habilidade em controlar o fluxo de ondas eletromagnéticas, com frequência situada na faixa de micro-ondas, já foi desenvolvida há algum tempo. Um dos dispositivos mais comuns utilizados neste processo é o guia de ondas metálico, cuja função principal é a de guiar ondas eletromagnéticas de um ponto a outro, seguindo um determinado sentido de propagação.

Entretanto, estes materiais não são adequados para o controle do fluxo de ondas eletromagnéticas com frequência superior as de micro-ondas, como a luz visível, por exemplo, dado que as perdas nessa faixa de frequência são grandes o bastante para inviabilizar este processo.

A fim de superar essa dificuldade, podem ser utilizados os cristais fotônicos, já que os materiais dielétricos comumente utilizados na síntese desses cristais não sofrem tanto com as perdas dissipativas como os materiais metálicos, em frequências superiores às de micro-ondas.

A seguir, apresentamos alguns dispositivos, baseados em cristais fotônicos bidimensionais, que podem ser utilizados em um sistema de comunicação.

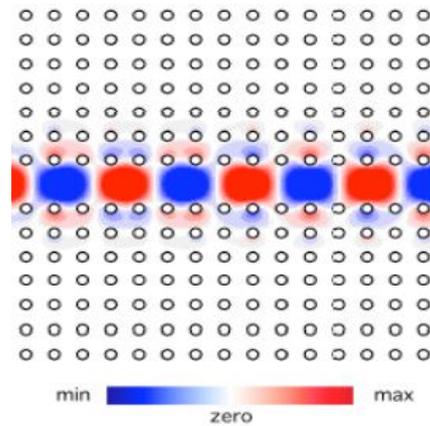
#### 3.3.1 Guia de ondas

Um guia de ondas tem como função o transporte de ondas eletromagnéticas de um ponto a outro em um sistema. Um guia de ondas dielétrico, baseado em cristais fotônicos bidimensionais, vale-se da propriedade que tais cristais possuem em refletir ondas eletromagnéticas com frequência situada numa faixa específica, conhecida como *Photonic Band Gap (PBG)*.

Considerando um cristal fotônico 2D perfeitamente periódico, como aquele mostrado na Figura 3.3, pode-se criar um simples guia de ondas removendo-se uma linha de cilindros dielétricos (criando um defeito linear), conforme podemos ver na Figura 3.3.

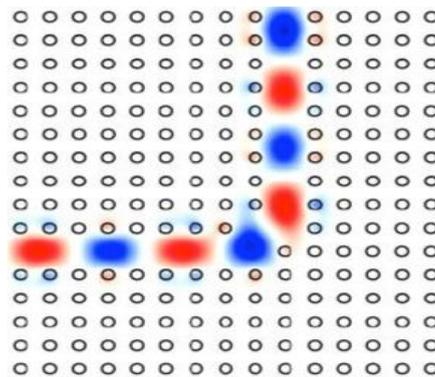
Dado que uma estrutura com um defeito linear é excitada com ondas eletromagnéticas de frequências situadas na faixa do *PBG*, pode-se dizer que essas ondas são confinadas no interior do cristal, já que as paredes que envolvem o defeito são refletoras. Na Figura 3.3, tem-se o perfil do campo eletromagnético ao longo de um guia de ondas dielétrico, considerando-se propagação na faixa do *band gap*.

Figura 3.3: Guia de ondas dielétrico.



Fonte: [2]

É interessante observar que um guia de ondas dielétrico, que se vale da propriedade do *PBG*, pode apresentar curvas acentuadas, o que não é possível em fibras ópticas (por conta das perdas), por exemplo. Na Figura 3.4, é apresentado um guia de ondas com uma curva de  $90^\circ$ .

Figura 3.4: Curva de  $90^\circ$  em um guia de ondas dielétrico.

Fonte: [2]

### 3.3.2 Cavityde ressonante

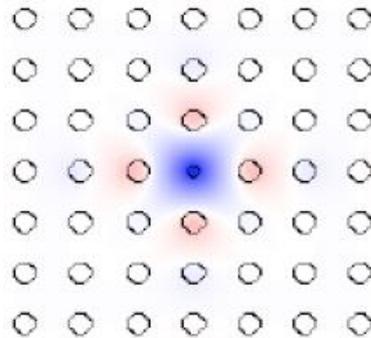
Uma cavidade ressonante pode ser realizada a partir da criação de um defeito pontual em um cristal fotônico bidimensional. Este defeito pode ser criado a partir da alteração dos parâmetros de um único cilindro dielétrico, da simples remoção ou alteração do raio, conforme se pode verificar na Figura 3.5.

Considerando-se a luz com frequência situada na faixa do *PBG* e localizada no interior do defeito, pode-se dizer que a mesma é impedida de sair do defeito, haja vista que, nesta

situação, as paredes que cercam o defeito refletem a luz. Estas cavidades são fundamentais em sistemas de laser e podem ser utilizadas na confecção de filtros.

Na Figura 3.5 tem-se o perfil do campo eletromagnético no interior de uma cavidade que se vale da propriedade do PBG.

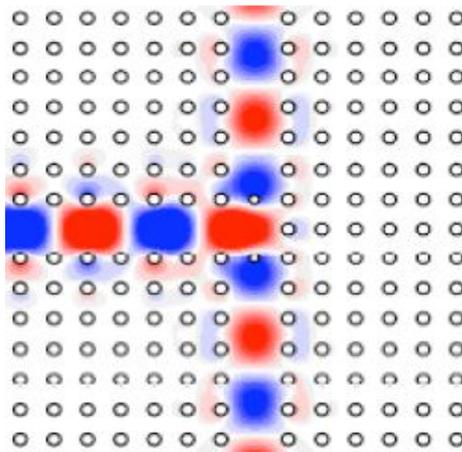
Figura 3.5: Cavidade eletromagnética baseada em cristais fotônicos bidimensionais.



Fonte: [2]

Outro dispositivo que se baseia na existência do PBG em fotônicos bidimensionais é o divisor de potência. A função básica deste dispositivo é a de dividir a potência de entrada entre dois guias de ondas na saída. Na Figura 3.6, tem-se a representação deste dispositivo operando na faixa do *PBG*.

Figura 3.6: Divisor de potência.

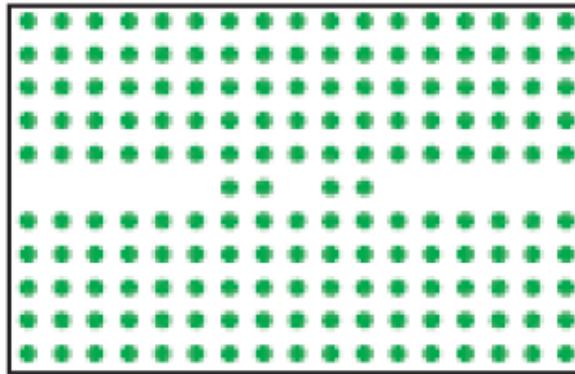


Fonte: [2]

### 3.3.3 Filtro

Um filtro de passa faixa tem a função de transmitir ondas eletromagnéticas situadas numa faixa estreita de frequências, refletindo as que estão fora dessa faixa. Um filtro de passa faixa baseado em cristais fotônicos pode ser construído a partir de uma cavidade ressonante cercada por dois guias de ondas, conforme se pode observar na Figura 3.7.

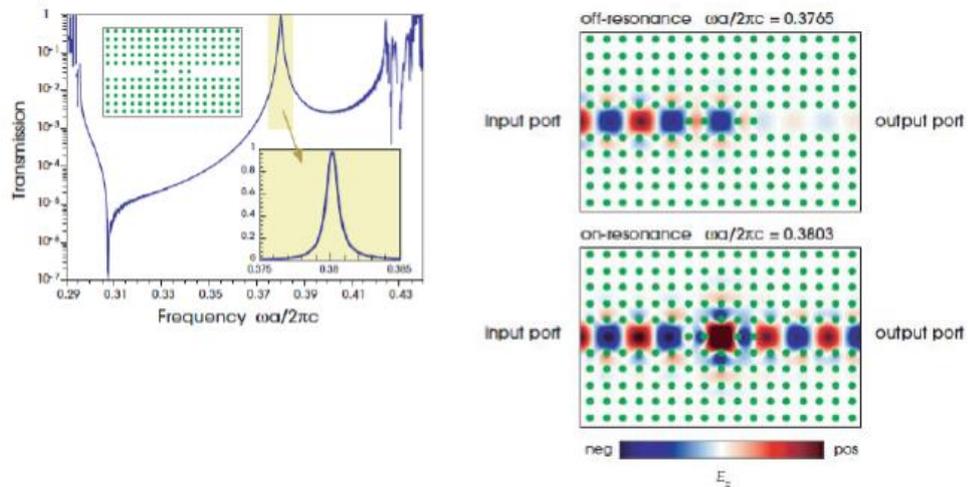
Figura 3.7: Filtro passa-baixa composto por uma cavidade cercada por dois guias de ondas.



Fonte: [2]

Excitando-se um dos guias, pode-se fazer com que o sinal seja transmitido para o outro guia, através da cavidade ressonante. Para que isso ocorra, a onda eletromagnética deve ter frequência igual à frequência de ressonância do sistema. Na Figura 3.8, tem-se representada a característica de transmissão do filtro e o perfil dos campos dentro e fora da frequência de ressonância.

Figura 3.8: Característica de transmissão do filtro (à esquerda) e perfil do campo eletromagnético no filtro (à direita).



Fonte: [2]

### 3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foram apresentados o conceito de antenas de microfita, os tipos de patches, os parâmetros fundamentais de antenas, assim como os métodos de alimentação das antenas de microfita, bem como, o conceito PBG (*Photonic Band Gap*), definição rede recíproca e rede real de cristal fotônicos e a analogia entre o funcionamento de cristais semicondutores e cristais fotônicos.

## 4 TEORIA DO GRAFENO

### 4.1 GRAFENO

O carbono é um dos elementos químicos mais abundantes em nosso planeta, sendo a matéria prima básica de muitas estruturas orgânicas e inorgânicas [32-33]. Além de fazer parte da composição de inúmeros tipos de macromoléculas, existem também materiais e estruturas compostas exclusivamente de átomos de carbono, estes são chamados alótropos de carbono. Os mais conhecidos deles são o grafite e o diamante, materiais amplamente utilizados na indústria [33-34].

Nas últimas três décadas, três novos alótropos de carbono foram descobertos. Por último, em 2004, os físicos da universidade de Manchester conseguiram sintetizar uma estrutura estável de uma única camada de grafite, sendo batizado como grafeno. Considerado a “matéria prima” dos outros alótropos anteriormente descobertos, este novo material passou a ser objeto de estudo massivo da comunidade científica[35].

O grafeno é um material artificial, termodinamicamente estável, que possui uma rede cristalina bidimensional (2D) formada apenas por átomos de carbono dispostos em uma estrutura hexagonal, na forma de favo de mel [32]. Logo, o grafeno possui a espessura de um átomo de carbono. Como constituinte do grafite, cuja estrutura cristalina tridimensional (3D) é construída por várias folhas de grafeno empilhadas umas sobre as outras. É importante notar que o grafeno é o material base na formação de outros alótropos do carbono, tais como: o *buckyball* (ou fullereno)  $C_{60}$ , estrutura com o formato de uma bola de futebol (icosaedro truncado), constituída por 60 átomos de carbono dispostos em 12 pentágonos e 20 hexágonos, na qual cada átomo se posiciona em um dos vértices do sólido e realiza duas ligações covalentes simples e uma dupla [35].

### 4.2 PROPRIEDADES ELÉTRICAS E ÓPTICAS DO GRAFENO

Sistemas baseados em compostos de carbono mostram uma infinidade de estruturas com uma ampla variedade de propriedades físicas, muitas vezes relacionadas às dimensões dessas estruturas. O grafeno, em particular, é uma estrutura bidimensional (2D), formada por uma

monocamada plana de átomos de carbonos arranjados em retículos hexagonais e pode ser base para a formação de outros compostos, como nanotubos (1D) e grafite (3D) [1].

As características mais relevantes do grafeno para aplicações no campo da óptica, no entanto, estão relacionadas às propriedades eletrônicas desse material [1]. A capacidade do grafeno de variar o potencial químico  $\mu_C$ , ou energia de Fermi no contexto de semicondutores, em relação a uma diferença de potencial elétrico aplicada no material desempenha um papel fundamental nos processos de modulação baseados em estruturas contendo esse material [2-4].

Quando imerso em um campo eletromagnético, o grafeno pode ser modelado como uma superfície caracterizada por uma condutividade  $\sigma(\omega, \mu_C, \Gamma, T)$ , um parâmetro escalar que depende da frequência angular, do potencial químico, de uma taxa de espalhamento fenomenológica  $\Gamma$  e da temperatura  $T$ . Os trabalhos relacionados com estruturas envolvendo o grafeno baseiam-se na formula de Kubo [9] para descrever a condutividade superficial desse material, que engloba a contribuição das interações intrabanda e interbanda no grafeno.

### 4.3 CONCENTRAÇÃO DE PORTADORES, MOBILIDADE E ESTRUTURA DE BANDA

O grafeno exhibe propriedades eletrônicas únicas que o torna diferente dos semicondutores, tanto em termos de mobilidade de portadores, quanto em relação à concentração dessas partículas [1]. Essas características, dentre outras, são reflexo da particular estrutura de banda desse material, na qual a região de transição entre a banda de valência e a banda de condução apresenta um *gap* energético nulo, a Figura 4.1(a) adaptada de [10] ilustra essa região.

