



UNICAMP

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

Faculdade de Tecnologia

GIANDRÉ TARESKEVITIS

PROPOSTA DE FILTRO DE MICRO-ONDAS UTILIZANDO HETEROESTRUTURA  
ELETROMAGNÉTICA DE BANDA PROIBIDA

LIMEIRA

2019

GIANDRÉ TARESKEVITIS

PROPOSTA DE FILTRO DE MICRO-ONDAS UTILIZANDO HETEROESTRUTURA  
ELETROMAGNÉTICA DE BANDA PROIBIDA

*Dissertação apresentada à Faculdade de  
Tecnologia da Universidade Estadual de  
Campinas como parte dos requisitos  
exigidos para a obtenção do título de Mestre  
em TECNOLOGIA, na Área de SISTEMAS  
DE INFORMAÇÃO E COMUNICAÇÃO.*

Orientador: Marcos Sergio Gonçalves

ESTE TRABALHO CORRESPONDE À  
VERSÃO FINAL DA DISSERTAÇÃO  
DEFENDIDA PELO ALUNO GIANDRÉ  
TARESKEVITIS, E ORIENTADA PELO  
PROF. DR. MARCOS SERGIO  
GONÇALVES.

LIMEIRA

2019

Ficha catalográfica  
Universidade Estadual de Campinas  
Biblioteca da Faculdade de Tecnologia  
Felipe de Souza Bueno - CRB 8/8577

T174p Tareskevitis, Giandr , 1973-  
Proposta de filtro de micro-ondas utilizando heteroestrutura eletromagnética de banda proibida / Giandr  Tareskevitis. – Limeira, SP : [s.n.], 2020.

Orientador: Marcos Sérgio Gonalves.  
Dissertaao (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Tecnologia.

1. Filtros de microondas. I. Gonalves, Marcos Sérgio, 1973-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Tecnologia. III. Título.

Informaoes para Biblioteca Digital

**Título em outro idioma:** Microwave filter proposal using prohibited band electromagnetic heterostructure

**Palavras-chave em inglês:**

Microwave filters

** rea de concentraao:** Sistemas de Informaao e Comunicaao

**Titulaao:** Mestre em Tecnologia

**Banca examinadora:**

Marcos Sérgio Gonalves [Orientador]

Edson Luiz Ursini

Ant nio Joaquim da Silva Neto

**Data de defesa:** 12-02-2020

**Programa de Pós-Graduaao:** Tecnologia

**Identificaao e informaoes acad micas do(a) aluno(a)**

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0002-8736-3925>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/4996101016351950>

## **FOLHA DE APROVAÇÃO**

Abaixo se apresentam os membros da comissão julgadora da sessão pública de defesa de dissertação para o Título de Mestre em Tecnologia na área de concentração de Sistemas de Informação e Comunicação, a que submeteu o aluno Giandrê Tareskevitis, em 12 de fevereiro de 2020 na Faculdade de Tecnologia- FT/ UNICAMP, em Limeira/SP.

### **Prof. Dr. Marcos Sergio Gonçalves**

Presidente da Comissão Julgadora

### **Prof. Dr. Edson Luiz Ursini**

Unidade de origem: FT Unicamp – Limeira/SP

### **Prof. Dr. Antônio Joaquin da Silva Neto**

Unidade de origem: Claretiano Centro Universitário – Rio Claro/SP

Ata da defesa, assinada pelos membros da Comissão Examinadora, consta no SIGA/Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese e na Secretaria de Pós Graduação da FT.

Dedico este trabalho a minha família que sempre foi o apoio de minha caminhada.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço primeiramente a Deus, por permitir a caminhada até aqui, me dando saúde, força e coragem para prosseguir.

Aos meus pais Wilson Tareskevitis e Luiza Albertina Fabri Tareskevitis pelo amor incondicional que sempre me deu força nos momentos mais difíceis e proporcionou incentivo em seguir em frente.

À minha amada filha Giedry Tareskevitis, razão de minha luta e do incentivo em não desistir.

À minha esposa Michelle, pelo amor, carinho e compreensão.

Aos meus queridos irmãos Gilson, Giandro e Viviane que de alguma forma sempre acreditaram em mim e na possibilidade de chegar até aqui.

Ao Professor Marcos Sergio Gonçalves pela orientação do trabalho, pelo conhecimento a mim transmitido de forma segura e precisa. Pela clareza nos apontamentos e sugestões, em que sempre com poucas palavras supriu minhas dúvidas de maneira surpreendente nas nossas reuniões de orientação. Agradeço pela compreensão de minhas dificuldades de deslocamentos até a FT Limeira no decorrer do curso.

A todo corpo docente da FT e a Unicamp pela estrutura oferecida.

## RESUMO

Filtros são dispositivos amplamente utilizados em tecnologia de comunicações com o objetivo de controlar a resposta em frequência de um determinado sinal. Em seu contexto básico, um filtro possui uma porta de entrada para o sinal e uma porta de saída para o mesmo, de modo que entrega em sua saída um espectro de frequências limitado a uma faixa ou valor desejado. Na faixa das micro-ondas que tipicamente está entre 0,3 GHz e 300 GHz, os filtros possuem baixo rendimento quando são constituídos por elementos concentrados tais como capacitores e indutores, já que existem acoplamentos parasitas indesejáveis em seus terminais quando tais componentes operam em altas frequências. Desta maneira a tecnologia das microfita pode ser adotada para as micro-ondas no intuito de oferecer melhor resultado de operação nesse espectro. Basicamente a microfita é uma linha de cobre com largura e espessura definida e apoiada em uma superfície de material dielétrico localizado sobre um plano condutor chamado de plano de terra. Sua utilização como filtro pode ser configurada em uma estrutura cujo plano de terra possui alterações periódicas em seu modo construtivo gerando bandas eletromagnéticas proibidas. Essa configuração de filtro, apesar de ser mais adequada que os filtros formados por componentes concentrados, requer um fator de qualidade considerável para minimizar as perdas de componentes do campo eletromagnético irradiado na estrutura.

Desse modo uma topologia promissora que pode elevar significativamente o fator de qualidade de um filtro desse tipo é a heteroestrutura. Em seu formalismo básico trata-se de um conjunto de estruturas que introduzem bandas eletromagnéticas proibidas periódicas distintas entre si. O objetivo da heteroestrutura na pesquisa é promover o confinamento do campo eletromagnético com um perfil de uma função de envelope gaussiano, configurando uma transformada de Fourier dessa função com traçado suave. Esse procedimento exprime uma supressão de perdas das componentes de onda na cavidade associada. Assim a pesquisa almejou tal topologia visando essa nova configuração de filtro objetivando uma proposta de estrutura com elevado fator de qualidade.

## **ABSTRACT**

Filters are devices widely used in communications technology to control the frequency response of a particular signal. In its basic context a filter has an input port for the signal and an output port therefor, so that it outputs at its output a frequency spectrum limited to a desired range or value. In the microwave range typically between 0.3 GHz and 300 GHz, the filters have low efficiency when they are made up of concentrated elements such as capacitors and inductors, since there are undesirable parasitic couplings in their terminals when these components operate at high frequencies. In this way the technology of the microstrip can be adopted for the microwaves in order to offer better result of operation in this spectrum. Basically the microstrip is a copper line with defined width and thickness and supported on a surface of dielectric material located on a conductive plane called ground plane. Its use as a filter can be configured in a structure whose ground plane has periodic changes in its constructive way generating forbidden electromagnetic bands. This filter configuration, while being more suitable than the filters formed by concentrated components, requires a considerable quality factor to minimize the losses of components of the irradiated electromagnetic field in the structure.

Thus a promising topology that can significantly raise the quality factor of such a filter is the heterostructure. In its basic formalism, it is a set of structures that introduce periodic banned electromagnetic bands different from each other. The objective of the heterostructure in the research is to promote the confinement of the electromagnetic field with a profile of a Gaussian envelope function, configuring a Fourier transform of this function with smooth stroke. This procedure expresses a loss suppression of the wave components in the associated cavity. Thus the research aimed at this topology aiming at this new configuration of filter aiming at a proposal of structure with a high quality factor.

## LISTA DE FIGURAS

**Figura 1** – *Configuração básica de uma microfita.*

**Figura 2** – *Filtros ressonantes em guias de onda.*

**Figura 3** – *Concepção básica de uma microfita.*

**Figura 4** – *O fator de qualidade Q representado pela largura da banda passante.*

**Figura 5** – *Expressão analítica para o fator de qualidade Q.*

**Figura 6** – *Configuração básica de uma microfita.*

**Figura 7** – *Micro fita com blindagem.*

**Figura 8** – *Efeito de borda na linha de transmissão.*

**Figura 9** – *Micro fita com dielétrico.*

**Figura 10** – *Esquema para a definição da expressão de Bragg. (a). Usando a geometria da reflexão o feixe inferior deve viajar a distância extra ( $AB + BC$ ) para continuar viajando paralelo e adjacente ao feixe superior. (b). Aplicando-se trigonometria.*

**Figura 11** – *Uma FBG representando a rede de Bragg operando como um filtro espectral.*

**Figura 12** – *Índice de reflexão de Fresnel.*

**Figura 13** – *Periodicidade da modulação.*

**Figura 14** – *Estrutura EBG 1D e2D.*

**Figura 15** – *Estrutura EBG 1D com variação geométrica da linha de micro fita.*

**Figura 16** – *Estrutura Electromagnetic Bandgap Ground Plane (EBG-GP).*

**Figura 17** – *Perfil de campo elétrico para cavidades com características de confinamento distintas. (a) - Confinamento por reflexão aguda, (b) - Confinamento por reflexão espacialmente distribuída.*

**Figura 18** – *Espectros da Transformada de Fourier para o campo elétrico. (a) - Para a função envelope retangular, (b) - Para a função envelope gaussiano.*

**Figura 19** – *Estrutura básica de cristal fotônico com periodicidade  $a_1$  constante.*

**Figura 20** – *Heteroestrutura formada com duas periodicidades distintas para a PBG.*

**Figura 21** – *Perfil do campo elétrico na heteroestrutura fotônica dupla.*

**Figura 22** – *Heteroestrutura EBG formada por três regiões com duas periodicidades distintas.*

**Figura 23** – *Estrutura 1.*

**Figura 24** – *Resultados da simulação para a estrutura 1.*

**Figura 25** – *Resultados da simulação para a estrutura 2.*

**Figura 26** – *Resultados da simulação para a estrutura 3.*

**Figura 27** – *Resultados da simulação para a estrutura 4.*

**Figura 28** – *Resultados da simulação para a Estrutura 5.*

**Figura 29** – *Ilustração das bandas de rejeição para periodicidades de 10% para mais e para menos.*

**Figura 30** – *Proposta de uma Heteroestrutura para confinamento de um sinal central.*

**Figura 31** – *Representação ilustrativa das curvas de resposta de duas estruturas com EBG distintas.*

**Figura 32** – *Representação ilustrativa da curva de resposta de duas estruturas com EBG distintas associadas.*

- Figura 33** – Estrutura EBG a ser utilizada como barreiras laterais para o confinamento do sinal. (a) Periodicidades longitudinal e transversal. (b) curva de resposta desta EBG com frequência central em torno de 10,30 GHz.
- Figura 34** – Estrutura EBG a ser utilizada na região central da heteroestrutura. (a) Periodicidades longitudinal e transversal. (b) curva de resposta desta EBG com frequência de corte em torno de 10,50 GHz.
- Figura 35** – Proposta de uma Heteroestrutura para confinamento de um sinal central.
- Figura 36** – Proposta de uma Heteroestrutura para acoplamento e recuperação do sinal.
- Figura 37** – Imagem da animação do campo elétrico (E) associado ao sinal em transição pela estrutura. (a) Vista superior, (b) vista em perspectiva.
- Figura 38** – Heteroestrutura com periodicidade permissível nas laterais (180 mil) e não permissível ao centro (220 mil).
- Figura 39** – Heteroestrutura com três linhas e seis portas de excitação para o sinal.
- Figura 40** – Trecho da curva de resposta para a transição entre as portas 1 e 2 da heteroestrutura EBG de seis portas.
- Figura 41** – Heteroestrutura com três linhas de EBG e duas portas de excitação em linhas adjacentes. (a) Configuração das regiões EBG. (b) Vista da estrutura simulada em perspectiva.
- Figura 42** – Trecho da curva de resposta da estrutura contendo uma cavidade formada por três linhas de EBG.
- Figura 43** – Curvas de respostas para estruturas simples com EBG de 190 mil e 220 mil.
- Figura 44** – Heteroestrutura com regiões EBG de 190 mil nas laterais.
- Figura 45** – Curva de resposta para heteroestrutura com EBG em 190 mil nas laterais.
- Figura 46** – Efeito do número de períodos em EBG de periodicidade constante.
- Figura 47** – Circuitos de entrada e de saída com EBG distintas.
- Figura 48** – Configuração 4x190 mil - 4x220 mil para a periodicidade dos circuitos de entrada e de saída.
- Figura 49** – Curvas de resposta para a configuração 4x190 mil – 4x220 mil.
- Figura 50** – Curvas de resposta para a configuração 4x190 mil – 4x220 mil em uma janela maior do espectro.
- Figura 51** – Configuração 5x190 mil - 3x220 mil para a periodicidade dos circuitos de entrada e de saída.
- Figura 52** – Curvas de resposta para a configuração 5x190 mil – 3x220 mil.
- Figura 53** – Curvas de resposta para a configuração 5x190 mil – 3x220 mil em uma janela maior do espectro.
- Figura 54** – Configuração 6x190 mil - 2x220 mil para a periodicidade dos circuitos de entrada e de saída.
- Figura 55** – Curvas de resposta para a configuração 6x190 mil – 2x220 mil.
- Figura 56** – Curvas de resposta para a alteração do distanciamento da periodicidade transversal  $a_2$ .
- Figura 57** – Distanciamento demasiadamente pequeno para a periodicidade transversal  $a_2$ .
- Figura 58** – Distanciamento demasiadamente grande para a periodicidade transversal  $a_2$ .
- Figura 59** – Picos das curvas dos parâmetros de transmissão  $S_{2,1}$ .
- Figura 60** – Configuração para a proposição do filtro.

**Figura 61** – *Vista superior e vista inferior do filtro.*

**Figura 62** – *Vista em transparência e elevações.*

**Figura 63** – *Perspectiva ortogonal do filtro.*

**Figura 64** – *Filtro de micro-ondas configurado em heteroestrutura EBG fotossensível.*

## SUMÁRIO

<b>1.INTRODUÇÃO.....</b>	<b>14</b>
1.1. Objetivos e Motivação .....	14
1.2. Descrição dos Capítulos .....	18
<b>2.FILTROS DE MICRO-ONDAS E MICROFITAS .....</b>	<b>19</b>
2.1. Filtro de micro-ondas .....	19
2.2. Microfitas .....	24
<b>3.TEORIA BÁSICA DE BANDAS ELETROMAGNÉTICAS PROIBIDAS – EBG</b> <b>.....</b>	<b>28</b>
3.1. Conceitos iniciais de EBG e evolução histórica .....	28
3.2. Fundamentos da Banda de Rejeição .....	29
3.3. Estruturas Ópticas Como Pioneiras da EBG .....	32
3.4. Parâmetros de Rejeição na EBG .....	34
3.5. Métodos de Alteração da Constante Efetiva do Dielétrico .....	36
3.6. Conclusão .....	40
<b>4.CONCEITOS DE HETEROESTRUTURA .....</b>	<b>42</b>
4.1. Fundamentos da Heteroestrutura .....	42
4.2. Conceitos do Confinamento Gaussiano .....	42
4.3. Uma Heteroestrutura Fotônica Dupla .....	44
4.4. Heteroestrutura para o Espectro de Micro-Ondas .....	46
4.5. Conclusão .....	48
<b>5.RESULTADOS: A CONCEPÇÃO PARA A PROPOSIÇÃO DO FILTRO</b> <b>.....</b>	<b>50</b>
5.1. Introdução .....	50
5.2. Metodologia .....	50
5.3. Alguns Resultados Parciais: O Dimensionamento para as EBG .....	51
5.4. A Concepção da Heteroestrutura .....	59

5.5. A Formação da Cavidade Ressonante .....	64
5.6. O Dimensionamento para a Periodicidade Transversal .....	85
5.7. O Filtro de Micro-Ondas utilizando Heteroestrutura Eletromagnética de Banda Proibida .....	88
<b>6.CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</b> .....	<b>91</b>
6.1. Conclusões .....	91
6.2. Sugestões para Trabalhos Futuros .....	92
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>95</b>

# 1. INTRODUÇÃO

## 1.1. Objetivos e Motivação

De maneira geral, a sociedade vem experimentando já há algum tempo avanços tecnológicos significativos em vários setores do cotidiano seja de forma direta ou indireta. Tais avanços têm acontecido em uma velocidade crescente fazendo com que processos e produtos fiquem cada vez mais otimizados visando o conforto e segurança das pessoas. A tecnologia de comunicações é uma das áreas com maior ênfase em avanço tecnológico e dessa maneira tem atraído desde sempre o interesse da indústria e de pesquisadores no propósito de desenvolvimento de sistemas de alta qualidade seja em velocidade funcional, suportabilidade, diversidade operacional, entre outros itens [1].

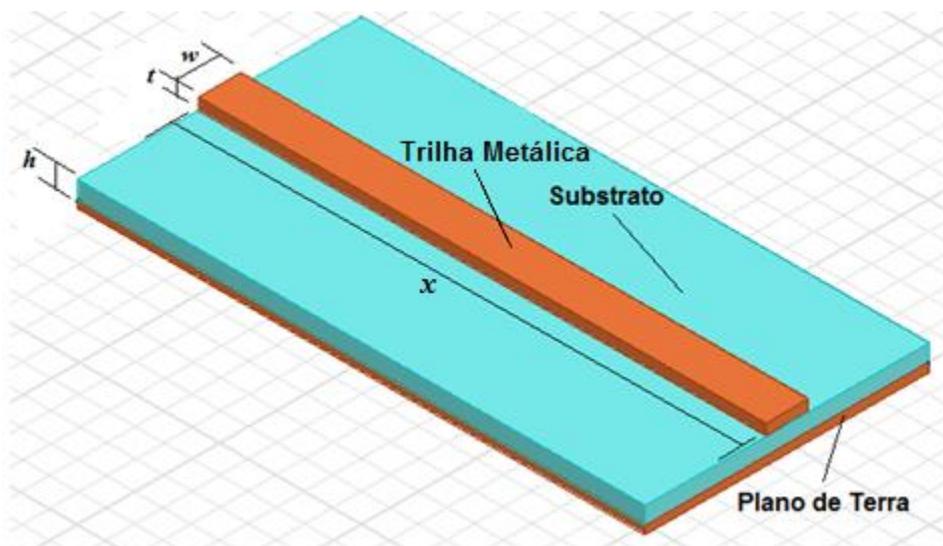
Como a maioria dos equipamentos de telecomunicações e seus circuitos associados atendem uma demanda elevada de tráfego de sinais nos inúmeros sistemas em operação seja para convergência e interpretação de dados, voz e imagem, tais sinais devem ter cada vez mais uma qualidade bem definida e otimizada. Dentre os diversos elementos construtivos de um circuito de comunicações um deles é seguramente inevitável no tratamento dos sinais elétricos envolvidos e um dos mais importantes na arquitetura funcional do sistema, o “Filtro de Sinais” [2].

Filtros elétricos ou filtro de sinais são estruturas cuja função principal é a de receber em sua entrada um sinal com várias componentes de frequências associadas e separar os sinais desejados dos sinais indesejados. Existem inúmeros tipos de filtros e com diversas formas construtivas visando atender os mais diferentes tipos de sinais e circuitos associados. Devido ao avanço tecnológico dos equipamentos de comunicações e à necessidade cada vez maior em utilização de frequências mais altas, um dos filtros de grande interesse em sistemas de comunicações é o filtro de micro-ondas que abrange uma banda do espectro eletromagnético indo de 0,3 GHz a 300 GHz [3].

Esse espectro, caracterizado por ondas eletromagnéticas de curtos comprimentos de onda, faz com que os circuitos destinados ao processamento

desses sinais tenham modos construtivos diferentes dos circuitos em frequências mais baixas, dificultando a utilização de componentes ou elementos concentrados. Nessas frequências os comprimentos de onda tornam-se compatíveis com as dimensões físicas dos componentes e, por consequência, ocorrerão variações de fase ao longo dos dispositivos fazendo com que as grandezas elétricas passam a ser dependentes dos comprimentos [4].

Tendo isto como uma circunstância a ser observada, os circuitos destinados a micro-ondas são mais adequadamente construídos utilizando-se a análise de parâmetros distribuídos em que elementos como, por exemplo, capacitores e indutores são construídos a partir de linhas de transmissão ou guias de ondas [5]. Nesse contexto, uma das formas para construir um filtro de micro-ondas é por meio de circuitos planares formados por linhas de transmissão do tipo microfita (*microstrip*). A Figura 1 mostra a formação básica de uma microfita. As microfitas são formadas por uma camada dielétrica conhecida como substrato, um plano terra e uma trilha metálica condutora. Essas estruturas possuem dimensões reduzidas e isso já é um item relevante no projeto de circuitos que necessitem ocupar pouco espaço dentro de um equipamento. A forma como a microfita é construída define um modo de propagação para ondas eletromagnéticas transversais denominado Quasi-TEM [6].



**Figura 1** - Configuração básica de uma microfita.

Há várias configurações de filtro de micro-ondas, conforme será discutido no próximo capítulo, porém o filtro proposto faz uso do conceito de bandas proibidas (*Electromagnetic Bandgap* - EBG). As EBGs são bandas de rejeição para as ondas eletromagnéticas, impedindo a propagação da mesma em determinadas faixas de frequências [7]. Essas bandas proibidas são obtidas introduzindo estruturas periódicas na microfita como, por exemplo, modificando-se a configuração do plano de terra, o formato das trilhas metálicas ou até mesmo uma combinação de alterações dos diversos parâmetros construtivos da microfita [8]. Mais à frente no texto será detalhado o conceito das EBGs e suas diversas topologias construtivas.

Com a introdução do efeito EBG em uma microfita, o projeto de um filtro de micro-ondas resultaria em um filtro do tipo rejeita faixa, conforme será demonstrado no Capítulo 3. Entretanto, uma configuração muito utilizada em circuitos de radiofrequência são os filtros passa-faixa. Dessa forma, um dos objetivos deste trabalho é o desenvolvimento de uma estrutura baseado em EBG que permita a passagem de um espectro de frequências maximizando o fator de qualidade.

O estudo e a pesquisa de estruturas periódicas capazes de gerar uma EBG associada a cavidades ressonantes planares pode viabilizar um filtro com características de permissão de um espectro bem estreito. De forma básica, as cavidades ressonantes usuais em micro-ondas são estruturas fechadas através de paredes metálicas e que confinam o sinal em termos de sua energia eletromagnética [4]. Um dos problemas que ocorrem nessas cavidades é a perda por efeito joule nas paredes metálicas, reduzindo o fator de qualidade e, portanto, afetando o seu desempenho. Outro problema que pode ocorrer é a variação abrupta que ocorre nos campos eletromagnéticos nas paredes da cavidade. Essa variação abrupta provoca o surgimento de modos vazantes, aumentando as perdas por radiação das cavidades ressonantes e reduzindo o fator de qualidade, conforme será discutido no Capítulo 4.

A proposta da pesquisa é estudar a possibilidade de implementação de um filtro em tecnologia planar configurado em microfita associada ao efeito de EBG e que resulte um sinal de saída com espectro bem estreito minimizando as perdas por radiação. Esse formalismo atribui ao filtro uma característica de elevado fator de qualidade que pode ser mensurado pela relação entre o valor da frequência central

ou de ressonância e sua largura de banda, exprimindo fisicamente a quantidade de energia que é dissipada no sistema [5].

No intuito de vislumbrar a possibilidade de implementação desse novo filtro com características de minimização de perdas por radiação na cavidade e atribuindo a este um elevado fator de qualidade, foi estudado o formalismo de configuração em uma concepção de heteroestrutura EBG. A heteroestrutura pode ser entendida como um conjunto de estruturas que formam bandas eletromagnéticas proibidas distintas e associadas periodicamente no percurso de transição do sinal.

O foco deste trabalho almejou a proposição do filtro baseando-se no estudo sobre as características e detalhamento construtivo de heteroestruturas planares e periódicas em linhas de transmissão configuradas em microfita para operação na faixa de micro-ondas. O objetivo principal deste foi modelar de forma descritiva o dimensionamento de um filtro de micro-ondas com elevado fator de qualidade, dessa forma conferindo-lhe características de alta seletividade. O intuito foi verificar as possibilidades para propor um guia de onda planar em microfita formado a partir de um conjunto de estruturas periódicas que introduzam bandas eletromagnéticas proibidas distintas formando uma cavidade ressonante ao longo do trajeto da onda eletromagnética. Desta maneira, o resultado pretendido é um filtro com minimização de perdas por radiação das componentes do campo eletromagnético na cavidade através de um confinamento de sinal com uma distribuição suave do campo. Essa conotação é próxima ao formalismo de uma curva Gaussiana e não mais um confinamento com reflexão abrupta associado a um traçado retangular como ocorre em cavidades de paredes metálicas [8].