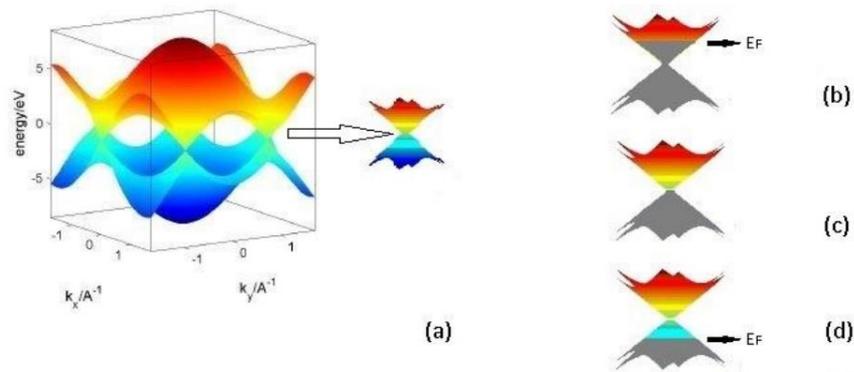
A relação de dispersão dessa estrutura de banda é calculada como:

$$P(\vec{k}) = s\hbar v_F \sqrt{k_x^2 + k_y^2} \quad (4.1)$$

onde  $v_F$  é a velocidade de Fermi, ou seja, é a velocidade correspondente à energia cinética de uma partícula de spin semi-inteiro, ou férmion, em uma temperatura próxima ao zero absoluto,  $\vec{k}$  é o vetor de onda e  $\hbar$  é a constante reduzida de Planck. Parâmetro  $s$  está relacionado com a região do espectro de energia, se  $s = +1$ ,  $P(k)$  refere-se à banda de condução (elétrons livres),

por outro lado, se  $\mu$ , a equação (4.1) está relacionada com o espectro de energia na banda de valência (*holes*) [11].

Figura 4.1: (a) Estrutura de banda do grafeno. (b) Representação da energia de Fermi no grafeno para uma tensão elétrica positiva aplicada no material. (c) Representação da Energia de Fermi na estrutura de banda do grafeno sem a interferência de um campo elétrico.



Fonte: adaptada de [10].

Cada célula da estrutura cristalina do grafeno é composta por seis átomos dispostos em um formato hexagonal. O átomo de carbono nessa estrutura possui três elétrons envolvidos na formação de ligações sigmas e apenas um elétron por átomo é responsável pelas ligações do tipo  $\pi$  [12]. Os elétrons que formam esse último tipo de ligação, no entanto, são responsáveis pelas propriedades eletrônicas desse material, pois os elétrons nas ligações sigmas formam estruturas de banda distantes do nível de Fermi.

A análise da energia de Fermi na estrutura de banda do grafeno [1] mostra que quando o material é submetido a uma tensão elétrica  $V_g > 0$  a população de portadores na banda de condução aumenta proporcionalmente a tensão aplicada, ou seja,  $n = \Phi V_g$ , onde  $n$  é a concentração de portadores no grafeno e  $\Phi$  é uma constante de proporcionalidade, que vale aproximadamente  $7,2 \times 10^{10} \text{ cm}^{-2} \text{ V}^{-1}$  para um dispositivo de efeito de campo com uma camada de  $\text{SiO}_2$  de 300 nm de espessura usado como dielétrico [1]. Quando o material é submetido a uma tensão negativa, no entanto, a energia de Fermi fica limitada a banda de valência, Figura 4.1(d), e a probabilidade de transições interbanda ocorrerem é reduzida,

diminuindo a concentração de portadores na banda de condução. Na ausência de um campo elétrico externo sobre o material, a energia de Fermi limita-se à região conhecida como ponto de Dirac, Figura 4.1(c), onde a banda de condução toca a banda de valência, nessa configuração o grafeno ainda absorve aproximadamente 2,3% da luz branca incidente, pois a probabilidade de elétrons ocuparem uma dessas bandas é a mesma e transições interbanda podem acontecer com certa facilidade devido ao *gap* nulo de energia entre as bandas.

A mobilidade  $\mu$  de portadores é uma função que depende da densidade dessas partículas no material, maiores valores de mobilidade podem ser obtidos à medida que a concentração de portadores diminui. No grafeno, no entanto, a mobilidade permanece alta mesmo quando a densidade de portadores é grande. Valores de  $\mu$  na ordem de  $15.000\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$  com concentração de portadores próxima de  $10^{13}\text{cm}^{-2}$  já foram reportados para o grafeno em condições ambiente [1], enquanto que o silício apresenta um valor de mobilidade eletrônica de aproximadamente  $15.000\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$  nas mesmas condições e com concentração de dopantes próxima a  $10^{13}\text{cm}^{-3}$ . A densidade de portadores no material pode ainda ser relacionada com o potencial químico  $\mu_c$  pela relação (4.2).

$$n = \frac{2}{\pi\hbar^2 v_F^2} \int_0^\infty \varepsilon (f_d(\varepsilon) - f_d(\varepsilon + 2\mu_c)) d\varepsilon \quad (4.2)$$

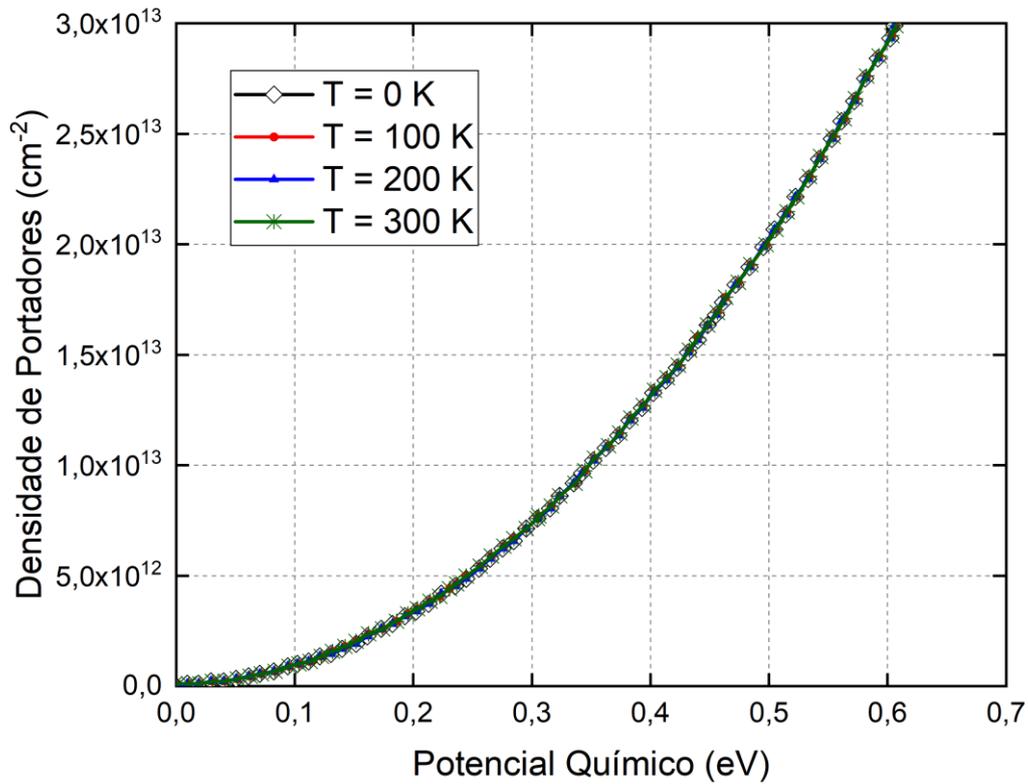
Onde  $f_d(\varepsilon) = \left( e^{\frac{\varepsilon - \mu_c}{k_B T}} + 1 \right)^{-1}$  é a distribuição de Fermi-Dirac, que descreve um número médio de partículas com energia  $\varepsilon$  em função do potencial químico  $\mu_c$  e da temperatura  $T$ .

. O gráfico em questão, parametrizado em relação à temperatura, mostra que variações térmicas influenciam pouco na densidade de portadores de carga. A equação (4.3) descreve a relação entre a mobilidade de carga no grafeno com a densidade de portadores [13], como consequência da baixa influência da temperatura sobre  $n$ , o parâmetro  $\mu$  não sofre alterações significativas em relação a variações térmicas.

$$\mu = \frac{e v_F}{\hbar n \sqrt{\frac{\pi}{n}}} \tau \quad (4.3)$$

onde  $e$  é a carga do elétron e  $1/\tau$  é a razão de espalhamento.

Figura 4.2: Curva de densidade de portadores em uma folha isolada de grafeno em relação ao potencial químico do material, parametrizada em relação a temperatura.



O movimento dos portadores, resultante do campo elétrico aplicado no grafeno, pode ser caracterizado pelo vetor densidade de corrente, assim, o módulo da corrente é dado por:

$$J = en\mu E \quad (4.4)$$

onde  $n$  é a densidade de portadores no grafeno,  $E$  é o módulo do vetor campo elétrico,  $e$  é a carga do elétron.

A condutividade  $\sigma$  pode ser escrita em função da intensidade do vetor densidade de corrente e da intensidade do vetor campo elétrico, assim:

$$\sigma = \frac{J}{E} \quad (4.5)$$

Logo, de (4.4) e (4.5), tem-se:

$$\sigma = \mu en \quad (4.6)$$

Substituindo (4.3) em (4.6), resulta em:

$$\sigma = \frac{e^2 v_F \tau}{\hbar \sqrt{\pi}} \sqrt{n} \quad (4.7)$$

Assim, a variação na condutividade do grafeno devido à variação da densidade de portadores é dada por:

$$\Delta\sigma = \frac{e^2 v_F \tau}{\hbar \sqrt{\pi}} \sqrt{\Delta n} \quad (4.8)$$

A análise realizada em [1], como discutido anteriormente, resultou na expressão  $n = \Phi V_g$ , que relaciona a concentração de portadores  $n$ , com a tensão elétrica aplicada no grafeno, dessa forma, é possível estender a análise que conduziu à equação (4.8) e parametrizar a condutividade do grafeno em função de  $V_g$ , assim:

$$\Delta\sigma = \frac{e^2 v_F \tau \sqrt{\Phi}}{\hbar \sqrt{\pi}} \left( \sqrt{V_{gf} - V_{gi}} \right) \quad (4.9)$$

onde  $V_{gi}$  e  $V_{gf}$  são respectivamente os valores inicial e final de tensão aplicada sobre o material.

Se for adotado um valor nulo para a tensão inicial  $V_{gi}$ , a variação da condutividade na superfície de grafeno em relação à tensão aplicada é dada por,

$$\Delta\sigma = \frac{e^2 v_F \tau \sqrt{\Phi}}{\hbar \sqrt{\pi}} \left( \sqrt{V_{gf}} \right) \quad (4.10)$$

A equação (4.10) ilustra a dependência da condutividade do grafeno com uma tensão elétrica aplicada nesse material. A próxima seção deste capítulo irá analisar o comportamento da curva de condutividade em relação ao potencial químico no grafeno.

#### 4.4 CONDUTIVIDADE INTERBANDA E INTRABANDA

O modelo de Drude que relaciona a condutividade em função da frequência óptica  $\sigma(\omega)$  é dado por:

$$\sigma(\omega) = \frac{ne^2\tau}{m_e(1 - i\omega\tau)} \quad (4.11)$$

onde  $m_e$  é a massa efetiva do elétron e  $\tau$  corresponde ao tempo de relaxação.

Esse modelo, no entanto, desconsidera o efeito das interações interbanda, que passam a ser predominantes no grafeno para certas frequências ópticas. A componente intrabanda da condutividade do grafeno, derivada da fórmula de Kubo [9], é expressa por:

$$\sigma_{intra}(\omega, \mu_c, \Gamma, T) = -i \frac{e^2 k_B T}{\pi \hbar^2 (\omega - i2\Gamma)} \left( \frac{\mu_c}{k_B T} + 2 \ln \left( e^{-\frac{\mu_c}{k_B T}} + 1 \right) \right) \quad (4.12)$$

Onde  $\mu_c$  é o potencial químico,  $\hbar$  é a constante reduzida de Planck,  $k_B$  é a constante de Boltzmann e  $\Gamma$  é a taxa de espalhamento fenomenológica.