A motivação da pesquisa nesta nova configuração de filtro deve-se ao fato que, de modo geral, as linhas de transmissão em alta frequência desempenham um papel de extrema importância em sistemas de telecomunicações sendo essenciais aos projetos de circuitos e dispositivos [3]. Essa nova estrutura pretendida em topologia planar possui características próprias e dependendo de seu modo construtivo, poderá funcionar conjuntamente a uma série de dispositivos e componentes peculiares e que são necessários à operação dos circuitos de micro-ondas agregando qualidade funcional e podendo aumentar as possibilidades operacionais dos mesmos. O avanço em estudo e pesquisa em novas formas construtivas é essencial ao desenvolvimento tecnológico desse abrangente setor e

contribui para que outras linhas de pesquisa possam ser desenvolvidas a partir de resultados incomuns ou não esperados. Por fim, a motivação na pesquisa também se deve ao interesse pessoal do autor em agregar conhecimentos na grande área do eletromagnetismo aplicado.

## **1.2. Descrição dos Capítulos**

O texto do trabalho apresentou no Capítulo 1 o formalismo geral para o objetivo a ser alcançado bem como as motivações e o interesse da pesquisa.

O Capítulo 2 aborda os fundamentos conceituais sobre filtros de micro-ondas e trata o formalismo das microfitas bem como seu detalhamento construtivo a fim de dar base para o entendimento analítico à concepção da estrutura pretendida.

No Capítulo 3 são apresentados os fundamentos das bandas de rejeição na composição das bandas eletromagnéticas proibidas. O princípio funcional de alguns tipos de estruturas formadoras de EBG, bem como as características de rejeição devido à alteração dos parâmetros construtivos envolvidos.

O Capítulo 4 conceitua as heteroestruturas por intermédio de sua aplicação no espectro óptico em cristais fotônicos e mostra sua importância na determinação de um alto fator de qualidade para uma estrutura com cavidade ressonante associada. A proposição é utilizar essa conceituação e vislumbrar as possibilidades de aplicação no espectro das micro-ondas.

O Capítulo 5 mostra todo tratamento da composição em topologia de bandas eletromagnéticas proibidas com alteração geométrica no plano de terra. Exibe os diversos resultados intermediários obtidos na tentativa de agrupar as melhores respostas a fim de implementar o formalismo de heteroestruturas planares. Por fim o capítulo termina com a apresentação da topologia e os principais dimensionamentos para a proposição de um filtro de micro-ondas em uma heteroestrutura contendo EBG com a formação de uma cavidade ressonante de elevado fator de qualidade.

O Capítulo 6 enfoca as conclusões obtidas com a pesquisa e apresenta sugestões para trabalhos futuros baseados na proposição do filtro em questão.

## 2. FILTROS DE MICRO-ONDAS E MICROFITAS

### 2.1. Filtro de micro-ondas

Existem diversos tipos de filtros de sinais que atendem as mais variadas frequências do espectro eletromagnético. Em se tratando de filtros de micro-ondas, as tecnologias mais empregadas são as que derivam dos chamados filtros volumétricos e os filtros planares [9]. O que define a tecnologia mais adequada a ser utilizada em um projeto é a resposta de saída desejada ou demandada por um sistema.

De forma sucinta pode-se dizer que os filtros volumétricos são formados através de estruturas utilizadas em guias de onda que por sua vez podem ter uma topologia construtiva baseada em guia coaxial, guia circular, guia retangular, ressonador dielétrico ou então uma cavidade ressonante. O procedimento de filtragem dos sinais é conseguido através da implementação de descontinuidades reativas definidas por indutâncias ou capacitâncias devidamente caracterizadas com valores associados à função resposta desejada. Já os filtros formados através de cavidades ressonantes nos ressonadores volumétricos possuem paredes em suas laterais que podem ser metálicas ou dielétricas [10]. Outros tipos de ressonadores podem ainda conter materiais dielétricos e ou metal inseridos de formas variadas em guias de onda tal como ilustrado na Figura 2.

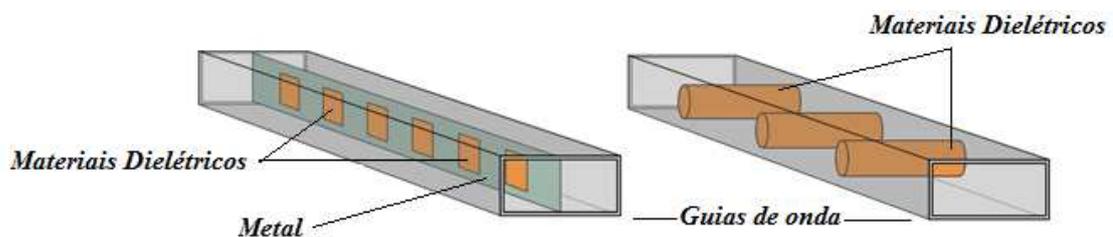
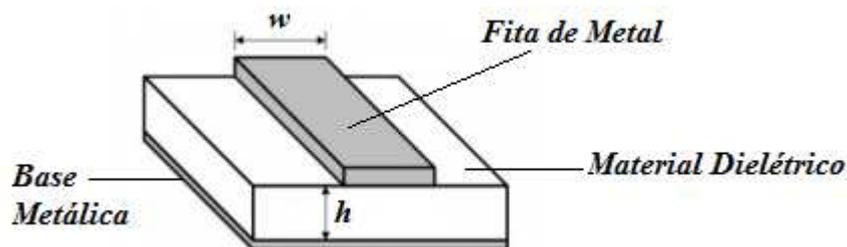


Figura 2 - Filtros ressonantes em guias de onda.

A aplicação de filtros volumétricos é feita geralmente em sistemas que demandam sinais de alta potência e em banda estreita. As dimensões construtivas desses filtros são relativamente grandes o que frequentemente ocasiona perdas nos condutores envolvidos [11]. As técnicas de fabricação devem ter procedimentos mecânicos precisos o que os tornam muitas vezes de difícil implementação.

A outra tecnologia mencionada para a implementação de filtros de micro-ondas é a denominada tecnologia de filtros planares. Nesta o desenvolvimento é baseado em estruturas de linhas de transmissão impressas em placas de circuito impresso especificadas como microfita e é a topologia construtiva mais adotada em filtros de micro-ondas [12]. A Figura 3 ilustra novamente uma representação básica para a microfita.



**Figura 3** - Concepção básica de uma microfita.

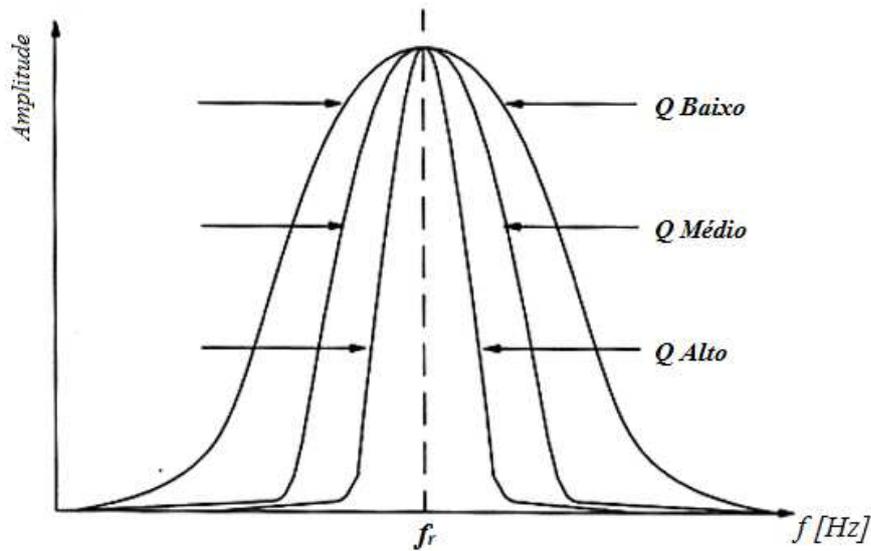
Pode-se dizer que a utilização dessa concepção para a formação de um filtro possui grande capacidade operacional associada a diversos sistemas inclusive dispositivos ativos. De forma diferente dos filtros volumétricos, os filtros planares apresentam extrema facilidade de construção e implementação, no entanto não podem operar em potências elevadas. Outra limitação desse tipo de filtro está no fato de que apenas poucos valores de impedância podem ser utilizados devido à largura da fita ( $w$ ) ser impraticável para impedâncias elevadas. No próximo tópico a microfita será abordada de forma mais detalhada já que é a base construtiva para a concepção do filtro almejado neste trabalho de pesquisa.

Dentre os diversos parâmetros que definem as características de um filtro, o fator de qualidade é considerado o mais importante na mensuração de qualquer projeto desse tipo visto que essencialmente essa grandeza está vinculada à quantidade de energia que é dissipada no sistema [13]. Representado pela letra “ $Q$ ” o conceito fundamental de fator de qualidade é estabelecido por:

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energia Máxima Armazenada}}{\text{Energia Total Dissipada}} \quad (2.1)$$

Essa relação está associada à capacidade de seletividade de um circuito, ou seja, quanto maior for o valor de  $Q$  maior será a capacidade do filtro em separar frequências próximas [14].

Por exemplo, em se tratando de um filtro passa faixa, quanto mais estreita for a faixa passante permitida pelo filtro, maior será seu fator de qualidade. A Figura 4 ilustra esse conceito.



**Figura 4** - O fator de qualidade  $Q$  representado pela largura da banda passante.

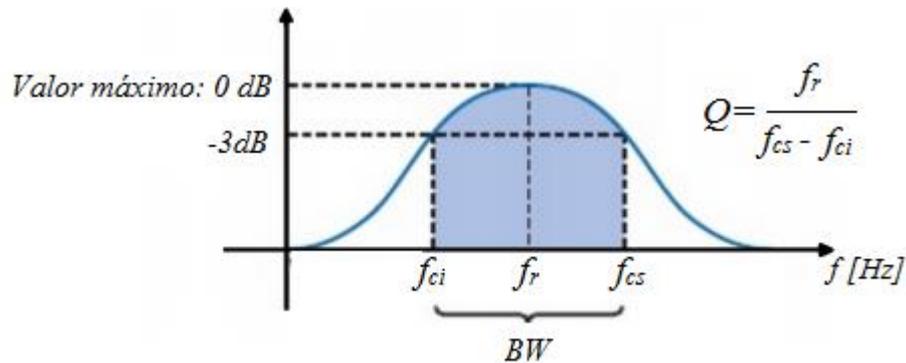
Nessa representação o valor de  $f_r$  pode ser entendido como o valor da frequência central atribuída a um filtro ressonante.

De modo prático o fator de qualidade pode ser dado analiticamente pela relação estabelecida entre o valor da frequência central de ressonância ( $f_r$ ) e a largura de banda  $BW$ .

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (2.2)$$

Onde se denota  $BW$  pela diferença entre as frequências de corte superior  $f_{cs}$  e frequência de corte inferior  $f_{ci}$  nos quais a curva de resposta assume os pontos

de -3dB de ganho em relação ao seu valor máximo. A Figura 5 ilustra uma curva de resposta com tais relações.



**Figura 5** - Expressão analítica para o fator de qualidade  $Q$ .

É importante destacar que existe uma busca constante por filtros de micro-ondas cujo fator de qualidade seja o mais elevado possível, pois a necessidade de minimizar a energia dissipada é imprescindível em projetos que integram tais dispositivos. Ressonadores com alto fator de qualidade são importantes na implementação de filtros e circuitos de comunicação sem fio de alto desempenho, no entanto um ressonador em topologia convencional de microfita geralmente produz um desempenho ruim relacionado ao  $Q$ , o que limita drasticamente suas aplicações [15]. Existem hoje concepções construtivas em guias de onda integrados ao substrato que apresentam uma solução atraente na produção de ressonadores planares já que possuem um  $Q$  substancialmente elevado. Tais tecnologias denotam um bom compromisso entre o desempenho de guias de onda clássicos e os circuitos planares devido aos bons resultados para os valores de  $Q$  e para as perdas associadas.

Essas perdas, que estão relacionadas principalmente com a dissipação dielétrica do substrato, condutividade do metal e o vazamento de radiação, podem impactar de forma relevante o valor do fator  $Q$  para uma cavidade formada nesses guias de onda planares [16]. A literatura mostra que a energia armazenada na cavidade ressonante está relacionada principalmente à espessura do substrato e à permissividade dielétrica associada ao mesmo. Isso exprime que um substrato mais

espesso estabelece uma perda menor [17]. Isso também está intimamente relacionado às dimensões físicas, formato e modo construtivo da cavidade.

De modo sucinto pode-se definir o chamado fator de qualidade carregado  $Q_l$  com base nos efeitos de carregamento do circuito, que irá causar uma variação no  $Q$  total. O  $Q_l$  pode ser obtido a partir da equação:

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_u} + \frac{1}{Q_e} \quad (2.3)$$

Nessa expressão  $Q_e$  é o fator de qualidade externo que é definido como uma função em termos do parâmetro de transmissão do sinal na frequência de ressonância conjuntamente com o fator de qualidade carregado  $Q_l$ . E o fator de qualidade descarregado  $Q_u$  é uma característica própria do circuito ressonante na ausência de quaisquer efeitos de carregamento causados pela circuitaria externa.  $Q_u$  é dado então por:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_l} - \frac{1}{Q_e} \quad (2.4)$$

Nos casos de filtros planares onde foi analisado os dados de desempenho para frequências ressonantes na ordem de 10 a 11,4 GHz o fator de qualidade descarregado  $Q_u$  ficou geralmente limitado a valores que atingem algumas centenas. [15] [16] [17] [18] [19]. Alguns resultados observados em filtros formados em guia de onda integrado ao substrato atingem o valor de 373,3 quando se utiliza, por exemplo, a modelagem de condutor [16]. Outros métodos construtivos que adotam estruturas periódicas formadoras de banda eletromagnética proibida (EBG) conjuntamente a ressonadores do tipo Fabry-Perot podem alcançar um fator de qualidade de 480 [19]. Ressonadores de baixo custo com substratos de permissividade adequada a ondas milimétricas na técnica planar integrada atingem  $Q_u$  na ordem de 500 [17] [18]. Já quando o filtro utiliza uma técnica onde o ressonador planar é implementado em uma estrutura periodicamente perfurada denominada PDSIW (*Periodically drilled substrate integrated waveguide*) o valor para  $Q_u$  atinge a ordem de 815 [15]. No PDSIW furos de ar são adicionados ao substrato para sintetizar uma menor permissividade efetiva. De modo que a periodicidade de perfuração auxilia no aumento da energia armazenada melhorando o fator de qualidade em relação aos ressonadores padrão [15].

Desta maneira a proposta deste trabalho de pesquisa visa obter um filtro com elevado fator de qualidade por meio do emprego de técnicas originais em topologia planar a fim de agregar soluções inovadoras a eventuais projetos em sistemas de micro-ondas.

## 2.2. Microfitas

Como já mencionado anteriormente no capítulo introdução, a microfita (*microstrip*) possui o aspecto visto na Figura 6, em que uma trilha condutora fica apoiada sobre um substrato e este possui em sua base uma camada metálica chamada de plano de terra (*Ground Plane*) [5] [20]. Logo, trata-se de uma linha impressa de material condutor que possui dimensões reduzidas, consistindo em uma espécie de tira ou fita (*strip*) condutora, de largura  $w$  e espessura  $t$  depositada sobre um substrato dielétrico de altura  $h$  e constante dielétrica relativa  $\epsilon_r$ .

Esse dispositivo é uma configuração muito versátil e utilizado desde as faixas de ultra-alta frequência (UHF) até as frequências no espectro dos GHz, incluindo as ondas eletromagnéticas milimétricas [21].

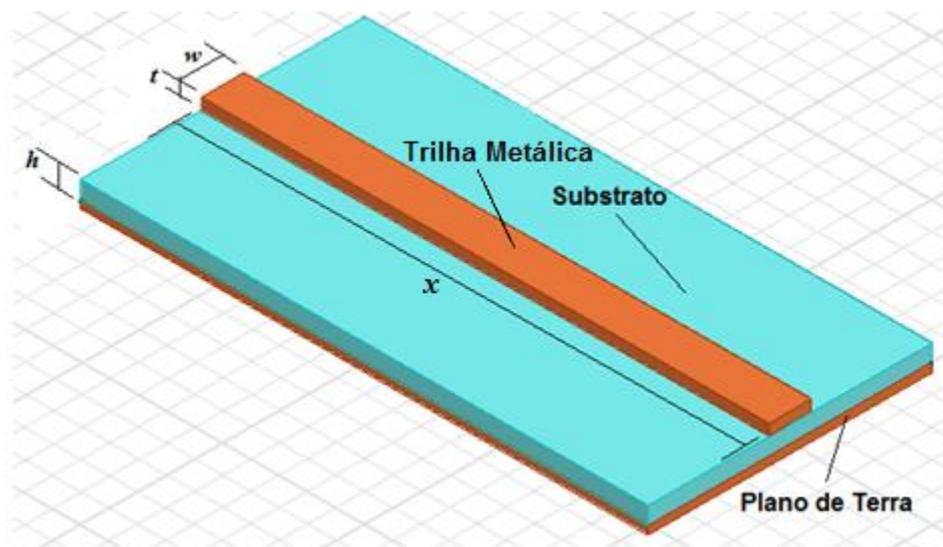


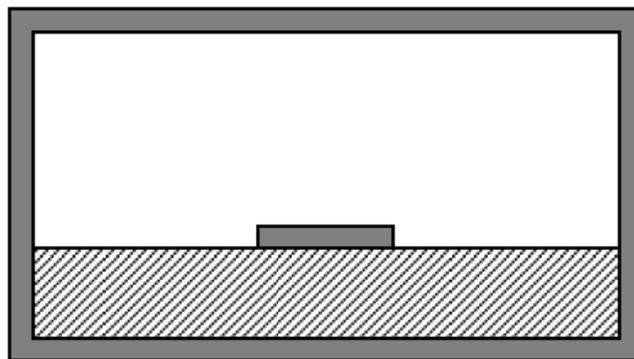
Figura 6 - Configuração básica de uma microfita.

As vantagens das microfita são inúmeras, dentre elas, pode-se destacar [8] [22]:

- A construção é simplificada, pois é feita a partir de placas de circuitos impressos.
- Possibilita a construção de circuitos de dimensões reduzidas sobre um mesmo substrato.
- É perfeitamente compatível com a implementação de dispositivos ativos ou passivos e pode ser diretamente ligado aos terminais dos componentes.
- São componentes acessíveis em sua forma construtiva.

Porém podem apresentar também alguns inconvenientes, tal como:

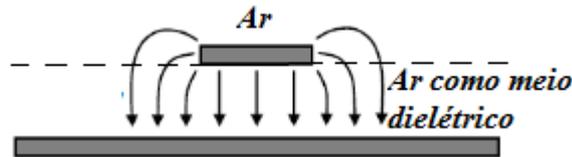
- Podem gerar radiação indesejada em altas frequências de operação se a microfita não estiver corretamente blindada para tal aplicação. Uma configuração típica de blindagem da microfita é feita envolvendo o circuito através de uma caixa metálica, como ilustrado na Figura 7.



**Figura 7** - Micro fita com blindagem

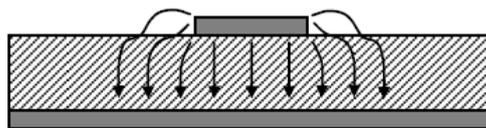
Deve-se notar que as microfita em sua configuração básica suportam o modo de transmissão de onda eletromagnética transversal denominado Quasi-TEM, ou seja, um modo próximo ao modo TEM (*Transverse Electric Magnetic*) [3]. De forma qualitativa, o modo de propagação TEM pode ser visto como o da Figura 8 na qual o efeito de borda para o campo elétrico é mostrado. Nessa representação o meio circundante por toda estrutura é o ar de modo que o substrato dielétrico presente

para esta configuração de microfita resulta em uma permissividade elétrica efetiva  $\epsilon_{ef}$  atribuída a um único material, o próprio ar [3] [20] [23].



**Figura 8** - Efeito de borda na linha de transmissão

No entanto, com a presença de um substrato com permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r > 1$ , a permissividade efetiva  $\epsilon_{ef}$  do meio é resultante da ação conjunta com esse material dielétrico e a tendência das linhas do campo eletromagnético é de se concentrarem nesse meio. Ainda, se  $\epsilon_r \gg 1$ , o efeito de borda será minimizado conforme se pode ver na Figura 9. De modo que quase todas as linhas dos campos ficam concentradas no segundo dielétrico, aproximando-se, desta forma, de um modo TEM.



**Figura 9** - Micro fita com dielétrico

Ainda nota-se que a microfita é dispersiva, ou seja, a velocidade de fase da onda e a velocidade de grupo são dependentes da frequência [3] [10]. Somando-se a tais características é verificado que o dimensionamento dos parâmetros construtivos  $w$ ,  $h$  e  $t$  da microfita também exerce importante papel em seu desempenho. Para tanto, apenas como efeito de inspeção quantitativa preliminar é possível verificar a expressão da permissividade elétrica efetiva  $\epsilon_{ef}$  de uma estrutura básica. Nota-se a importância de se dimensionar corretamente uma

microfita, formada com substrato de constante dielétrica relativa  $\varepsilon_r$ , recoberta por ar em que as dimensões de  $h$  e  $w$  são necessárias [3]:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}. \quad (2.5)$$

De modo que o objetivo da pesquisa está apoiado na análise e utilização das técnicas de implementação de microfita em que reside o foco na caracterização e correto dimensionamento de todos os seus parâmetros construtivos. Além de tais parâmetros dimensionais básicos da microfita há ainda a inclusão de estruturas periódicas no espectro de micro-ondas para compor a nova configuração pretendida. Com isso é notório que devem existir outros parâmetros geométricos e construtivos além dos já designados para microfita básica e essas novas variáveis de implementação devido as EBG são relevantes à resposta e desempenho funcional da estrutura a ser idealizada. Isto faz com que expressões como a vista anteriormente para a constante dielétrica efetiva  $\varepsilon_{ef}$  não sejam de aplicabilidade direta a essa nova configuração.

O objetivo central deste trabalho é idealizar a proposição de um filtro para a faixa de micro-ondas em uma nova configuração tomando como ponto de partida as técnicas construtivas de microfita. A proposta envolve ainda a concepção do filtro de micro-ondas formado a partir de bandas eletromagnéticas proibidas, as EBG, com estruturas periódicas distintas utilizando a topologia de heteroestruturas afim de que se possa explorar futuramente uma potencial aplicabilidade em sistemas de comunicações. Dessa maneira no intuito de elucidar o entendimento funcional de uma estrutura formadora de EBG, o próximo capítulo trata de forma conceitual a teoria destas estruturas para que seu modo operacional possa ser bem compreendido.

### 3. TEORIA BÁSICA DE BANDAS ELETROMAGNÉTICAS PROIBIDAS – EBG

#### 3.1. Conceitos iniciais de EBG e evolução histórica

A EBG é um efeito estabelecido por estruturas periódicas inseridas no material de tal modo que promovem uma resposta seletiva em frequência devido à proibição da propagação de ondas eletromagnéticas em certas faixas de frequências [22] [24]. Uma estrutura elétrica periódica pode ser representada como alterações da permissividade elétrica dos materiais de forma periódica ao longo do eixo de propagação da onda eletromagnética em questão. Essas estruturas foram desenvolvidas na década de 80 a partir de estudos para a exploração de fenômenos fotônicos a fim de controlar a emissão de energia eletromagnética na faixa do espectro óptico [25]. Dessa forma, inicialmente as bandas proibidas à propagação da onda eletromagnética ganharam a denominação de *Photonic Bandgap* (PBG) [26].

Porém, devido sua versatilidade e grande concordância com a abrangente teoria eletromagnética em todo seu espectro, foi possível vislumbrar as ideias de bandas proibidas para outras faixas de frequência [24]. Assim em 1990 houve a possibilidade de planejar a implementação de tais conceitos em outras regiões do espectro fora da faixa óptica por meio da modificação das dimensões físicas dos materiais que compõem a estrutura formadora de bandas proibidas, ou seja, aumentando as dimensões construtivas da estrutura correlacionando-as com a frequência da onda eletromagnética desejada.