Para  $\frac{T}{\mu_c} \rightarrow 0$  e  $\Gamma = 0$  a equação (4.12) assume a forma,

$$\sigma_{intra}(\omega, \mu_c, \Gamma, T) = -i \frac{e^2 \mu_c}{\pi \hbar^2 \omega} \quad (4.13)$$

A expressão relacionada à contribuição interbanda é dada por [9]:

$$\sigma_{inter}(\omega, \mu_c, \Gamma, T) = \frac{e^2}{4\hbar} \left( \frac{1}{2} \tanh \frac{\hbar\omega + 2\mu_c}{4k_B T} + \frac{1}{2} \tanh \frac{\hbar\omega - 2\mu_c}{4k_B T} - \frac{i}{\pi} \ln \frac{|2\mu_c + \omega \hbar|}{|2\mu_c - \omega \hbar|} \right) \quad (4.14)$$

Assim,

$$\sigma_{inter}' = \frac{e^2}{4\hbar} \frac{1}{2} \left( \tanh \frac{\hbar\omega + 2\mu_c}{4k_B T} + \tanh \frac{\hbar\omega - 2\mu_c}{4k_B T} \right) \quad (4.15)$$

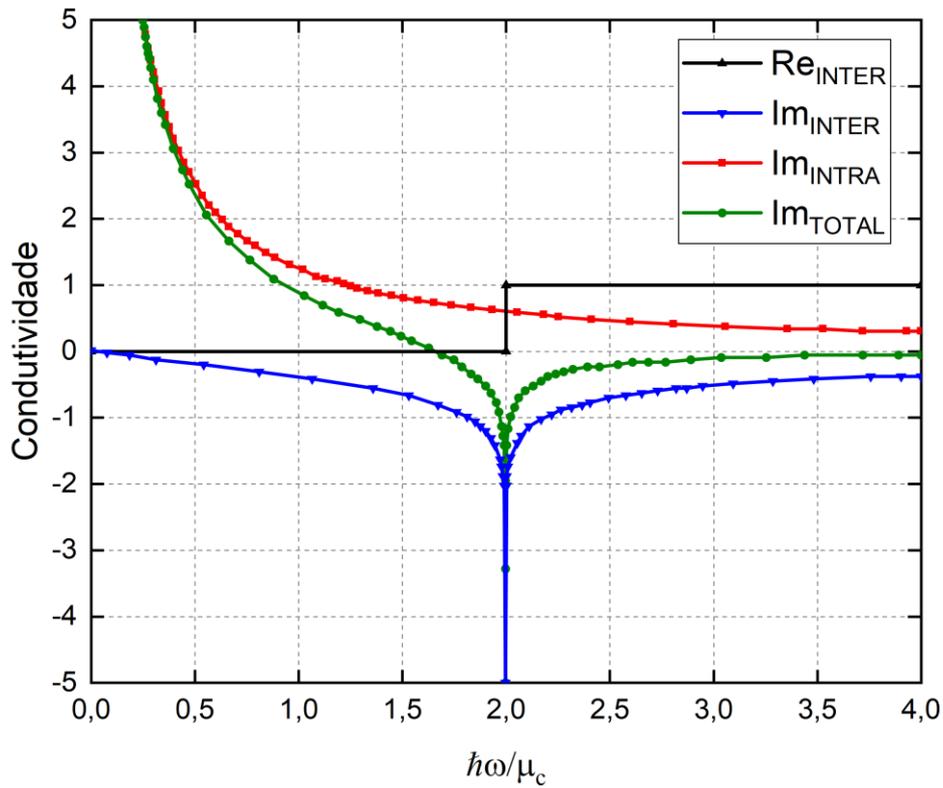
$$\sigma_{inter}'' = -\frac{e^2}{4\pi\hbar} \ln \frac{|2\mu_c + \omega \hbar|}{|2\mu_c - \omega \hbar|} \quad (4.16)$$

onde  $\sigma_{inter}'$  representa a parte real e  $\sigma_{inter}''$  representa a parte imaginária.

O gráfico da Figura 4.3, normalizado em relação a  $\sigma_0 = \frac{e^2}{4\hbar}$ , ilustra o comportamento da parte real e da parte imaginária das curvas de condutividade interbanda e intrabanda em função de  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c}$ . O gráfico mostra que a parte real da contribuição interbanda tem o

comportamento de uma função degrau, para valores de  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c} < 2$  essa parcela da condutividade é igual a zero e o grafeno não absorve a luz nas frequências contidas no intervalo  $\omega < \frac{2\mu_c}{\hbar}$ , por outro lado,  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c} > 2$  quando, a função  $\theta(\hbar, \omega, \mu_c) = \left( \tanh \frac{\hbar\omega + 2\mu_c}{4k_B T} + \tanh \frac{\hbar\omega - 2\mu_c}{4k_B T} \right)$  assume seu valor máximo, o que caracteriza um predomínio das interações interbanda, resultando na absorção de luz pelo grafeno das frequências contidas no intervalo  $\omega > \frac{2\mu_c}{\hbar}$ .

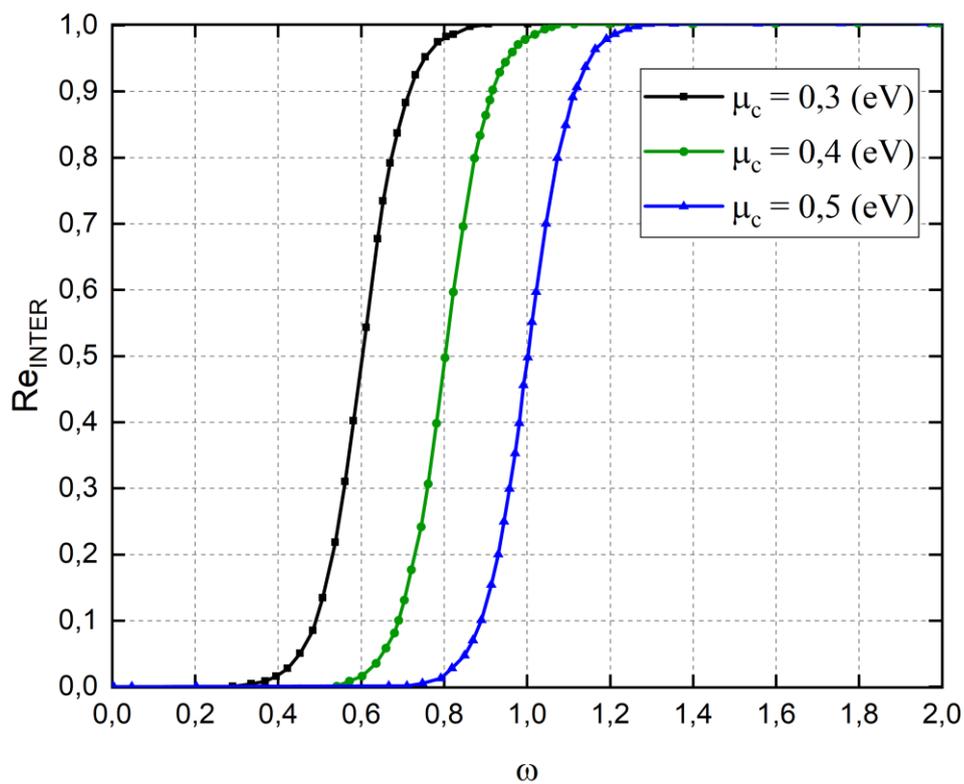
Figura 4.3: Curvas da condutividade intrabanda e interbanda do grafeno normalizadas em relação a  $\sigma_o = \frac{e^2}{4h}$ . O ponto  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c} = 2$  indica o limite da região onde a parte interbanda da condutividade começa a prevalecer, acima desse ponto a condutividade do grafeno.



A curva apresentada na Figura 4.4 está parametrizada para três valores de potencial químico  $\mu_c = 0,3$  eV,  $\mu_c = 0,4$  eV e  $\mu_c = 0,5$  eV. Para a frequência  $\omega = 0,8$  eV (1550 nm), onde  $\omega(\text{eV}) = \frac{\hbar 2\pi f(\text{Hz})}{e}$ , e temperatura  $T=300\text{K}$ , nota-se que quando  $\mu_c$  passa de 0,3 eV para 0,5 eV a parte real da condutividade cai para aproximadamente zero. O comprimento de onda  $\lambda$  relacionado com essa frequência é de aproximadamente 1550 nm, assim, para introduzir perdas por absorção em um dispositivo óptico operando na frequência em questão, deve-se atuar no grafeno induzindo uma tensão limiar suficiente para alcançar um valor de potencial

químico de aproximadamente 0,3 eV, fazendo com que a condutividade do material seja deslocada para a região caracterizada pela máxima absorção óptica da frequência de operação.

Figura 4.4: Curva da parte real da contribuição interbanda, equação (4.15), parametrizada em relação ao potencial químico e normalizada em relação à, com  $T=300$  [K].

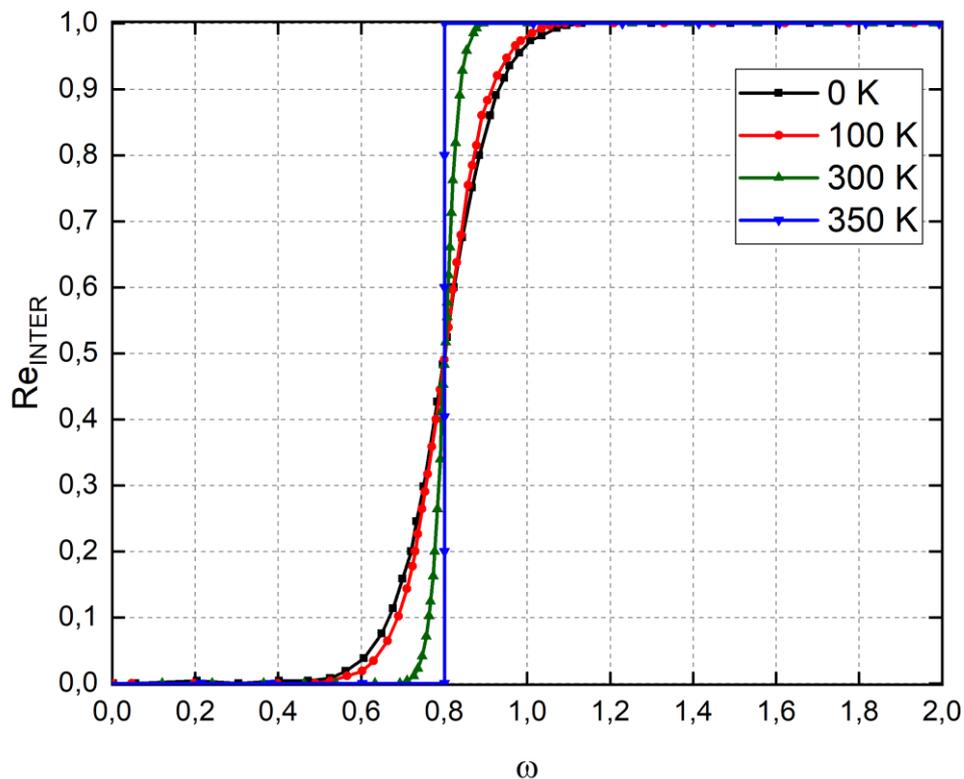


O gráfico da Figura 4.5 mostra que a dependência com a temperatura influencia na inclinação da curva na região onde a condutividade muda de estado, à medida que  $T \rightarrow 0(k)$  a transição torna-se quase instantânea, mas quando a temperatura aumenta, no entanto, uma faixa de frequência assume valores de condutividade no intervalo  $0 < \sigma_{inter}' < \sigma_0$ . O comportamento da condutividade fora da região de transição não varia em relação a mudanças na temperatura, o que pode ser observado também na relação apresentada pela equação (4.8), uma vez que variações significativas na densidade de portadores são causadas por mudanças no

potencial químico do material, sofrendo pouca influência das mudanças térmicas, como mostra o gráfico da Figura 4.2.

Figura 4.5: Curva da equação (4.15) normalizada em relação à  $\sigma_0$  e parametrizada em relação a temperatura,

$$\text{onde } \omega(\text{eV}) = \frac{\hbar 2\pi f(\text{Hz})}{e}.$$



#### 4.5 PERMISSIVIDADE EQUIVALENTE DO GRAFENO

Um fator limitante para a análise computacional de estruturas contendo grafeno é a dimensão desse material. Como já mencionado, o grafeno é formado por uma camada monoatômica de átomos de carbono e essa dimensão reduzida exigiria um grau de discretização da estrutura que poderia demandar um custo computacional relativamente grande durante a simulação. Vakil e Engheta [14] propuseram, no entanto, considerar o grafeno como uma superfície muito fina de espessura  $\Delta$  e, assim, converter a condutividade superficial desse

material em uma condutividade volumétrica,  $\sigma_{g,V}$  para depois calcular a permissividade equivalente  $\varepsilon_{g,eq}$  do grafeno, dessa forma, define-se  $\sigma_{g,V}$  como:

$$\sigma_{g,V} = \frac{\sigma_g}{\Delta} \quad (4.17)$$

Onde  $\sigma_g$  é a condutividade superficial do grafeno.

Assim, de (4.17), tem-se:

$$\varepsilon_{g,eq} = \varepsilon - i \frac{\sigma_{g,v}}{\omega} \quad (4.18)$$

Logo:

$$\varepsilon_{g,eq} = \varepsilon - i \frac{\sigma_{g,v}}{\omega\Delta} + \frac{\sigma_{g,Im}}{\omega\Delta} \quad (4.19)$$

Onde  $\sigma_{g,v}$  e  $\sigma_{g,Im}$  representam respectivamente a parte real e a parte imaginária da condutividade.

A permissividade pode ser analisada em dois casos. O primeiro, quando  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c} < 2$ , implica que  $\sigma_{g,r} \approx \sigma_0 = 6,085337 \times 10^{-5}$ , e a parte imaginária  $\sigma_{g,Im}$ , como pode ser observado na Figura 4.3, exerce pouca influencia nessas condições, assim:

$$\varepsilon_{g,eq} = \varepsilon - i \frac{\sigma_0}{\omega\Delta} \quad (4.20)$$

Para o caso em que  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c} < 2$ , a parte real da condutividade  $\sigma_{g,r}$  tende para um valor nulo e a contribuição de passa a ser mais significativa, dessa forma:

$$\varepsilon_{g,eq} = \varepsilon + \frac{\sigma_{g,Im}}{\omega\Delta} \quad (4.21)$$

De (4.13), (4.16) e (4.21), tem-se:

$$\varepsilon_{g,eq} = \varepsilon + \frac{\sigma_0}{\omega\pi\Delta} \left( \frac{4\mu_c}{\hbar\omega} - \ln \frac{|2\mu_c + \mu\hbar|}{|2\mu_c - \mu\hbar|} \right) \quad (4.22)$$

A componente real  $\varepsilon$ , presente na equação (4.19), refere-se à permissividade do meio próximo a superfície de grafeno, onde a onda se propaga efetivamente, dessa forma,  $\varepsilon_{g,eq}$  representa uma permissividade equivalente de um dielétrico com uma superfície condutora

adjacente, camada de grafeno, que não altera o perfil de propagação da onda, por apresentar uma espessura desprezível, mas adiciona uma parte imaginária na constante dielétrica efetiva, referente às perdas por absorção de luz [2].

#### 4.6 MODOS DE PROPAGAÇÃO NO GRAFENO

A propagação de modos eletromagnéticos que normalmente não existiriam em sistemas com uma relação de dispersão eletrônica parabólica mostram-se possíveis no grafeno devido à relação de dispersão, (4.1), que esse material apresenta [15]. A relação matemática que descreve o perfil do modo magnético transversal (TM) propagando próximo à superfície de grafeno, apresentada em [15], é dada por:

$$1 + \frac{2\pi\sigma(\omega)\sqrt{q^2 - \frac{\omega^2}{c^2}}}{\omega} = 0 \quad (4.23)$$

O modo elétrico transversal (TE), por sua vez, apresenta o espectro eletromagnético para o mesmo modelo bidimensional da forma,

$$1 - \frac{2\pi i\omega\sigma(\omega)}{c^2\sqrt{q^2 - \frac{\omega^2}{c^2}}} = 0 \quad (4.24)$$

onde  $c$  é a velocidade da luz.

Da equação (4.24), a condutividade superficial em função da frequência para o modo TE propagando próximo à estrutura é dada por:

$$\sigma(\omega) = -i \frac{c^2\sqrt{q^2 - \frac{\omega^2}{c^2}}}{2\pi\omega} \quad (4.25)$$

Das equações (4.13) e (4.16), tem-se:

$$\text{Im}\{\sigma(\omega)\} = \frac{e^2\mu_c}{\pi\hbar^2\omega} - \frac{e^2}{4\pi\hbar} \ln \frac{|2\mu_c + \omega\hbar|}{|2\mu_c - \omega\hbar|} \quad (4.26)$$

Para valores  $\frac{\hbar\omega}{\mu_c} < 2$  de a contribuição da parte real da condutividade do grafeno é nula e é dada pela relação apresentada em (4.26). Aplicando a condição para a propagação do modo TE próximo à estrutura 2D do grafeno, ou seja, substituindo (4.25) em (4.26), tem-se:

$$\frac{c^2 \sqrt{q^2 - \frac{\omega^2}{c^2}}}{2\pi\omega} = \frac{e^2 \mu_c}{\pi \hbar^2 \omega} - \frac{e^2}{4\pi \hbar} \ln \frac{2\mu_c + \mu \hbar}{2\mu_c - \mu \hbar} \quad (4.27)$$

assim,

$$\sqrt{\left(\frac{qc}{\omega}\right)^2 - \left(\frac{\hbar\omega}{\mu_c}\right)^2} = \frac{e^2}{\hbar c} \left( \frac{\hbar\omega}{2\mu_c} \ln \frac{2\mu_c + \omega \hbar}{2\mu_c - \omega \hbar} - 2 \right) \quad (4.28)$$

A equação (4.28) implica que a existência do modo TE ocorre em um intervalo de frequência determinado pelas relações:

$$\frac{\hbar\omega}{\mu_c} < 2 \quad (4.29)$$

$$\frac{\hbar\omega}{2\mu_c} \ln \frac{2\mu_c + \omega \hbar}{2\mu_c - \omega \hbar} > 2 \quad (4.30)$$

Dessa forma,

$$1,67 < \frac{\hbar\omega}{\mu_c} < 2 \quad (4.31)$$

Logo,

$$1,67 < \frac{\mu_c}{2\pi \hbar} < f < 2 \frac{\mu_c}{2\pi \hbar} \quad (4.32)$$

A faixa de frequência que suporta o modo TE na estrutura, como mostra a equação (4.32), depende do potencial químico do material, para  $\mu_c = 2,76eV$ , por exemplo, o modo TE deve propagar no intervalo de frequência dado por,  $177,5802THz < f < 212,6709THz$ , ou em termos de comprimento de onda,  $1410,6nm < \lambda < 1689,4nm$ .

## **5 PROJETO DA ANTENA DE MICROFITA COM ESTRUTURA PBG PARA COMUNICAÇÃO SEM FIO**

### **5.1 ANTENA DE MICROFITA COM SUBSTRATO CERÂMICO PBG COM OPERAÇÃO EM MICROONDAS**

#### **5.1.1 Introdução**

Em comunicações móveis a necessidade de dispositivos com alto desempenho tem se tornado cada vez maior, devido ao intenso crescimento das comunicações móveis. As antenas de microfita apresentam-se como uma possível solução para tal problema, no entanto as mesmas são fabricadas com substratos dielétricos clássicos, tais como: Silício, Rogers, Arlon, entre outros, ocasionando operação apenas em banda estreita, devido as perdas no dielétrico geradas pela irradiação. Outra limitação é a degradação do diagrama de irradiação devido à geração de ondas de superfície no substrato.

As cerâmicas dielétricas fornecem vantagens significantes em termos de compactação, peso, estabilidade térmica e custos de produção em dispositivos de micro-ondas. Tais características são fundamentais para a obtenção de dispositivos miniaturizados, com alto desempenho e de relativa facilidade de construção [36]. Além disso, estruturas PBG (Photonic Bandgap) são de suma importância para melhorar ainda mais o desempenho das antenas mencionadas.

Nesse sentido o presente trabalho consiste na simulação numérica através da utilização do FEM (Finite Element Method), para uma antena do tipo microfita utilizando como substrato o material cerâmico dielétrico  $\text{BiNbO}_4$  dopado de  $\text{V}_2\text{O}_5$  (Niobato de Bismuto dopado com Pentóxido de Vanádio) para aplicações em comunicações sem fio [37]. A simulação numérica da antena com substrato cerâmico dielétrico PBG foi realizada através do software ANSYS HFSS, através deste foi possível a obtenção de bons resultados em relação ao desempenho da antena descrita em Silva *et al* [38].

#### **5.1.2 O substrato cerâmico $\text{BiNbO}_4$ dopado de $\text{V}_2\text{O}_5$**

O ( $\text{BiNbO}_4$ ), cerâmica pertencente à família  $\text{ABO}_4$ , tem sido objeto de estudo para potenciais dielétricos, em razão de sua baixa temperatura de sinterização. A utilização do material cerâmico ( $\text{BiNbO}_4$ ) dopado com pentóxido de vanádio ( $\text{V}_2\text{O}_5$ ), contribui para a miniaturização dos dispositivos, tais como antenas e prove ainda uma boa integração com outros circuitos de micro-ondas. Além disso, possuem baixo peso e pequeno volume, seus materiais constituintes são de fácil aquisição e a sua construção é relativamente simples e de baixo custo [39].

### 5.1.3 Projeto da antena de microfita com substrato cerâmico PBG em micro-ondas

Inúmeras técnicas têm sido aplicadas com intuito de melhorar as características de antenas de microfita, desde a utilização de diferentes materiais no substrato [39,40], passando por mudança na frequência de operação [41] e até mesmo fazendo-se a modificação da geometria do patch da antena [42]. A antena proposta nesse trabalho traz uma abordagem diferente, ou seja, além de adicionar uma cerâmica dielétrica no substrato, utiliza-se também furos de ar nesta cerâmica com o intuito de aumentar a largura de banda da antena, diminuindo também as perdas devido a utilização da cerâmica.

Na Figura 5.1 pode-se visualizar o projeto da antena de microfita. Neste projeto fizemos uso da linha de alimentação indentada visando melhorar o casamento de impedâncias [43]. O  $\text{BiNbO}_4$  dopado de  $\text{V}_2\text{O}_5$  está disposto logo abaixo do patch e acima do plano de terra. Os furos de ar são concentrados somente na parte do substrato coberto pelo patch. A parte superior da antena patch é mostrada na Figura 5.2 juntamente com as perfurações de ar logo abaixo do patch. As dimensões da mesma podem ser observadas na Tabela 5.1.

A modelagem da antena e as simulações foram realizadas através da utilização do software comercial ANSYS HFSS. O HFSS emprega o Método dos Elementos Finitos (FEM), possui meshing adaptável e bons gráficos com ótima performance.

HFSS é um sistema de simulação interativa, cujo elemento básico de malha é um tetraedro. Isso permite que possamos resolver qualquer geometria arbitrária 3-D, especialmente aqueles com curvas complexas, muito mais rápido quando comparado a outras técnicas [44].

Devido ao dispositivo envolver uma modelagem numérica, o passo a passo empregado para as simulações foi o seguinte:

- Modelagem da geometria;

- Modelagem dos materiais;
- Configuração da física do problema;
- Pós-processamento. Obtenção dos resultados a partir dos campos calculados na simulação.

Figura 5.1: Modelo 3D da antena de microfita com linha de alimentação indentada utilizando substrato de  $\text{BiNbO}_4$  dopado com  $\text{V}_2\text{O}_5$

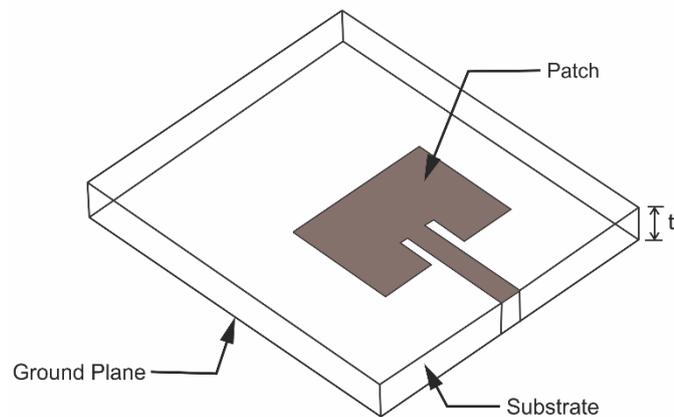


Figura 5.2: Parte superior da antena de microfita com os parâmetros geométricos e com o detalhamento dos furos de ar localizados sob o patch.

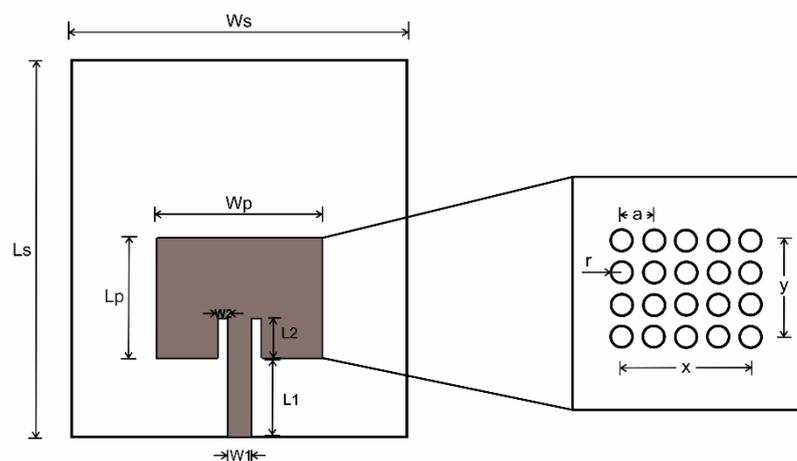


Tabela 5.1: Tabela com os parâmetros, valores e especificações para as simulações da antena proposta [36,37].

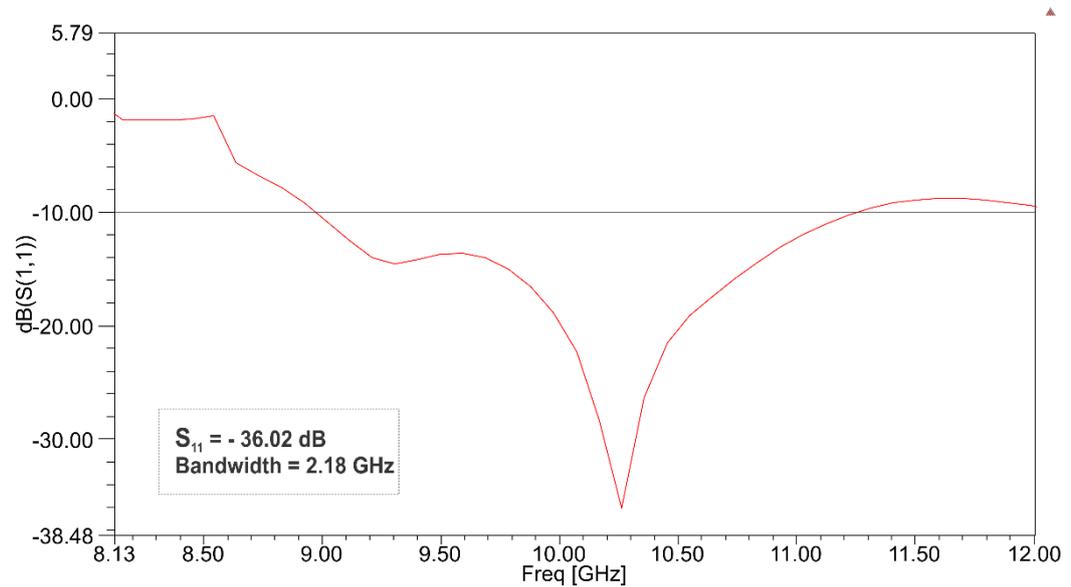
<b>Parâmetro</b>	<b>Valor mm</b>
Length of substrate (Ls)	36
Width of the substrate (Ws)	38,4
Patch Length (Lp)	16
Patch Width (Wp)	12,45
Substrate thickness (t)	0,794
Length of the feed tape (L1)	6
Feed tape width (W1)	2,33
Network constant (a)	2,7
Radius of holes (r)	0,9

#### 5.1.4 Resultados e discussão

Após a modelagem da antena, a estrutura é simulada no software HFSS e os resultados obtidos foram a perda de retorno, padrão de radiação, ganho e diretividade. Esses resultados são apresentados e discutidos a seguir.