Em 1991, foi desenvolvida experimentalmente uma estrutura tridimensional com os conceitos de PBG e com dimensionamento para uma banda proibida na faixa de frequência de micro-ondas [27]. De modo que a partir daí devido à comprovação de tais possibilidades basicamente em qualquer frequência do espectro, houve uma modificação da terminologia usual das bandas proibidas, passando a ter um termo mais abrangente. Dessa forma, tais estruturas estabelecem efeitos que hoje são denominados genericamente de *Electromagnetic Bandgap* (EBG). No próximo tópico será abordada a teoria básica de bandas de rejeição a fim de se obter o entendimento adequado de como as EBGs surgiram a partir da análise de estruturas PBG.

A sequência de desenvolvimento das EBGs mostra que posteriormente a essa estrutura tridimensional utilizada na faixa das micro-ondas, já na década de 2000, surgiram inúmeros estudos e grande esforço de pesquisa na pretensão de aplicações de estruturas periódicas formadoras de EBG em configurações 2D (Bidimensionais) e 1D (Unidimensionais) [28]. As configurações 2D e 1D em circuitos e dispositivos planares de micro-ondas abriram um vasto campo de pesquisa com notório potencial de aplicabilidade [28]. Como até então não era possível manipular e controlar a emissão de ondas eletromagnéticas de forma tão eficiente, ficou motivado o projeto e a pesquisa com tais fenômenos eletromagnéticos a partir de estruturas formadoras de EBG devido estas possuírem diversas vantagens em comparação aos métodos utilizados em projetos tradicionais. Por exemplo, as estruturas associadas à EBG possuem relativa facilidade de fabricação quando comparadas aos modos convencionais destinados aos mesmos efeitos, sem contar o baixo custo já que podem ser implementadas pelos métodos usuais de fabricação de circuitos integrados de micro-ondas utilizando substratos comuns e até mesmo substratos flexíveis [26] [29].

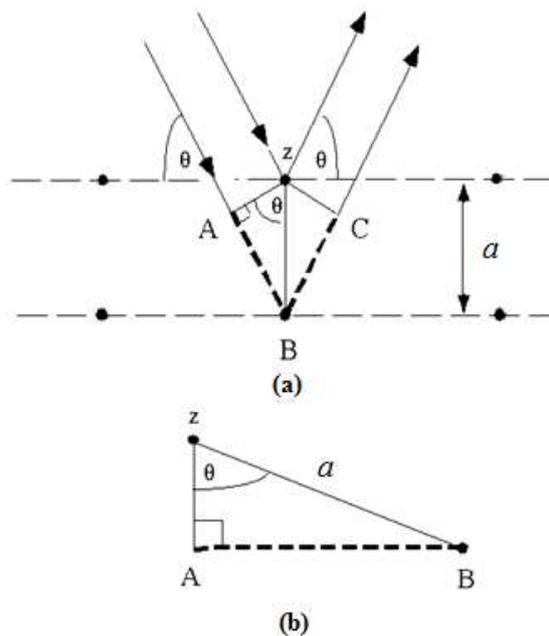
### **3.2. Fundamentos da Banda de Rejeição**

Visto a conceituação geral de bandas proibidas, é necessário agora aprimorar o entendimento do que foi exposto a fim de explorar o desenvolvimento teórico das bandas proibidas na configuração EBG. O intuito é compreender seu modo funcional bem como seu formalismo operacional para que se possa posteriormente desenvolver uma nova topologia fundamentada em conceitos específicos e invariantes da teoria básica construtiva. A forma fundamental de uma estrutura contendo uma banda proibida é um tanto simples, pois basta entender que deve existir uma alteração periódica da impedância para a propagação da onda eletromagnética em uma determinada direção fazendo com que uma gama de frequências da onda incidente seja proibida [7] [24]. Fundamentalmente essa gama de frequências ou banda é centrada em uma frequência que pode ser obtida pela relação conhecida como condição de Bragg para o comprimento de onda incidente. Essa condição vem da definição fundamental obtida pelos físicos ingleses Sir W.H. Bragg e seu filho Sir W.L. Bragg, em 1913 para explicar porque as faces clivadas de cristais refletem feixes de raios-X a certos ângulos de incidência [30].

A característica principal de uma estrutura periódica é a sua propriedade de gerar uma banda de rejeição à transmissão de ondas eletromagnéticas em determinadas frequências. Essa banda de rejeição está fundamentada neste estudo desenvolvido para analisar a reflexão de raios-X em camadas atômicas de um cristal. Para tanto, os físicos ingleses mencionados verificaram que tal banda de rejeição possui uma frequência central cujo comprimento de onda é estabelecido por meio da seguinte expressão:

$$n\lambda = 2a \cdot \sin\theta . \quad (3.1)$$

Sendo a variável  $a$  a distância entre as camadas atômicas em um cristal, a variável  $\lambda$  é o comprimento de onda do feixe de raios-X incidente e  $n$  é um número inteiro. A Figura 10 ilustra essa situação onde o raio-X incide no material.



**Figura 10** - Esquema para a definição da expressão de Bragg. (a). Usando a geometria da reflexão o feixe inferior deve viajar a distância extra ( $AB + BC$ ) para continuar viajando paralelo e adjacente ao feixe superior. (b). Aplicando-se trigonometria.

Para entender essa expressão, deve-se observar que os raios do feixe incidente estão sempre em fase e paralelos até o ponto no qual o feixe superior "bate" na camada no átomo ( $z$ ). O segundo feixe continua até a seguinte camada onde ele é espalhado pelo átomo ( $B$ ). De modo que o segundo feixe deve viajar a distância total  $AB + BC$  para que os dois feixes continuem viajando adjacentes e paralelos [30]. Essa distância total deve ser um múltiplo inteiro  $n$  do comprimento de onda  $\lambda$  para que as fases dos dois feixes sejam as mesmas:

$$n\lambda = AB + BC . \quad (3.2)$$

Reconhecendo-se  $a$  como a hipotenusa do triângulo retângulo  $ABz$  e utilizando a trigonometria básica é possível relacionar  $a$  à distância  $(AB + BC)$ . Desse modo, por inspeção direta do triângulo tem-se:

$$AB = a \cdot \text{sen}\theta . \quad (3.3)$$

Como  $AB = BC$ , a equação em  $n\lambda$  torna-se,

$$n\lambda = 2AB . \quad (3.4)$$

Substituindo-se essas equações na formulação geral fica demonstrada a equação inicial (3.1) que é a chamada Lei de Bragg.

Para o caso de uma configuração em que o ângulo de incidência do feixe seja ortogonal ao plano cristalino, tem-se que de acordo com a Lei de Bragg,  $\theta = 90^\circ$  e  $\text{sen}\theta = 1$  de modo que os comprimentos de onda para que haja uma reflexão máxima são dados por:

$$\lambda = \frac{2a}{n} . \quad (3.5)$$

Sendo que  $n$  pode ser qualquer número real inteiro 1,2,3, .... Vê-se que a banda de rejeição resultante para uma onda incidente ortogonalmente à estrutura possui frequência definida pelo comprimento de onda dado por essa última equação que representa a chamada condição de Bragg. A equação (3.5) relaciona o comprimento de onda da frequência central da banda de rejeição e a distância  $a$  entre as camadas da rede cristalina que podem formar uma periodicidade constante (Várias camadas sobrepostas e distanciadas de  $a$  ao longo da direção de incidência da onda) [26] [30].

### 3.3. Estruturas Ópticas Como Pioneiras da EBG

As definições fundamentadas e embasadas na condição de Bragg estimularam a pesquisa e o desenvolvimento de estruturas formadoras de banda de rejeição dentro do campo de dimensionamento óptico [26] [31]. Ou seja, bandas proibidas fotônicas que, como já mencionado, passaram a ser denominadas PBG (*Photonic Bandgap*). Com isso uma das estruturas pioneiras da tecnologia PBG foi a FBG (*Fiber Bragg Gratings*) que é uma estrutura configurada em fibra óptica contendo uma grade ou rede de Bragg inserida longitudinalmente à fibra [22] [32]. Essa grade é formada por camadas de materiais com índices de refração distintos de tal maneira a estabelecer uma periodicidade de distanciamento entre elas para que se possa estabelecer uma banda de rejeição óptica diretamente derivada das conceituações da Lei de Bragg, como ilustrado na Figura 11.

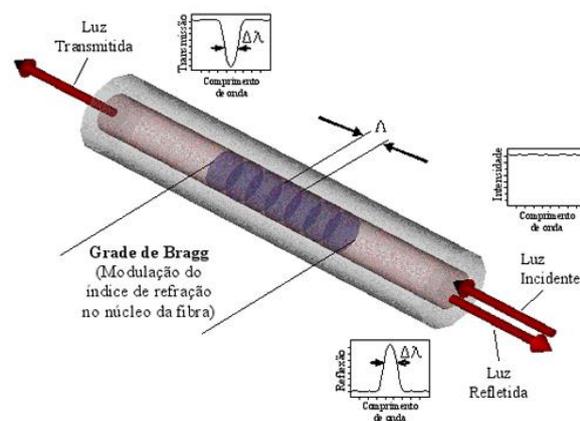
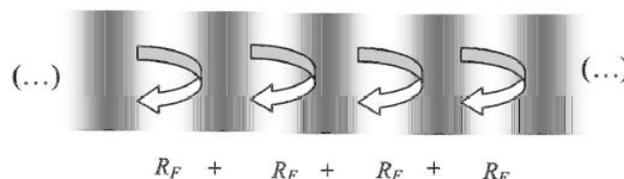


Figura 11 - Uma FBG representando a rede de Bragg operando como um filtro espectral.

Com isto a rede de Bragg implementada em fibra óptica é uma estrutura formada por alterações periódicas no índice de refração do núcleo da fibra ao longo de seu comprimento funcionando como um filtro espectral. Rejeitando uma banda de frequência óptica do espectro de luz entre as diferentes frequências de onda que se propagam dentro da fibra [26]. Quando uma fibra óptica, gravada com rede de Bragg, é submetida a uma fonte de luz de faixa espectral larga, há uma banda estreita do espectro de luz que é rejeitada pela rede de Bragg e o restante do espectro é transmitido. Isso ocorre pelo fato de que a onda eletromagnética atravessa uma interface entre dois materiais dielétricos com índices de refração diferentes, e nessa condição de descontinuidade ocorre uma reflexão parcial da onda, esse fenômeno é chamado de reflexão de Fresnel. Apenas a título de verificação do papel exercido pela alteração do índice de refração na reflexão de Fresnel nota-se que quando ocorre a incidência da onda eletromagnética na descontinuidade do núcleo da fibra o coeficiente de reflexão de Fresnel  $R_F$  fica dado pela equação:

$$R_F = \frac{(n_1 - n_2)^2}{(n_1 + n_2)^2}. \quad (3.6)$$

O coeficiente  $R_F$  mensura a porção de onda refletida sendo  $n_1$  e  $n_2$  os índices de refração do núcleo da fibra e da descontinuidade, respectivamente [31]. Com isso para cada mudança que houver no índice de refração, haverá uma reflexão de Fresnel. Dessa forma, o coeficiente de reflexão total é dado pela soma das contribuições das reflexões de cada descontinuidade no núcleo da fibra. A Figura 12 mostra um esquema das reflexões de Fresnel devido à mudança no índice de refração de dois materiais dielétricos diferentes.



**Figura 12** - Índice de reflexão de Fresnel

Em uma rede de Bragg existem diversas transições de índice de refração, portanto a reflexão da onda eletromagnética incidente é obtida pela soma total da contribuição de cada uma das reflexões de Fresnel. A modulação periódica feita no índice de refração do núcleo da fibra atua como um filtro espectral, rejeitando uma banda de frequência do sinal incidente formando uma estrutura fotônica com banda proibida (PBG). Colocando de outra forma, o comprimento de onda do sinal refletido é chamado de comprimento de onda de Bragg. Esse comprimento de onda depende do período das discontinuidades inseridas na fibra dado por  $\Lambda$  que mede o tamanho da periodicidade da modulação no índice de refração, como ilustrado na Figura 13 [26] [33].

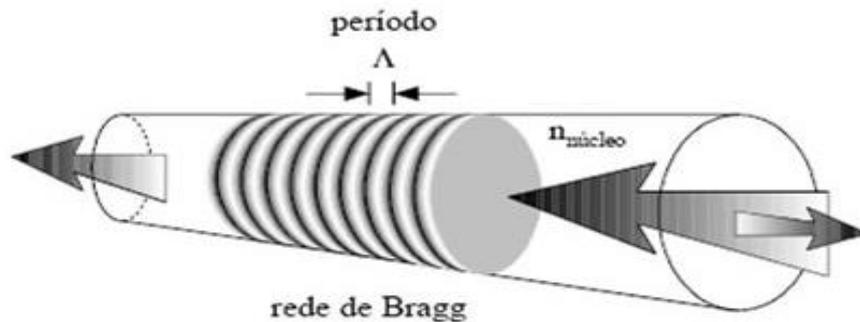


Figura 13 - Periodicidade da modulação

### 3.4. Parâmetros de Rejeição na EBG

Baseado nesses conceitos sobre o estudo de bandas de rejeição e sua utilização no domínio óptico das PBG como exemplificado pela aplicação nas FBG, é possível idealizar e utilizar sinais eletromagnéticos no regime de comprimentos de onda dentro da faixa do espectro das micro-ondas. O que se viu até aqui foram relações da frequência de rejeição fundamentadas em termos de parâmetros dimensionais das estruturas, tal como dada pela condição de Bragg na equação (3.5).