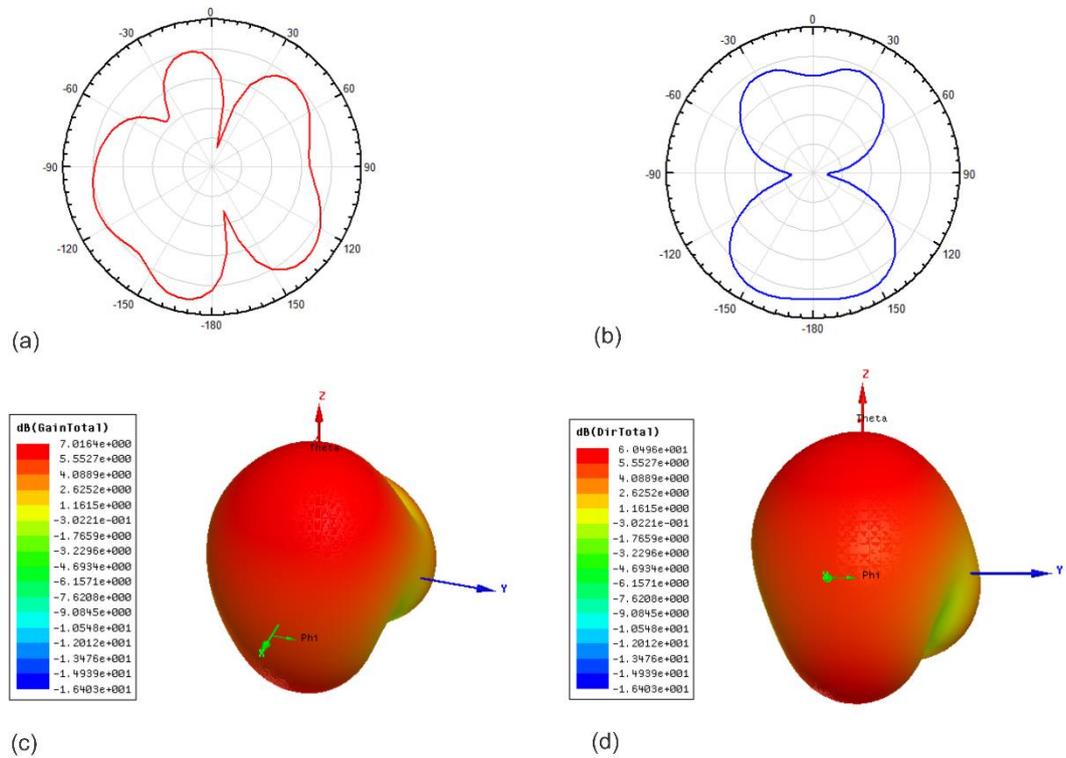
O gráfico da perda de retorno para a antena proposta é apresentada na Figura 5.3, no qual está evidenciado o ponto de ressonância em aproximadamente 10,26 GHz, em que a largura de banda é 2.18 GHz e a perda de retorno é 36.02 dB, sendo superior as características de perda de retorno e largura de banda encontradas para o mesmo caso em Almeida *et al.* [36].

Figura 5.3: Resultado da simulação da perda de retorno da antena proposta



A Figura 5.4 (a) e (b) mostra as características do padrão de radiação onde a distribuição da energia eletromagnética radiado pode ser visualizada identificando, portanto, as direções em que a antena propaga o sinal nos planos E e H.

Figura 5.4: (a) Simulação 2D do diagrama de radiação da antena proposta Plano E, (b) simulação 2D do diagrama de radiação da antena proposta Plano H, (c) diagrama 3D do Ganho da antena proposta, com ganho de aproximadamente 7 dB e (d) diagrama 3D da Diretividade.



Na sequência o diagrama 3D do ganho é apresentado na Figura 4 (c), em que é possível verificar que a antena proposta após obteve, após as simulações, um ganho de aproximadamente 7 dB. Por fim na Figura 5.4 (d) é exposto o diagrama 3D da diretividade, onde nos resultados foram de uma diretividade em torno de 6 dB.

Na Tabela 5.2 é feito uma comparação entre os resultados obtidos neste trabalho com as referências [38] e [45-49], onde é possível observar que a largura de banda e o ganho da antena proposta neste trabalho são superiores aos das referências utilizadas na comparação. Já o parâmetro de perda de retorno da antena proposta foi superior à de [38] e inferior ao da referência [37]. Portanto de modo geral, a antena proposta obteve resultados superiores, que contribuem para um melhor projeto de uma antena patch, podendo ser utilizada para as redes de quinta geração (5 G).

Tabela 5.2: Comparação entre os resultados obtidos neste trabalho com a referências que utilizam substrato cerâmico de bismuto.

Referenciais	Tamanho da antena (mm <sup>2</sup> )	Frequência de ressonância (GHz)	Bandwidth (GHz)	S <sub>11</sub> (dB)	Ganho (dB)	Aplicações
Filho <i>et al</i> [49] (simulado)	651,11	2,64	0,1	-11,4	No report	Banda S (LTE)
Filho <i>et al</i> [49] (Medido)	651,11	2,62	0,068	-12,73	No report	Banda S (LTE)
Carneiro <i>et al</i> [48] (simulado)	530,66	2,86	0,03	-19,5	No report	Banda S (Radar)
Carneiro <i>et al</i> [48] (Medido)	530,66	2,9	0,08	-32,03	No report	Banda S (Radar)
LIAO <i>et al</i> [47]	2604	2,5	0,1	-34,96	No report	Banda C (Wimax)
De Medeiros [46]	591,92	4,64	1,7	-41,55	3,6	Banda C (TV)
De Souza <i>et al</i> [46]	176,6	11,42	1,8	-15,94	No report	Banda X (Military force)
Sales [38]	179,8	12,5	0,27	-50	4,47	Banda Ku (TV)
Antena proposta	896	10,26	2,18	-36,02	7	Banda X (amateur radio and 5G)

## 5.2 PROJETO DA ANTENA DE GRAFENO COM SUBSTRATO PBG PARA ABANDA THZ

### 5.2.1 Introdução

A demanda por maior largura de banda e altas taxas de transmissão e recepção de dados em menor potência na comunicação sem fio, tem motivado estudos nos últimos anos, no que diz respeito a criação e caracterização de sistemas que operem em altas frequências, como por exemplo na banda THz [50,51]. Isso tem sido implementado principalmente em sistemas de comunicações moveis indoors [50], porém para tal, faz-se necessário a miniaturização de dispositivos, tais como filtros e antenas. No entanto, problemas decorrentes da miniaturização de tais dispositivos são comuns, principalmente no que se refere ao desempenho dos mesmos.

Antenas patch que operam na banda THz têm sido utilizadas para solucionar grande parte dos problemas decorrentes da miniaturização. No entanto, parâmetros como largura de banda, ganho e diretividade sofrem em termos de desempenho, devido as ondas de superfície ocasionadas especialmente com a variação da espessura do substrato. Pois, quando a espessura do substrato é relativamente pequena a largura de banda da antena diminui, contudo, quando a espessura do substrato é relativamente grande a largura de banda aumenta, mas, as perdas por ondas de superfície também crescem [52, 53].

Neste contexto, Bala e Marwaha [25, 54] apresentam duas antenas: uma NPA triangular operando na faixa de 1 a 3 THz, a qual alcançou uma boa combinação de impedância nas frequências de ressonância com 5.6% de largura de banda e uma outra NPA retangular operando em uma frequência de ressonância de 2.9 THz em que fazem uma comparação dos resultados para cinco substratos diferentes, nomeadamente duróide, poliamida, quartzo, sílica e silício. Thampy et al [55] nos apontam que avanços recentes na síntese e caracterização de filmes de grafeno indicam que este material é adequado para aplicações fotoeletrônicas, e também possui características elétricas e ópticas ideais para sistemas de nano antenas que irradiam na banda THz. Nissiyah e Madhan [56] propõem um projeto de antena microstrip usando como patch uma camada muito fina de grafeno sobre um substrato de sílica com espessura variável, com as alturas de 30, 33 e 37.5  $\mu\text{m}$  foram obtidas apenas uma banda de transmissão, já para as alturas de 43, 44 e 45  $\mu\text{m}$  foram obtidas duas bandas de transmissão, estes resultados foram analisados em termos da perda de retorno, ganho, eficiência e largura de banda.

Antenas microstrip baseadas em grafeno e com substrato PBG (Photonic Band Gap) são consideradas importantes candidatas para solucionar os problemas descritos anteriormente, além de gerar regiões de banda TE e TM, aumentam a largura de banda e a eficiência da antena com a correta disposição da rede periódica [57-59]. Diante do exposto, propomos nesta tese uma nova geometria de antena patch de grafeno com substrato PBG em uma rede triangular de

furos de ar operando na banda THz. Assim as características de radiação da antena mostraram melhoria significativa em função do uso de substrato PBG para a antena patch com base em grafeno [60].

A seguir é apresentada uma proposta inovadora, onde se usa uma estrutura PBG triangular em uma antena patch nano de grafeno que permite operação em banda dupla. Isto é considerado importante, pois para nosso conhecimento antenas desse tipo, operando no regime THz não foram relatadas anteriormente.

### 5.2.2 A complete band gap for all polarization

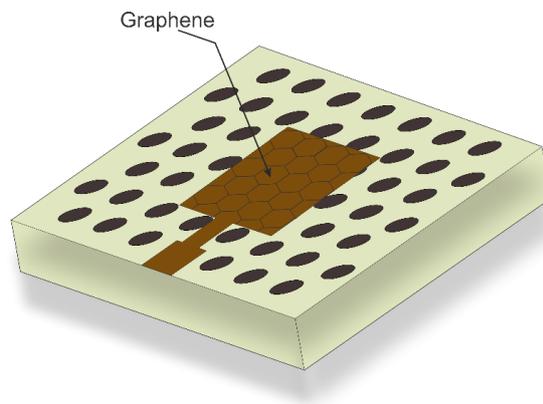
A rede periódica triangular tem o intuito de atingir polarização tanto nos modos TE quanto nos modos TM. Para projetar um cristal fotônico com band gap completa (polarização nos modos TE e TM), é necessário considerar que gaps TM são favorecidos em regiões com constante dielétrica mais elevada, enquanto que gaps TE são favorecidos por uma rede conectada. Portanto de acordo com [59], spots (Figura 5.6 (a)) isolados com maior  $\epsilon$  em uma rede quadrada de hastes dielétricas forçam os modos TM consecutivos a terem diferentes fatores de concentração, provocando uma maior banda no modo TM, Já a conectividade dos *veins* (Figura 5.6 (a)) é a resposta para alcançar gap na estrutura da banda TE. Uma estrutura que satisfaz ambos os requisitos, encontrada por [61] e mostrada na Figura 5.5 e 5.6 (a), é uma rede de furos triangular de baixa constante dielétrica (ar) dentro de um meio de maior constante dielétrica. Esta estrutura complicada pode ser obtida pela perfuração mecânica de tubos cilíndricos em um material dielétrico.

### 5.2.3 Projeto da Antena com *Patch* de Grafeno em Substrato de Cristal Fotônico

As configurações e as dimensões da GNPA-PBG aqui proposta são mostradas na Figura 1 e na tabela 1 respectivamente. A Figura 5.6 (a) mostra o projeto desta antena, a qual, tem dimensão total de  $L_s \times W_s = 100 \times 90 \mu\text{m}$ . Na parte superior encontra-se o grafeno como material do patch, o qual é excitado com uma porta de alimentação, cujo o alimentador é uma microlinha de transmissão feita de cobre e logo abaixo há um substrato de sílica com furos de ar variáveis em três alturas diferentes ( $h_1$ ,  $h_2$  e  $h_3$ ), dispostos em uma rede triangular.

Nas Figuras 5.5 e 5.6 (a) são mostrados o modelo da antena, no qual é possível visualizar a disposição da rede periódica triangular bem como o patch de grafeno na parte superior. Na Figura 5.6 (b) são apresentadas as três configurações de alturas dos furos ( $h_1$ ,  $h_2$  e  $h_3$ ). A altura  $h_1$  representa a configuração em que os furos de ar são realizados em toda a espessura do substrato com  $0.7 \mu\text{m}$ . A altura  $h_2$  representa os furos de ar realizados de cima para baixo até a metade da espessura do substrato com  $3.5 \mu\text{m}$ . E a altura  $h_3$  representa os furos no substrato realizados de baixo para cima até a metade do substrato, também com  $3.5 \mu\text{m}$ . Por fim o plano terra é definido com material condutor de cobre logo abaixo do substrato de sílica.

Figura 5.5: Antena patch de grafeno com substrato periódico de rede de furos triangular.



A GNPA-PBG proposta é projetada para operar na banda THz e as simulações foram realizadas com software comercial CST Studio que utiliza o Método Numérico da Integração Finita (FIM). O substrato de sílica escolhido tem uma espessura de  $7 \mu\text{m}$  e uma permissividade relativa de 11.9. Os parâmetros da GNPA-PBG foram determinados conforme as referências utilizadas [25] e [54-60], onde  $L_s$  é o comprimento do substrato,  $W_s$  é a largura do substrato,  $w_1$  é a largura da microfita de alimentação,  $L_1$  é o comprimento da microlinha,  $L_p$  é o comprimento do patch,  $W_p$  é a largura do patch,  $a$  é a periodicidade da rede triangular e  $r$  é o raio dos furos. Os valores de cada um desses parâmetros são descritos conforme Tabela 5.3 a seguir.