De modo que para uma análise preliminar em uma estrutura de circuitos planares de micro-ondas, pode-se considerar que o comprimento de onda guiada  $\lambda_g$  de um sinal em meio dielétrico é dado pela expressão:

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon_{ef}}}, \quad (3.7)$$

em que  $c$  é o valor da velocidade da luz no vácuo,  $f$  é a frequência da onda guiada em meio dielétrico e  $\varepsilon_{ef}$  é considerada a permissividade elétrica efetiva do dielétrico de uma linha de microfita convencional [3]. A permissividade  $\varepsilon_{ef}$ , como já comentada no Capítulo 2, é representada pela equação (2.5):

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 10 \frac{h}{w} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.5)$$

No caso de linhas de microfitas com estruturas periódicas acopladas, a expressão vinculada ao comprimento de onda guiada dada pela equação (3.7) sofre uma alteração no valor efetivo da permissividade elétrica. Dessa maneira a frequência de rejeição imposta pela condição de Bragg (3.5) em um meio com uma periodicidade  $a$  da rede fica vinculada a:

$$\frac{2a}{n} = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon'_{ef}}}. \quad (3.8)$$

Deve-se ressaltar que a permissividade elétrica efetiva do meio  $\varepsilon'_{ef}$  nessa expressão não pode de fato ser a mesma adotada em uma linha convencional [3]. Isso se deve, pela imposição da periodicidade  $a$  da modulação do índice de refração que deve ser considerada na composição final do valor da permissividade elétrica efetiva. Esse processo não possui um formalismo matemático simples, sendo adotado de maneira empírica e com recursos computacionais [24]. A frequência central da banda de rejeição com  $n=1$  e devida à periodicidade  $a$  da rede fica dada por:

$$f = \frac{c}{2a\sqrt{\varepsilon'_{ef}}}. \quad (3.9)$$

Essa expressão fornece uma aproximação simples para estruturas que compõem o efeito de EBG sendo de fato suficiente para um projeto preliminar baseado nesses parâmetros [27]. Tem-se, no entanto que a resposta real de uma estrutura formadora de uma EBG depende de diversos outros parâmetros cujos efeitos, não são evidentes ou completamente conhecidos. Existem expressões distintas para os diferentes modos construtivos de uma estrutura periódica. Por exemplo, a expressão para uma estrutura periódica do tipo EBG 1D (Estrutura em uma dimensão) criada com furos circulares no plano de terra pode ser dada por:

$$f = \frac{c}{\left[ n_1 + (n_2 - n_1) \frac{2r}{a} \right] 2a}. \quad (3.10)$$

Em que  $r$  é o raio dos furos,  $a$  é a periodicidade da descontinuidade do meio,  $n_1 = \sqrt{\varepsilon_{ef}}$  é o índice de refração para a linha simples não considerando os furos circulares e  $n_2 = \sqrt{\varepsilon'_{ef}}$  é o índice de refração dado para a região da descontinuidade em que  $\varepsilon'_{ef}$  é a constante efetiva do dielétrico para este setor [22]. Como colocado, o próprio valor de  $\varepsilon'_{ef}$  não é dado por meio de um formalismo matemático descritivo. Dessa maneira, levando em conta as poucas expressões matemáticas disponíveis, bem como a conotação empírica para os próprios valores dos termos nelas utilizados, resta analisar a existência da descontinuidade na microfita com formação de EBG por meio de uma metodologia numérica com recursos computacionais de simulação [22] [34].

### 3.5. Métodos de Alteração da Constante Efetiva do Dielétrico

O embasamento de como são executadas as alterações periódicas na permissividade elétrica efetiva do dielétrico, ou seja, sua constante efetiva foi

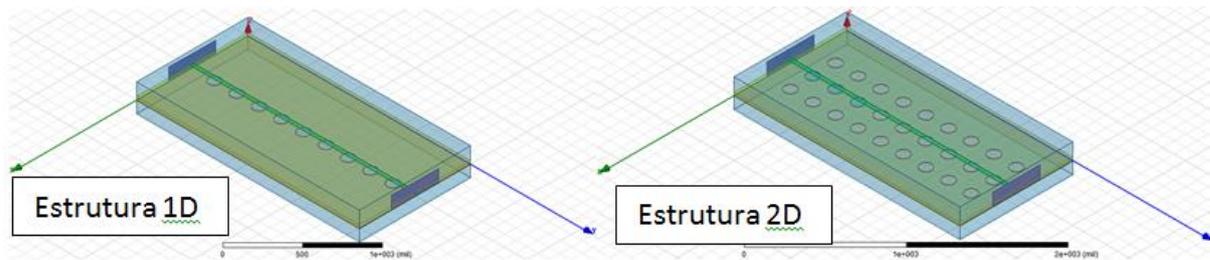
importante para que a pesquisa pudesse definir o método mais adequado diante da estrutura pretendida para a proposição do filtro. Algumas características observadas por tais alterações na composição da formação da EBG sugerem métodos construtivos variados com maior ou menor grau de dificuldade de implementação.

Pode-se inicialmente distinguir três métodos diferentes desenvolvidos para introduzir uma alteração na constante efetiva do dielétrico e a partir disto criar uma estrutura periódica que permita a formação de uma EBG. Esses métodos são basicamente: Perfuração do substrato, alteração do plano de terra e também alteração do formato da linha de microfita modulando a mesma [7] [28].

O método para a formação de EBG por meio de estruturas com perfuração do substrato foi o primeiro a ser desenvolvido de forma a criar uma descontinuidade com o padrão periódico desejado por meio da variação da espessura do substrato alterando assim a constante efetiva do meio  $\epsilon_{ef}$  [7].

Posteriormente, essa técnica foi praticamente substituída por outras formas de implementação mais eficazes de modo que só é utilizada hoje em aplicações específicas tais como onde seja necessário inserir outro tipo de material dielétrico nos furos. Um exemplo de aplicação desse método é uma estrutura produzida com utilização de materiais fotossensíveis inseridas nos furos para a criação de um circuito de sintonização através de luz incidente em certos comprimentos de onda. Isso gera uma alteração dinâmica da geometria periódica da estrutura formadora da EBG configurando dessa maneira um sistema de sintonização óptica [35].

Já o segundo método mencionado trata-se das estruturas periódicas formadas pela alteração do modo construtivo do plano de terra por meio de perfurações com círculos corroídos ou outra geometria de corrosão que se torne adequada à estrutura em questão. O padrão de perfuração desejado para estrutura planar pode ser desenvolvido de forma unidimensional (1D) ou bidimensional (2D), tal como ilustradas na Figura 14 sendo essas as formas mais comuns de criar estruturas periódicas com EBG em circuitos de microfita [22] [36].



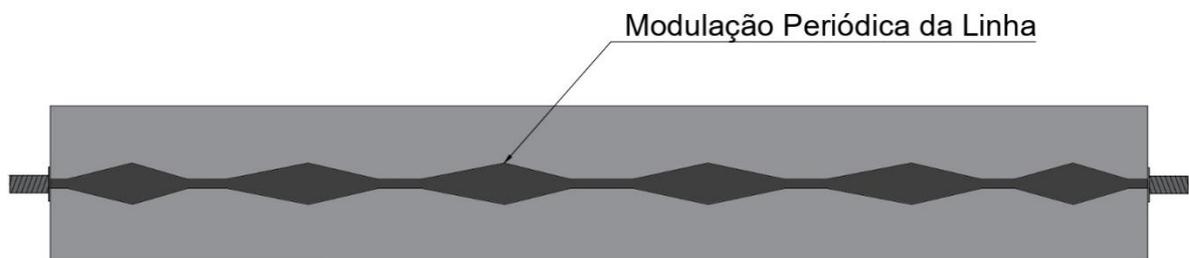
**Figura 14** - Estrutura EBG 1D e 2D.

Inicialmente foi mais comum a criação de estruturas 2D com várias linhas de perfuração de círculos e, posteriormente, se teve o advento das estruturas 1D. Isso se deu pela observação que a elevada concentração dos campos ao redor da linha condutora faz com que a influência dos furos distantes da fita de transmissão se torne irrelevante. Com isso o comportamento de uma estrutura 2D em muitas ocasiões ficou muito comparável ao de uma estrutura 1D. Na prática a configuração 1D se tornou bem abrangente devido à vantagem de se poder implementar circuitos de tamanhos menores. Salvo condições específicas de construção e curvatura na fita de transmissão para o transição do sinal, a configuração 2D é necessariamente imprescindível [36].

A utilização dessa forma construtiva para criar estruturas periódicas que compõem os efeitos de EBG produz resultados mais satisfatórios e mais precisos do que por perfuração do substrato, pois possuem implementação mais simples e produzem bandas de rejeição mais largas e mais pronunciadas. Porém, essas estruturas possuem a necessidade de se situarem a uma determinada distância de superfícies metálicas para evitar a interferência dos campos eletromagnéticos nas regiões em que o plano de terra foi modificado. Tais inconvenientes podem ser contornados utilizando formas construtivas adequadas, tendo ainda a vantagem de que na linha condutora de transmissão não há alteração ou qualquer descontinuidade geométrica, ficando as modificações estruturais periódicas a cargo apenas do plano de terra.

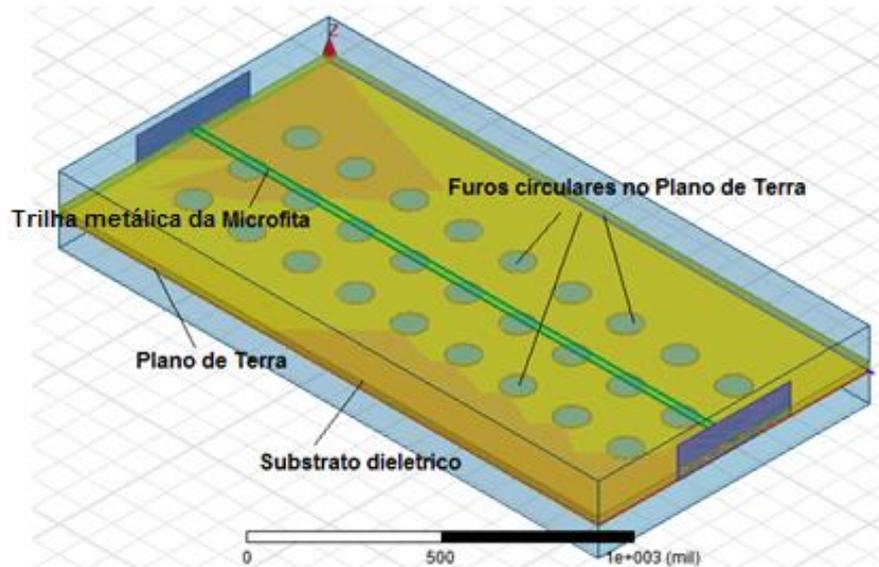
Até aqui foram citadas alterações periódicas no substrato e no plano de terra, de modo que o terceiro método a ser mencionado para introduzir uma alteração na constante efetiva do dielétrico se trata da técnica chamada de Linhas Moduladas, na qual se inclui uma alteração periódica na própria linha da microfita como ilustrado na Figura 15. Nessa figura, a EBG é formada modulando-se a linha

de uma forma a estreitar e alargar a fita periodicamente e de forma suave [37]. A vantagem dessas estruturas em linha modulada é a possibilidade de se orientar a linha com o padrão da descontinuidade geométrica requerida dando um encaminhamento à propagação da onda. Nos outros casos isso não é evidente e, além disto, essa técnica possibilita eliminar a desvantagem atribuída ao método de perfuração do plano de terra, pois nas linhas moduladas o circuito pode ser fixado em uma base metálica sem qualquer problema adicional [37].



**Figura 15** - Estrutura EBG 1D com variação geométrica da linha de micro fita

Devido a essa variada possibilidade de se implementar estruturas periódicas com diferentes modos de alteração construtiva dos dispositivos planares, são encontradas diversas denominações para as EBGs. Por exemplo, uma das configurações encontradas atualmente e que está entre as mais versáteis devido a sua relativa facilidade de implementação construtiva são as EBGs formadas por modificações no plano de terra na parte inferior do substrato e possuem denominação genérica de *Electromagnetic Bandgap - Ground Plane* (EBG-GP) tal como ilustrado na Figura 16. Essa topologia construtiva para a criação da EBG será analisada com maiores detalhes neste trabalho, pois é o modo de alteração estrutural planar a ser utilizado na heteroestrutura pretendida.



**Figura 16** - Estrutura Electromagnetic Bandgap Ground Plane (EBG-GP)

Existem outras formas construtivas tal como a estrutura que associa EBG também formada a partir de modificações no plano de terra, mas em construção que estabelece um circuito coplanar à linha da microfita denominada *Uniplanar Compact Electromagnetic Bandgap* (UC-EBG) [38]. Também existe a estrutura associada a EBG do tipo *Frequency Selective Surface* (FSS) que é construída por uma rede periódica metálica definida sobre um dielétrico que forma seu substrato. Outras configurações para a criação de EBG são designadas como superfícies de alta impedância eletromagnética e formadas por interconexões periódicas entre a parte superior do substrato e a parte de baixo do plano de terra, tais estruturas são comumente chamadas de *Artificial Magnetic Conductor* (AMC) [28].

### 3.6. Conclusão

Fica entendido que para manipular uma configuração no intuito de gerar uma estrutura de rejeição espectral nos domínios das micro-ondas, é necessário relacionar os parâmetros de dimensão construtiva dessa estrutura em acordo com a banda ou frequência requerida. Esse processo de adequação dimensional é válido em teoria para qualquer faixa do espectro eletromagnético. Dessa maneira a análise que teve como pioneira a formulação óptica passou a ter uma denominação mais apropriada quando se analisa as ondas em frequências das micro-ondas. Chegando dessa forma à denominação já mencionada, EBG - *Electromagnetic Bandgap* e com

isso o estudo neste segmento levou a novas topologias construtivas. Isso abre uma grande quantidade de possibilidades para a implementação de uma estrutura periódica com características de formação de EBG tais como: diferentes maneiras de introduzir a alteração na descontinuidade do índice de refração do meio, quantidades e dimensões dessa alteração, localização destas na estrutura, entre outras.

Já dentre os métodos vistos para a alteração da constante efetiva de dielétricos na formação de EBG e com base ao que foi exposto anteriormente no texto conclui-se que a técnica de perfuração do plano de terra EBG-GP possui a implementação mais versátil e facilitada. A EBG-GP possui características que a apontam como a topologia mais adequada para a sequência da pesquisa na proposição da estrutura almejada. Como o objetivo é uma topologia em heteroestrutura formada por regiões compostas de EBGs distintas, a alteração da profundidade de perfuração do substrato, assim como a alteração da modulação da linha metálica da microfita tornam-se mais complexas em uma composição de alteração controlada da periodicidade do índice de refração.

O próximo capítulo traz uma abordagem introdutória sobre heteroestruturas visando elucidar sua conceituação básica para que em momento oportuno seja aplicada à formação do filtro de micro-ondas utilizando-se microfitas.

## **4. CONCEITOS DE HETEROESTRUTURA**

### **4.1. Fundamentos da Heteroestrutura**

Abordado a teoria básica sobre a formação de bandas de rejeição em estruturas periódicas associadas à EBG, torna-se necessário agora fazer um embasamento inicial sobre os conceitos de heteroestruturas planares. Em seu contexto básico, as heteroestruturas são formadas por um conjunto de estruturas periódicas cada qual contendo sua própria periodicidade de índice de refração. Sua aplicação tem sido notória na formação de nano cavidades de cristais fotônicos a fim de atender áreas da física e da engenharia no que diz respeito ao retardamento e até mesmo interrupção da luz e da informação óptica em processamento [39]. Além do que são capazes de promover fortemente o confinamento de fótons em espaços minúsculos [40]. O papel que estas heteroestruturas desempenham na formação das nano cavidades em cristais fotônicos bidimensionais é relevante no que diz respeito ao aumento considerável do fator de qualidade destas cavidades. Este aumento em fator de qualidade estabelece uma diminuição de perdas por radiação devido o campo eletromagnético ficar contido sob a forma de uma função de envelope gaussiano [41].

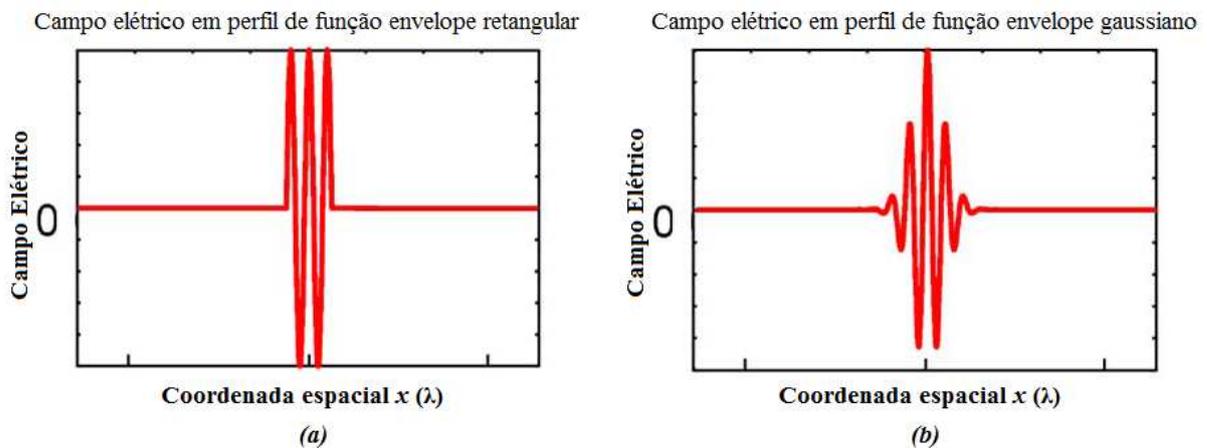
Desta maneira tendo esta ideologia do importante papel que as heteroestruturas desempenham no campo da óptica, a pesquisa de sua aplicabilidade no espectro de micro-ondas pode trazer resultados agregadores. Como já mencionado, a pesquisa visa o desenvolvimento de um filtro de micro-ondas com elevado fator de qualidade. Ou seja, a proposta da pesquisa é uma microfita formada a partir de um conjunto de estruturas periódicas que introduzam bandas eletromagnéticas proibidas formando cavidades ressonantes ao longo do trajeto da onda eletromagnética.

### **4.2. Conceitos do Confinamento Gaussiano**

Apesar de ser possível fazer um confinamento considerável do campo eletromagnético por meio de uma cavidade ressonante convencional tal como uma estrutura tridimensional e limitada por paredes metálicas, isto não garante um fator de qualidade satisfatório implicando em perdas por radiação. A supressão destas

perdas por radiação do campo em uma cavidade está intimamente relacionada ao elevado fator de qualidade que esta possui [42]. Desta forma para se ter um alto fator de qualidade é necessário estabelecer um adequado confinamento do campo eletromagnético na região formadora da cavidade. Esta condição pode ser estabelecida ao atribuir uma forma de função gaussiana ao campo eletromagnético confinado [43].

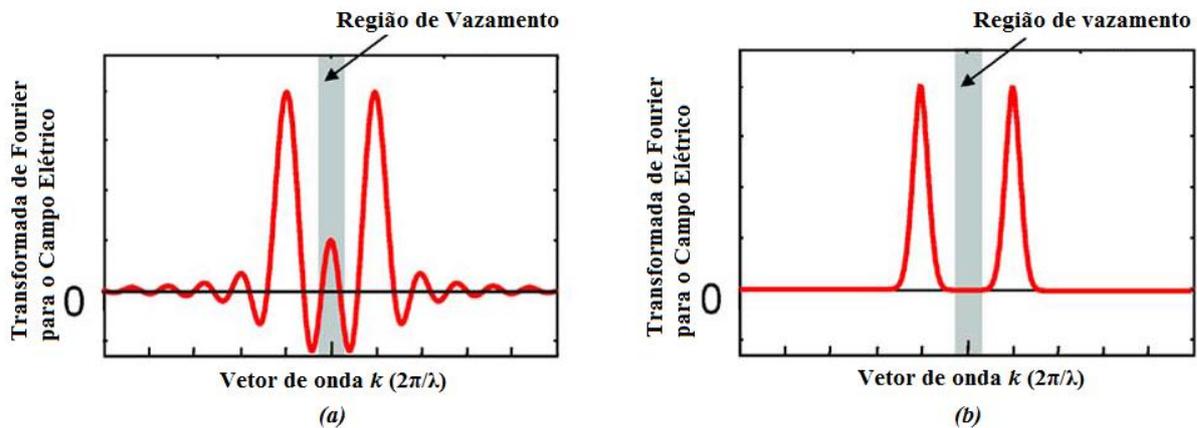
Ao considerar uma estrutura do tipo cristal fotônico, é possível analisar qualitativamente o comportamento do campo elétrico nesta estrutura. Por exemplo, seja uma cavidade que imponha uma reflexão aguda da onda eletromagnética em suas extremidades. Esta característica estabelece um campo elétrico com um perfil dado por uma função de envelope retangular, conforme mostrado na Figura 17 (a). Seja agora outra cavidade formada com características de um confinamento dado por reflexão espacialmente distribuída. Esta condição estabelece que o perfil do campo elétrico nesta segunda cavidade tenha o formato de uma função envelope gaussiano, como mostrado na Figura 17 (b) [40].



**Figura 17** - Perfil de campo elétrico para cavidades com características de confinamento distintas. (a) - Confinamento por reflexão aguda, (b) - Confinamento por reflexão espacialmente distribuída.

Com tais perfis de campo elétrico, é possível obter o traçado do espectro da transformada de Fourier espacial que representa os componentes da onda na cavidade para estas funções. Deste modo está ilustrado na Figura 18 tal espectro da transformada de Fourier em que é possível verificar a diferença expressiva entre o traçado altamente sinuoso dado para o perfil de envelope retangular frente ao traçado suave dado pela função envelope gaussiano. Está destacada também na figura a região de vazamento que representa o local onde os componentes de onda

são irradiados na cavidade [40]. Nota-se claramente que na região de vazamento os componentes de onda para um confinamento por reflexão espacialmente distribuída são significativamente reduzidos em relação aos componentes de onda atribuídos ao confinamento por reflexão aguda. Ou seja, a cavidade com involucro de função retangular possui uma componente de onda maior dentro da região de vazamento do que a cavidade com função envelope gaussiano [44].



**Figura 18** - Espectros da Transformada de Fourier para o campo elétrico.

(a) - Para a função envelope retangular, (b) - Para a função envelope gaussiano.

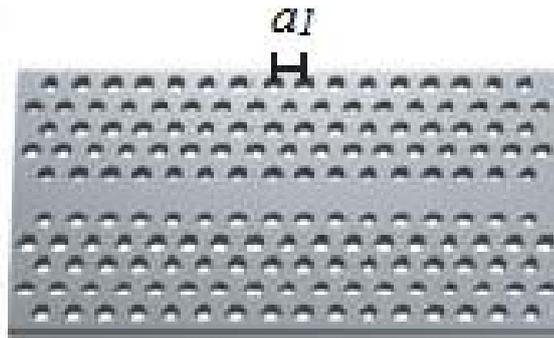
Este aspecto estabelece uma primeira constatação de que o método de confinamento do campo por reflexão distribuída é mais eficiente em termos de supressão de perdas por radiação, já que existem poucas ou nenhuma componente de onda irradiada [45]. Assim a fim de se obter elevados fatores de qualidade devem-se evitar mudanças abruptas na função de envelope tal como ocorre na cavidade com confinamento por reflexão aguda em suas extremidades.