Figura 5.6: (a) Configuração da antena com patch de grafeno e rede de furos triangular em substrato de sílica (b) Configuração das três alturas diferentes dos furos de ar no substrato de sílica.

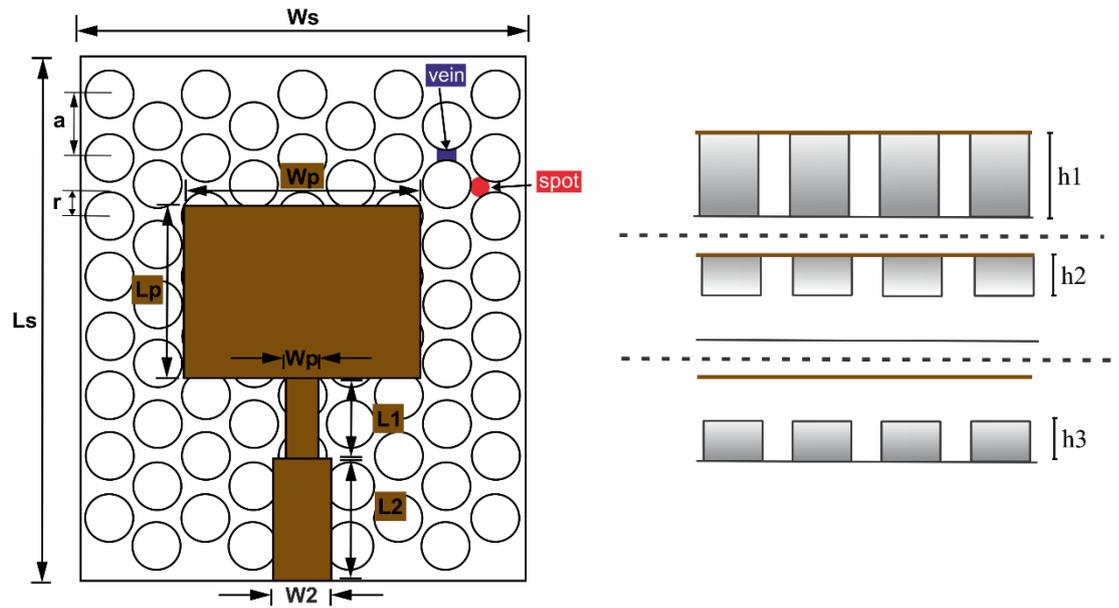


Tabela 5.3: Dimensões da antena patch de grafeno com rede periódica PBG.

Parâmetro	Valor ( $\mu\text{m}$ )
Comprimento e largura do substrato ( $L_s \times W_s$ )	100 x 90
Espessura do substrato ( $h$ )	7
Comprimento e largura do patch de grafeno ( $L_p \times W_p$ )	30 x 25
Alimentador $L_2 \times W_2$	24 x 6
Transformador de $\lambda/4$ $L_1 \times W_1$	15 x 2,6
Pitch ( $a$ )	10
Raio dos furos de ar ( $r$ )	3
Configuração da altura dos furos $h_1$	7
Configuração da altura dos furos $h_2$	3,5
Configuração da altura dos furos $h_3$	3,5

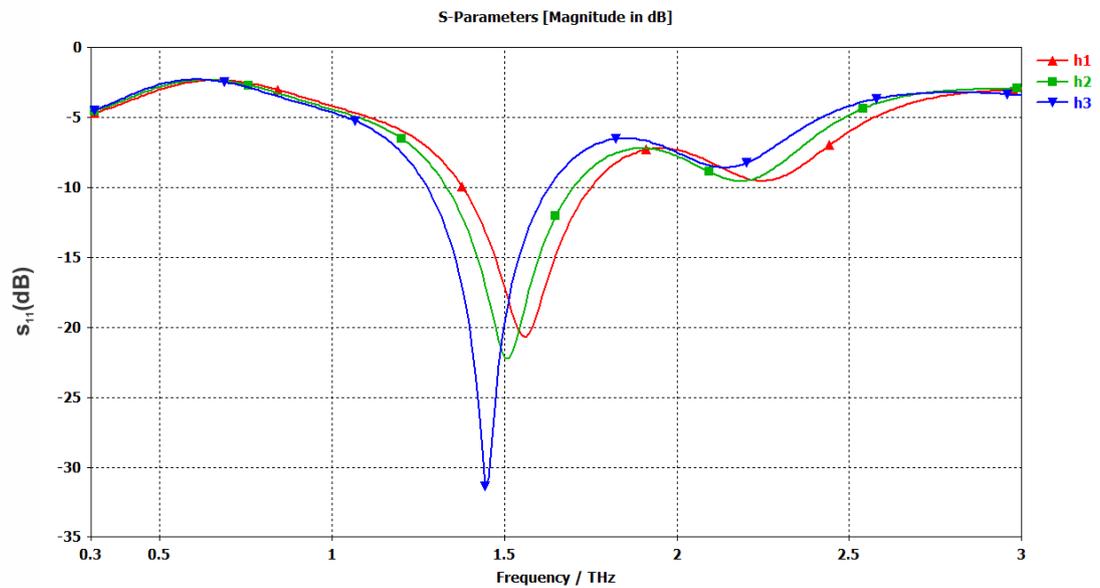
#### 5.2.4 Resultados e Discussões

A análise dos resultados das simulações da GNPA-PBG triangular foi realizada em termos dos seguintes parâmetros: largura de banda, perda de retorno, diagrama de radiação, ganho e diretividade, para as três configurações de alturas dos furos de ar no substrato de sílica da antena proposta, bem como a variação do potencial químico do patch de grafeno (0,1, 0,2 e 0,3 eV). O potencial químico de uma folha de grafeno pode ser alterado através do método químico, aplicação de um campo uniforme é por tensão de gate [62,63].

Os gráficos da perda de retorno mostrados nas figuras 2, 3 e 4, estão representados por cores diferentes para cada uma das alturas dos furos: h1 vermelho, h2 verde e h3 azul. Ou seja, foram simuladas três configurações diferentes da GNPA-PBG triangular com variação do potencial químico. O eixo das abscissas representa a frequência em THz e o eixo das ordenadas é o parâmetro  $S_{11}$  (perda de retorno) dado em dB. De agora em diante ficará convencionado no texto deste artigo: antena h1, antena h2 e antena h3, quando nos referirmos a cada uma das três configurações de furos da GNPA-PBG.

Na Figura 5.7 são mostrados os gráficos de perda de retorno para as antenas h1, h2 e h3, ambas com o mesmo valor de potencial químico de 0,1 eV. Através da análise dos três gráficos da Figura 5.7, evidenciamos que a antena h3, obteve melhor perda de retorno de aproximadamente  $-31$  dB. Observamos ainda, que tomando como referência a antena h1 em termos da frequência, a mesma com ponto de ressonância em 1,6 THz, é possível afirmar que a antena h2 sofreu um atraso em relação a antena h1, visto que o seu ponto de ressonância foi em 1,5 THz, nesse sentido a antena h3 com ponto de ressonância em 1,4 THz, também sofreu um atraso, porém, maior que as antenas h1 e h2.

Figura 5.7: Gráficos de perda de retorno para as 3 diferentes configurações de substrato com potencial químico de 0,1 eV.



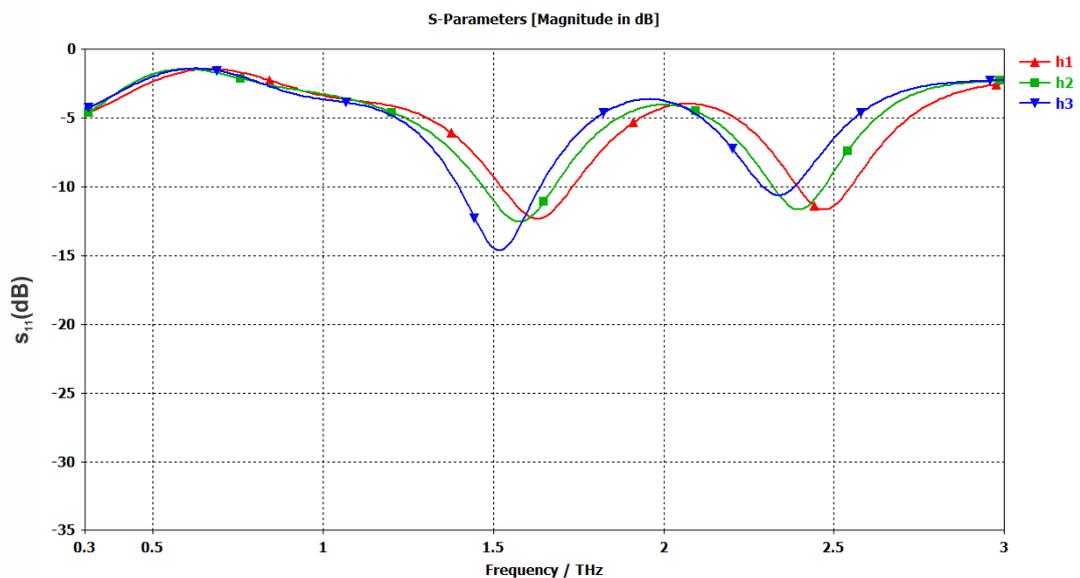
A Tabela 5.4 apresenta o detalhamento dos gráficos da Figura 5.7, onde os parâmetros de largura de banda, ponto de ressonância e perda de retorno das antenas h1, h2 e h3 podem ser vistos em detalhes, o range de operação também é mostrado para cada uma das antenas, inclusive as que obtiveram duas bandas de transmissão. Neste caso o potencial químico é 0,1 eV e a antenna que obteve melhor desempenho de acordo com os parâmetros informados anteriormente foi a antenna h3 por possuir maior perda de retorno e largura de banda de 0,4 THz.

Tabela 5.4: Antenas h1, h2 e h3 com potencial químico de 0,1 eV.

Antena	Range de operação THz	Largura de banda THz	Ponto de ressonância THz	Perda de retorno dB
h1	1,3 – 1,7	0,4	1,56	-20,7
h2	1,3 – 1,6	0,3	1,5	-22,2
h3	1,2 – 1,6	0,4	1,4	-31,5

Na Figura 5.8 novamente os gráficos da perda de retorno para as três antenas h1, h2 e h3 são exibidos, porém agora, com valor de potencial químico de 0,2 eV. Através da análise dos gráficos evidenciamos que a antena h3 produziu melhor perda de retorno com ponto de ressonância mais atrasado que as antenas h1 e h2. Da mesma forma que na Figura 5.7, pode-se observar que nos resultados em relação a frequência de operação, ocorreu um deslocamento para a direita nos três pontos de ressonância, porém nestes casos com o potencial químico de 0,2 eV, houve também a formação de uma segunda banda de transmissão para as antenas h1, h2, e h3, ou seja, possuem duas faixas de operação.

Figura 5.8: Gráficos de perda de retorno para as três antenas com diferentes configurações de substrato com potencial químico de 0,2 eV.



A Tabela 5.5 apresenta o detalhamento dos gráficos da Figura 5.8, com os mesmos parâmetros da Tabela 5.4 são mostrados e analisados. Para este caso, o potencial químico igual 0,2 eV, as antenas h1, h2 e h3 obtiveram dois pontos de ressonância. Todas as antenas simuladas obtiveram largura de banda de 0,2 THz no primeiro ponto de ressonância. Para o segundo ponto de ressonância a antena que obteve melhor resultado em termos desse parâmetro foi h1 com os mesmos 0,2 THz de largura de banda. Tomando a perda de retorno como parâmetro analisado a antena que apresentou maior perda de retorno na primeira banda de transmissão foi a antena

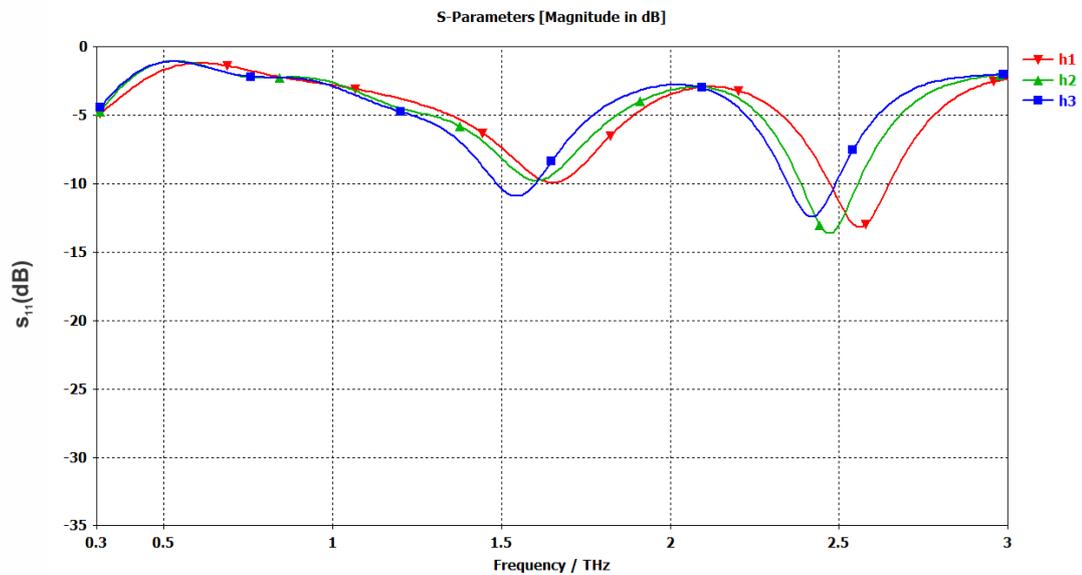
h3 com -14,6 dB, já para a segunda banda de transmissão o melhor resultado foi obtido para a antena h2 com -11,7 dB de perda de retorno.

Tabela 5.5: Antenas h1, h2 e h3 com potencial químico de 0,2 eV.

Antena	Range de operação THz	Largura de banda THz	Ponto de ressonância THz	Perda de retorno dB
h1	1,52 – 1,73 e 2,39 – 2,55	0,2 e 0,2	1,63 e 2,47	-12,3 e - 11,6
h2	1,47 – 1,68 e 2,32- 2,47	0,2 e 0,1	1,58 e 2,39	-12,5 e - 11,7
h3	1,40 – 1,63 e 2,30 – 2,37	0,2 e 0,07	1,51 e 2,53	-14,6 e - 10,5

Na Figura 5.9 são mostrados os gráficos com as três configurações realizadas no substrato da antena com valor de potencial químico de 0,3 eV. Através da análise do gráfico evidenciamos que a antena h3 produziu melhor perda de retorno com ponto de ressonância mais atrasado que as demais configurações, sendo que antena h3 foi a única com potencial químico igual 0,3 eV que obteve dupla banda de transmissão, ou seja, a mesma antena opera em duas bandas diferentes, caracterizando uma das vantagens desta configuração.

Figura 5.9: Gráficos da perda de retorno para as três diferentes configurações de furos no substrato de sílica com potencial químico de 0,3 eV.



A Tabela 5.6 apresenta o detalhamento dos gráficos da Figura 5.9, onde novamente os parâmetros de largura de banda, ponto de ressonância, perda de retorno e range de operação podem ser vistos em detalhes, porém, para o potencial químico foi de 0,3 eV. Neste caso, a única antena que apresentou dois pontos de ressonância foi a antena h3, porém a largura de banda das antenas h1 e h2 foram maiores que a da antena h3. Assim, a antena que obteve melhor resultado de perda de retorno foi a h2 com valor igual a -13,6 dB.

Tabela 5.6: Antenas h1, h2 e h3 com potencial químico de 0,3 eV.

Antena	Range de operação THz	Largura de banda THz	Ponto de ressonância THz	Perda de retorno dB
h1	2,47 – 2,64	0,17	2,56	-13,1
h2	2,39 – 2,55	0,16	2,47	-13,6
h3	1,49 – 1,60 e 2,35 – 2,38	0,11 e 0,03	1,54 e 2,42	-10,8 e -12,4

A seguir as Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 apresentam os diagramas de radiação da antena proposta para cada uma das configurações de alturas ( $h_1$ ,  $h_2$  e  $h_3$ ) e potenciais químicos (0,1, 0,2 e 0,3 eV) respectivamente. A magnitude do lobo principal aumenta gradualmente à medida que o potencial químico  $\mu_c$  aumenta. No caso de  $\mu_c = 0,26$  eV, a antena atinge a sua máxima magnitude do lobo principal de 7.8 dBi. Também é observado que a largura angular do lóbulo principal se estreita de  $80,7^\circ$  a  $64^\circ$  quando  $\mu_c$  aumenta progressivamente de 0,16 a 0,24 eV. Como as distribuições de corrente de superfície no patch mudam um pouco para potencial químico diferente, a variação do feixe na segunda frequência de ressonância é pequena.

Figura 5.10: Diagramas de radiação para as três diferentes configurações de furos no substrato de sílica com potencial químico de 0,1 eV. Onde (a) representa o diagrama de radiação da antena  $h_1$ , (b) diagrama de radiação da antena  $h_2$  e (c) diagrama de radiação da antena  $h_3$ .

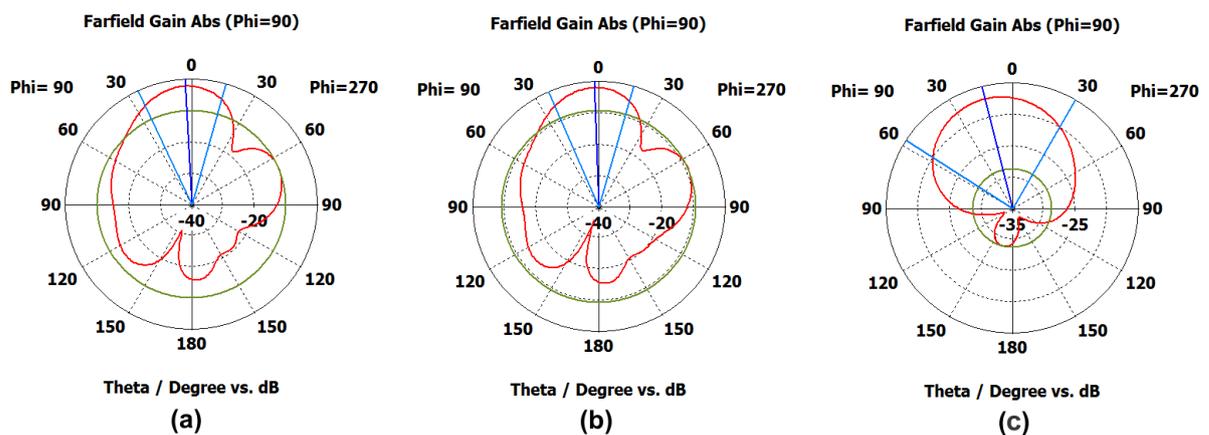


Figura 5.11: Diagramas de radiação para as três diferentes configurações de substrato com potencial químico de 0,2 eV. Onde (a) representa o diagrama de radiação da antena  $h_1$ , (b) diagrama de radiação da antena  $h_2$  e (c) diagrama de radiação da antena  $h_3$ .

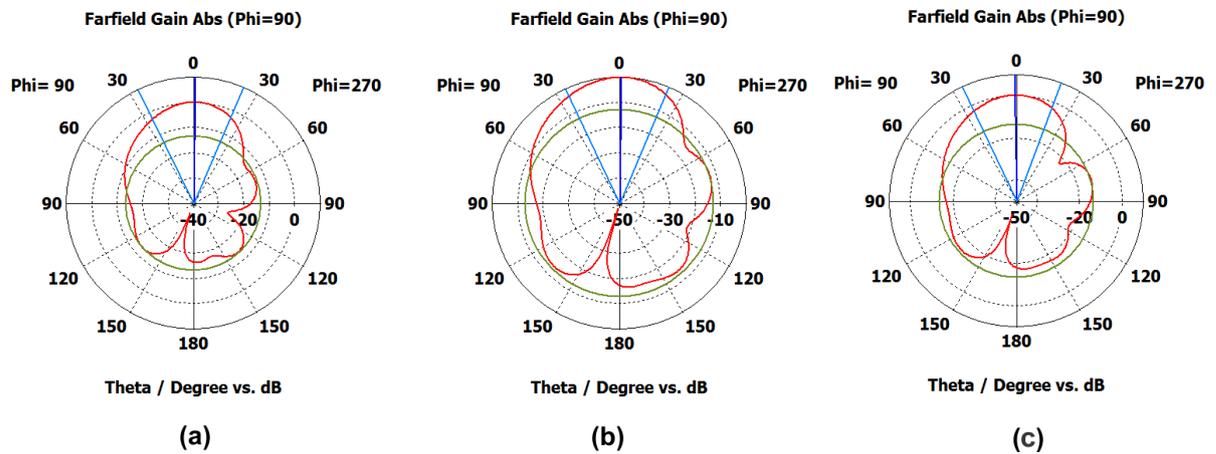
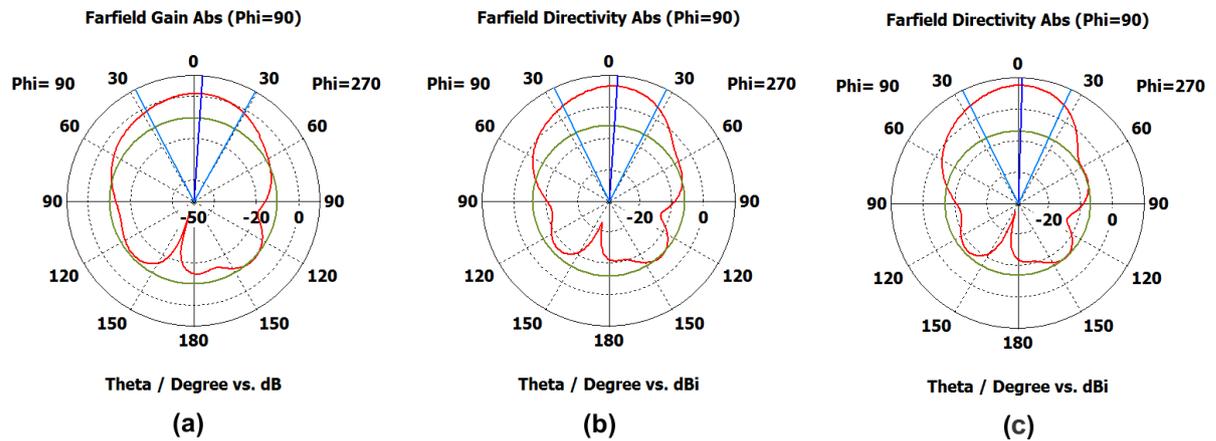


Figura 5.12: Diagramas de radiação para as três diferentes configurações de furos no substrato de sílica com potencial químico de 0,3 eV. Onde (a) representa o diagrama de radiação da antena h1, (b) diagrama de radiação da antena h2 e (c) diagrama de radiação da antena h3.



A Tabela 5.7 apresenta o ganho e a diretividade em relação ao potencial químico de cada uma das três configurações da antena aqui proposta. Pode-se observar que as antenas h1, h2 e h3 com potencial químico de 0,3 eV obtiveram os maiores valores de ganho. Enquanto que as antenas h1, h2 e h3 com potencial químico de 0,1 eV foram as mais diretivas.

Tabela 5.7: Valores de Ganho e diretividade para as três configurações de furos no substrato PBG para cada um dos três valores de potencial químico utilizados (0,1, 0,2 e 0,3 eV.)

	h1	h2	h3
--	----	----	----

Potencial químico	Ganho dB	Diretividade dBi	Ganho dB	Diretividade dBi	Ganho dB	Diretividade dBi
$\mu_c = 0,1$	-2,275	7,020	-2,065	7,732	-2,038	8,632
$\mu_c = 0,2$	0,008	6,272	0,1785	6,862	0,221	8,099
$\mu_c = 0,3$	1,451	6,100	1,141	6,610	1,294	7,512

A Tabela 5.8 faz uma comparação das antenas propostas que obtiveram melhores resultados em relação aos seguintes parâmetros: perda de retorno ( $S_{11}$ ), dimensão, frequência de ressonância e largura de banda. Neste caso escolhemos as antenas h3 ( $\mu_c$  0,1 eV), h1 ( $\mu_c$  0,2 eV) e h3 ( $\mu_c$  0,3 eV) que tiveram melhores resultados e as comparamos com outras antenas path descritas nos trabalhos das referências Bala e Marwaha [54], Nissiyah e Madhan [56] e Hossein e Mokhtari [64].

Tabela 5.8: Comparação entre a performance das antenas propostas neste trabalho com as antenas simuladas por outros autores.

References	Antenna Dimension ( $\mu m^2$ )	Resonant Frequency (THz)	Bandwidth (THz)	$S_{11}$ (dB)	$\mu_c$ (eV)
Bala e Marwaha [48]	103 x 104	2,9	0,12	-28,39	0
Nissiyah e Madhan [56]	30 x 20	2,73	0,07	-15,2	0
Hossein e Mokhtari [64]	500 x 500	0,3	0,04	-12,16	0
Antena proposta h3	100 x 90	1,4	0,4	-31,5	0,1
Antena proposta h1 (dual band)	100 x 90	1,63 e 2,47	0,2 e 0,2	-12,3 e -11,6	0,2

Antena					
proposta h3 (dual band)	100 x 90	1,54 e 2,42	0,11 e 0,03	-10,8 e -12,4	0,3

Conforme mostrado na Tabela 5.8, a antena h3, com potencial químico de 0,1 eV, obteve menor perda de retorno e maior largura de banda em comparação as referências Bala e Marwaha [54], Nissiyah e Madhan [56] e Hossein e Mokhtari [64]. As antenas h1 ( $\mu_c$  0,2 eV) e h3 ( $\mu_c$  0,3 eV), ambas dual band, obtiveram melhores resultados em relação a largura de banda quando comparadas as referências Nissiyah e Madhan [56] e Hossein e Mokhtari [64]. E a antena h1 ( $\mu_c$  0,2 eV) obteve melhor largura banda em relação a referência Bala e Marwaha [54]. No geral a antena h3 com ( $\mu_c$  0,1 eV) obteve melhores resultados em relação aos parâmetros: largura de banda e perda de retorno, quando comparada com todas as antenas apresentadas na Tabela 5.8.

### 5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Ambas as aplicações demonstram a eficiência do uso de estruturas periódicas em antenas seja em frequências mais baixas ou em altas frequências. Para a primeira aplicação em micro-ondas foi apresentada a modelagem e a simulação numérica de uma antena de microfita utilizando como substrato o material dielétrico Niobato de Bismuto dopado com Pentóxido de Vanádio com furos de ar abaixo exclusivamente do patch da antena. Constatou-se através das simulações que a antena obteve uma largura de banda de 2,18 GHz, perda de retorno de 36,2 dB, ganho em torno de 7 dB e diretividade de cerca de 6 dB. Verifica-se também que o padrão de radiação da antena tem um comportamento condizente com as duas frequências de ressonância. Tais resultados demonstram a eficiência da utilização tanto do substrato de cerâmica quando dos defeitos causados com a inserção dos furos de ar. Já para a segunda aplicação na banda THz, foi apresentada uma antena microstrip com patch de grafeno sobre uma rede periódica triangular com furos de ar em três configurações diferentes no substrato de silício e com três diferentes valores de potencial químico do grafeno. Através de modelagem e simulações computacionais se obteve resultados dos parâmetros de perda de retorno, diagrama de radiação, ganho e diretividade. Observou-se que a antena h3 obteve melhores resultados em comparação com as antenas das referências Bala e Marwaha [54], Nissiyah e Madhan [56] e Hossein e Mokhtari [64]. Verificou-se ainda o deslocamento em frequência do ponto de

ressonância da antena juntamente com a formação de uma segunda banda de transmissão, ou seja, a antena passou de um para dois pontos de ressonância, com o incremento gradativo do potencial químico. Estas características são importantes para antenas que operam na banda THz, visto que a maioria das antenas que são projetadas para operar nesse espectro de frequências têm baixa eficiência e baixo ganho. Assim a antena aqui proposta é uma importante contribuição no que tange as antenas patch que operam na banda THz.

#### 5.4 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas futuras sugerem-se:

- Analisar as antenas propostas com redes periódicas diferentes;
- encontrar alternativas para melhoria dos parâmetros da antena proposta, como por exemplo utilizar uma geometria de patch diferente da retangular;
- verificar a possibilidade de uma parceria com laboratórios nacionais ou internacionais que viabilizem a construção das antenas para que as mesmas possam ter seus resultados simulados comparados com os experimentais.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] M. Koch, “Terahertz communications: A 2020 vision. In: Terahertz frequency detection and identification of materials and objects”, Springer, Dordrecht, p. 325-338, 2007.
- [2] R. Piesiewicz, T. Kleine-Ostmann, N. Krumbholz, D. Mittleman, M. Koch, J. Schoebei e T. Kurner, “Short-range ultra-broadband terahertz communications: Concepts and perspectives”, IEEE Antennas and Propagation Magazine, v. 49(6), pp. 24-39, 2007.
- [3] J. Federici e L. Moeller, “Review of Terahertz and Subterahertz Wireless Communications”, Applied Physics Journal, v. 107, pp. 6, 2010.
- [4] K. Huang e Z. WanTerahertz, “Terabit Wireless Communication”, IEEE Microwave Magazine, v.12, pp. 108–116, 2011.
- [5] T. Kleine-Ostmann e T. Nagatsuma, “A review on terahertz communications research”, Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, v. 32.2, pp. 143-171, 2011.
- [6] H. Song, e T. Nagatsuma, “Present and future of terahertz communications”, IEEE transactions on terahertz science and technology, v. 1.1, pp. 256-263, 2011.
- [7] T. Kürner e S. Priebe, “Towards THz communications-status in research, standardization and regulation”, Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, v. 35.1, pp. 53-62, 2014.
- [8] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet e C. Han, “Terahertz band: Next frontier for wireless communications”, Physical Communication, v. 12, pp. 16-32, 2014.
- [9] G. A. Deschamps, Microstrip Microwave Antennas, III USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [10] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, Microstrip Antenna Design Hand- book, Boston, USA: Artech House, Inc., 2001.

- [11] G. Kumar and K. P. Ray, *Broadband Microstrip Antennas*, Boston, USA: London, UK: Artech House, 2003.
- [12] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*, London, UK: Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [13] C. A. Balanis. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2012.
- [14] B. Nauwelaers, A. Van De Capelle, Surface Wave Losses of Rectangular Microstrip Antennas, *Electronics Letters*, Vol. 25, NO. 11, pp. 696-697, 1989.
- [15] M. D. Deshpande and M. C. Bailey, Input Impedance of Microstrip Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-30, NO. 4, pp. 645-650, 1982.
- [16] D. H. Schaubert and D. M. Pozar, Effect of Microstrip Antennas Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 37, NO. 6, pp. 677-682, 1989.
- [17] D. Singh, P. Gardner and P. S. Hall, Miniaturised microstrip antenna for MMIC applications, *Electronics Letters*, Vol. 33, NO. 22, pp. 1830-1831, 1997.
- [18] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. T. Williams and S. A. Long, The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-Fed Patch Antennas, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, NO. 1, pp. 45-47, 2001.
- [19] E. E. C. de Oliveira, P. H. da F. Silva, A. L. P. S. Campos, and S. G. da Silva, Overall Size Antenna Reduction Using Fractal Elements, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 51, NO. 3, pp. 671-675, 2009.

- [20] E. E. C. de Oliveira, P. H. da F. Silva, A. L. P. S. Campos, and A. G. D' Assunção, Small-size quasi-fractal patch antenna using the Minkowski curve, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 52, pp. 805-809, 2010.
- [21] K. S. Novoselov, et al. "Electric field effect in atomically thin carbon films." *science* 306.5696 (2004): 666-669.
- [22] M. Tamagnone, et al. "Analysis and design of terahertz antennas based on plasmonic resonant graphene sheets." *Journal of Applied Physics* 112.11 (2012): 114915.
- [23] T. Zhou, et al. "Miniaturized tunable terahertz antenna based on graphene." *Microwave and Optical Technology Letters* 56.8 (2014): 1792-1794.
- [24] Anand, S., et al. "Graphene nanoribbon based terahertz antenna on polyimide substrate." *Optik-International Journal for Light and Electron Optics* 125.19 (2014): 5546-5549.
- [25] R. Bala and A. Marwaha. "Analysis of graphene based triangular nano patch antenna using photonic crystal as substrate for wireless applications", *International Conference on Recent Advances in Engineering & Computational Sciences (RAECS)*, pp. 1-7, 2015.
- [26] R. Bala, A. Marwaha. "Characterization of graphene for performance enhancement of patch antenna in THz region." *Optik-International Journal for Light and Electron Optics* 127.4 (2016): 2089-2093.
- [27] J. N. George, and M. G. Madhan. "Analysis of single band and dual band graphene based patch antenna for terahertz region." *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures* 94 (2017): 126-131.
- [28] M. Dashti, and J. D. Carey. "Graphene Microstrip Patch Ultrawide Band Antennas for THz Communications." *Advanced Functional Materials* 28.11 (2018): 1705925.

- [29] G. A. DESCHAMP, Microfita Microwave Antenas. In: III USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [30] R. E. MUNSON, Conformal Microstrip Antena and Micostrip Phased Arrays. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. v. AP-22, n. I, p. 74-78, jan. 1974.
- [31] T. E. L. Medeiros, “Antenas de Microfita sobre substrato dielétrico organizado de forma quase periódica”, Dissertação De Mestrado,UFERSA ,Mossoró 2013.
- [32] A. K. Geim, and K. S. Novoselov, “The rise of graphene”, Nature Materials, vol. 6, pp. 183- 191, March 2007.
- [33] J. E. Padilha de Sousa, “Nanodispositivos baseados em grafeno” (Tese de Doutorado), São Paulo: Instituto de Física, 186 pp., 2012.
- [34] H. W. Kroto, J. R. Heath, S. C. O’Brien, R. F. Curl, and R. E. Smalley, “C60: Buckminsterfullerene”, Nature, vol. 318, pp. 162-163, November 1985.
- [35] A. J. C. Chaves, “Estudo das propriedades eletrônicas e ópticas do grafeno e projeto de um modulador em amplitude” (Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação), São José dos Campos: Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 173 pp., 2011.
- [36] P. Luoto, A. Roivainen, M Bennis, P. Pirinen, S. Samarakoon e M. Latva-aho, “System level analysis of multi-operator small cell network at 10 GHz”, European Conference on Networks and Communications (EuCNC), pp. 1-5, 2017.
- [37] J. F. Almeida, C. L. DA S. SOBRINHO, “Influence of a PBG Structure on the Bandwidth of a Microstrip Antenna”, IEEE Latin America Transactions, vol. 2, n. 1, pp. 25-30, 2004.
- [38] A. J. M. Sales, “Estudo de antenas dielétricas baseadas na matriz do compósito (BiNbO<sub>4</sub>)<sub>x</sub>-(CaTiO<sub>3</sub>)<sub>1-x</sub> para aplicações em comunicações” (Tese de Doutorado), Fortaleza: Departamento de Teleinformática, 169 pp., 2016.

- [39] J. L. da Silva, H. D. de Andrade, A. S. Maia, H. C. C. Fernandes, I. B. T. da Silva, A. S. B. Sombra, J. P. P. Pereira, "Performance of microstrip patch antenna due EBG/PBG arrangements insertion", *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 58, n. 12, p. 2933-2937, 2016.
- [40] K. Jain, K. Gupta, "Different substrates use in Microstrip patch antenna-A survey", *Int J Sci Res*, v. 3, n. 5, 2014.
- [41] P. Mane, S. A. Patil, P. C. Dhanawade, "Comparative Study of Microstrip Antenna for Different Substrate Material at Different Frequencies", *vol*, v. 2, p. 18-23, 2014.
- [42] M. Puthanial, P. C. K. Raja, "Comparative Performance Analysis of Microstrip Patch Antenna at 2.4 GHz and 18 GHz Using AN-SOF Professional", *Proceedings of the International Conference on Soft Computing Systems*, Springer, India, pp. 159-166, 2016.
- [43] JAMES, James R. (Ed.). *Handbook of microstrip antennas*. IET, 1989.
- [44] ANSYS HFSS. High frequency electromagnetic field simulation. <http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>. Access in 07/03/2019.
- [45] D. de Souza, J. H. A. Silveira, I. B. T. da Silva, I. S. Q. Júnior, F. E. N. Fraga, H. D. de Andrade, R. B. da Silva e X. L. T. Junior, "Electrical properties of niobium pentoxide (NB2O5) for application in microstrip antenna substrate", *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 59, n. 3, pp. 641-645, 2017.
- [46] J. L. G. de Medeiros, W. C. de Araujo, A. G. d'Assunção, L. M. de Mendonça e J. B. L. de Oliveira, "Investigation on ZPT ceramics applied as dielectric resonator antenna for ultra wideband systems", *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 55, n. 6, pp. 1352-1355, 2013.

- [47] Q. Liao, L. Li, P. Zhang, X. Ding, X. Ren e W. Zhang, "A microwave dielectric material for microstrip patch antenna substrate," *Journal of Materials Research*, v. 26, n. 19, pp. 2503-2510, 2011.
- [48] R. Carneiro Filho, J. H. Araújo, M. F. Ginani, A. G. d'Assunção Jr, R. A. Martins, A. G. d'Assunção e L. M. Mendonça, "Simulation and measurement of inset-fed microstrip patch antennas on BiNbO 4 substrates", *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 5, n. 52, pp. 1034-1036, 2010.
- [49] R. C. Filho, J. H. Araujo, M. F. Ginani, A. G. d'Assunção e L. M. Mendonça, "Experimental and simulation analysis of microstrip patch antennas on BiNbO 4 ceramic substrates", *Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, Charleston*, pp. 1-4, 2009.
- [50] H. Song e N. Tadao, "Present and future of terahertz communications", *IEEE transactions on terahertz science and technology*, v. 1.1, pp. 256-263, 2011.
- [51] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet e C. Han, "Terahertz band: Next frontier for wireless communications", *Physical Communication*, v. 12, pp. 16-32, 2014.
- [52] E. Chang, S. Long e W. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas", *IEEE Transactions on antennas and propagation*, v. 34.6, pp. 767-772, 1986.
- [53] G. A. E. Vandenbosch, e A. R. V. de Capelle. "Study of the capacitively fed microstrip antenna element", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 42.12, pp. 1648-1652, 1994.
- [54] R. Bala e A. Marwaha, "Performance analysis of graphene based nano patch antenna for various substrate materials in THz regime", *International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Pattaya, Bangkok, Thailand*, 2015.

- [55] A. S. Thampy, M. S. Darak e S. K. Dhamodharan, "Analysis of graphene based optically transparent patch antenna for terahertz communications", *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, v. 66, pp. 67-73, 2015.
- [56] J. N. George, e M. G. Madhan, "Analysis of single band and dual band graphene based patch antenna for terahertz region", *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, v.94, pp. 126-131, 2017.
- [57] H. Boutayeb, e T. A. Denidni, "Gain enhancement of a microstrip patch antenna using a cylindrical electromagnetic crystal substrate", *IEEE transactions on antennas and propagation*, v. 55.11, pp. 3140-3145, 2007.
- [58] H. Mosallaei, e Y. Rahmat-Samii, "Periodic bandgap and effective dielectric materials in electromagnetics: characterization and applications in nanocavities and waveguides", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51.3, pp. 549-563, 2003.
- [59] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn e R. D. Meade, "Photonic crystals: molding the flow of light", Princeton university press, 2011.
- [60] G. W. Hanson, "Dyadic Green's functions and guided surface waves for a surface conductivity model of graphene", *Journal of Applied Physics*, v. 103.6, pp. 064302, 2008.
- [61] M. Plihal e A. A. Maradudin, "Photonic band structure of two-dimensional systems: The triangular lattice", *Physical Review B*, v. 44, pp. 8565, 1991.
- [62] G. W. Hanson, "Dyadic Green's functions for an anisotropic, non-local model of biased graphene", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* v. 56.3, pp. 747-757, 2008.
- [63] K. Li, X. Ma, Z. Zhang, J. Song, Y. Xu e G. Song, "Sensitive refractive index sensing with tunable sensing range and good operation angle-polarization-tolerance using graphene concentric ring arrays", *Journal of Physics D: Applied Physics*, v. 47.40, pp. 405101, 2014.

[64] A. H. Kazemi e A. Mokhtari, "Graphene-based patch antenna tunable in the three atmospheric windows", *Optik-International Journal for Light and Electron Optics*, v. 142, pp. 475-482, 2017.