### 4.3. Uma Heteroestrutura Fotônica Dupla

Ainda dentro da análise em espectro óptico em que estruturas de confinamento de fótons têm sido largamente pesquisadas, foi proposta uma configuração planar a fim de se conseguir um alto fator de qualidade [39]. Como estabelecido pelos conceitos anteriores a distribuição do campo deve variar lentamente, e idealmente deveria ser descrita por uma função gaussiana bem definida, a fim de eliminar a irradiação de fótons para fora da cavidade. No entanto,

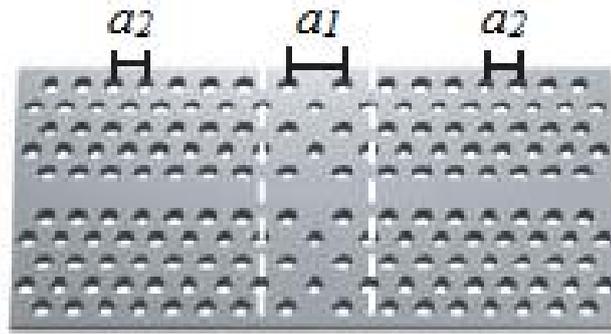
uma estrutura de cavidade exata que minimiza idealmente a irradiação de fótons ainda não foi estabelecida [45]. Assim foi proposta uma topologia associada à bandas proibidas (PBG) formando uma heteroestrutura fotônica dupla que resultou em uma nano cavidade com um valor de fator de qualidade significativamente elevado. Esta topologia devido seu formalismo descritivo pôde teoricamente resultar em um aumento mais acentuado do fator de qualidade ao otimizar analiticamente a estrutura [39] [45].

Trata-se de uma estrutura formada a partir de uma placa 2D de cristal fotônico em rede triangular de orifícios de ar que inicialmente formam um guia de onda através de uma região contendo PBG com periodicidade  $a_1$  constante, tal como ilustrado na Figura 19.



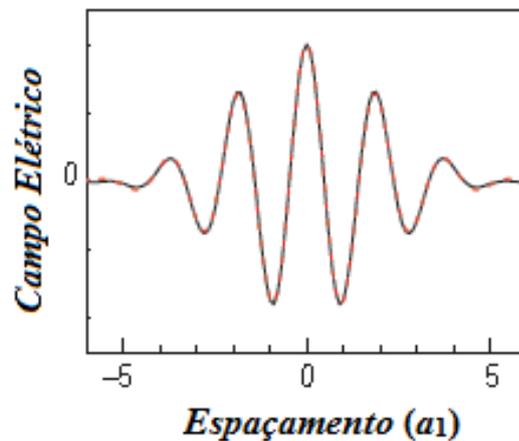
**Figura 19** - Estrutura básica de cristal fotônico com periodicidade  $a_1$  constante.

A fim de se obter um confinamento do campo por uma reflexão mais distribuída espacialmente, foi alterada a periodicidade da região central desta estrutura. O intuito foi atribuir a este campo uma forma de função que se aproximasse de um envelope gaussiano e assim obter a transformada de Fourier que define em uma boa supressão de perda por irradiação. A dupla estrutura fotônica, ou seja, a heteroestrutura com dois valores distintos de periodicidade está ilustrada na Figura 20.



**Figura 20** - Heteroestrutura formada com duas periodicidades distintas para a PBG.

A Figura 21 ilustra o perfil do campo elétrico na dupla estrutura fotônica ao longo da direção do guia de onda na cavidade formada. O eixo horizontal exprime a dimensão da função envelope em unidade da periodicidade  $a_1$ .



**Figura 21** - Perfil do campo elétrico na heteroestrutura fotônica dupla.

Tal resultado comprova a eficiência na determinação da função envelope gaussiana para o campo elétrico e conseqüentemente um alto fator de qualidade ao se formar a cavidade através de heteroestrutura fotônica dupla [39] [40].

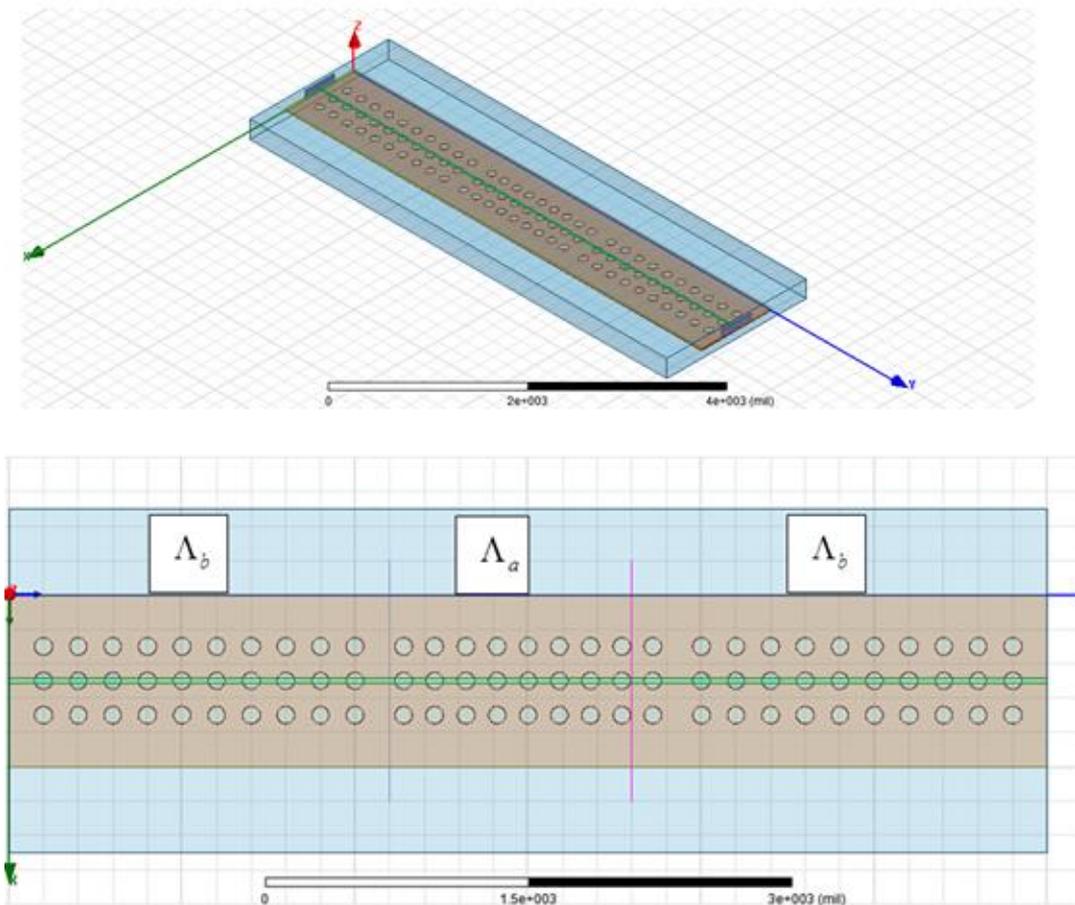
#### 4.4. Heteroestrutura para o Espectro de Micro-Ondas

Tendo em vista a conceituação de heteroestruturas aplicadas ao espectro óptico e sua boa concordância com o ganho em fator de qualidade para cavidades fotônicas, é de se esperar que resultados semelhantes possam ocorrer nos domínios do espectro de micro-ondas.

No entanto, e aliado a isto, se percebe desta forma que com as diversas definições vistas sobre as EBGs nos capítulos anteriores ficou claro que é importante considerar os muitos fatores geométricos de projeto na pretensão da resposta final da estrutura almejada para a formação da EBG. Não surpreendendo que relações entre regiões de periodicidades distintas com mudanças acentuadas no fator de preenchimento dos períodos e com conseqüente diferença abrupta em suas constantes efetivas de dielétrico possam resultar em uma perda na resposta em frequência. Efeito este que ainda pode gerar uma degradação indesejável na faixa passante. Com base nisto deve existir alguma técnica que quando adequadamente aplicada pode reduzir tais efeitos indesejáveis gerando uma resposta mais suave e conseqüentemente uma boa relação de fator de qualidade.

Esta é uma das proposições que envolvem este trabalho de pesquisa onde há a pretensão de se idealizar o filtro em microfita em uma topologia configurada em heteroestrutura. Ou seja, uma estrutura com regiões formadoras de EBG apresentando periodicidade de rejexão definidas, mas distintas umas das outras e montadas em sequência em uma única plataforma de linha de transmissão. Este procedimento visa uma resposta adequada e minimizando uma eventual degradação do sinal assim como foi feito na cavidade fotônica através da implementação de uma função envelope gaussiano para o campo.

A Figura 22 ilustra a configuração inicialmente pensada para a montagem da microfita em heteroestrutura, onde a região central possui uma periodicidade de distanciamento dos círculos corroídos no plano de terra diferente da periodicidade das regiões laterais. Da mesma forma que foi feito para a heteroestrutura fotônica dupla, esta configuração impõe uma cavidade cujo confinamento do campo é supostamente estabelecido por uma reflexão espacialmente distribuída. Este modelo baseado na configuração fotônica vislumbrou uma estrutura periódica para a formação da EBG que pudesse gerar resultados satisfatórios de desempenho e que possibilitasse o aperfeiçoamento da análise em busca de melhoria em fator de qualidade.



**Figura 22** - Heteroestrutura com EBG formada por três regiões com duas periodicidades distintas.

Como mencionado esta foi apenas uma ideia preliminar, já que neste ponto ainda devia ser analisado os modos de como se conseguir a formação da cavidade ressonante e o efetivo confinamento do sinal entre outros aspectos construtivos.

#### 4.5. Conclusão

Neste capítulo foi verificado a importância de se ter um confinamento de campo eletromagnético por reflexão espacialmente distribuída a fim de requerer um fator de qualidade elevado para a estrutura. De outro modo foi abordado que a reflexão aguda impõe um confinamento do campo de forma a gerar perdas por radiação de componentes da onda expressos pela transformada de Fourier da função de envelope retangular. Assim conclui-se que uma boa alternativa para se

obter esse alto fator de qualidade é através de uma topologia construtiva em configuração de heteroestruturas.

A implementação de regiões periódicas distintas na plataforma de heteroestrutura para a formação de bandas eletromagnéticas proibidas tem o intuito de estabelecer um confinamento do campo em transição suave entre as interfaces dos setores de períodos diferentes. Essa topologia gera dessa maneira uma transformada de Fourier para a função de campo que representa pouca ou nenhuma componente de onda irradiada no interior da cavidade. Isso assegura uma boa supressão de perdas e torna a estrutura mais eficiente em termos de confinamento de sinal.

O próximo capítulo traz as análises e respostas obtidas com a proposição do filtro de micro-ondas almejado.

## **5. RESULTADOS: A CONCEPÇÃO PARA A PROPOSIÇÃO DO FILTRO**

### **5.1. Introdução**

Com a descrição conceitual das heteroestruturas e a fundamentação generalizada das estruturas periódicas na formação da EBG vistas anteriormente, foi analisado a influência que os parâmetros construtivos de tais topologias estabelecem à formação das bandas de rejeição. Focando a metodologia para um circuito de microfita na pretensão do filtro, optou-se pela pesquisa com utilização das técnicas do modo EBG-GP devido sua versatilidade de implementação e eventual possibilidade futura de construção efetiva. O objetivo, neste ponto da pesquisa, foi averiguar o comportamento para as diversas curvas de resposta associadas a uma gama variada de alteração dos parâmetros construtivos de estruturas baseadas no método EBG-GP homogêneas, ou seja, com períodos constantes por todo o percurso de transição do sinal [47].

A análise foi sobre o filtro em tecnologia planar para aplicação em espectro de micro-ondas com estrutura de banda proibida a ser formada por uma série de círculos corroídos de forma periódica no plano de terra. Buscou-se a determinação do efeito final de tal periodicidade, a melhor relação entre a dimensão dos círculos e a distância entre os mesmos, bem como o número adequado de elementos da estrutura periódica formadora da EBG. Com as curvas de resposta em mãos posteriormente foi feita a análise dos efeitos de acoplamento entre as estruturas periódicas associadas à EBG distintas em periodicidade e sua resposta final quanto à degradação do sinal para a heteroestrutura formada.

### **5.2. Metodologia**

A metodologia para o projeto da estrutura baseou-se em uma minuciosa simulação computacional que permitiu a análise de vários resultados distintos associados aos parâmetros envolvidos. As simulações visaram obter dados de desempenho e respostas das mais diversas variáveis construtivas para que uma eventual implementação física seja futuramente a mais assertiva possível e dentro dos requisitos desejados. Dessa forma, optou-se por utilizar o programa

computacional HFSS 3-D (*High Frequency Structure Simulator 3-D*) da empresa Ansoft, nos quais foram desenhadas várias estruturas básicas na topologia EBG-GP com duas portas de excitação para a onda eletromagnética obtendo-se os parâmetros de espalhamento  $S_{11}$  e  $S_{21}$ . Os resultados preliminares visaram verificar a influência das principais variáveis geométricas de construção quanto ao comportamento da onda eletromagnética na largura da banda de rejeição e sua magnitude.

O método computacional foi necessário, pois, como já mencionado, tais estruturas formadoras de EBG não possuem na literatura atual uma efetiva descrição teórica para sua quantificação matemática e analítica. E visto o elevado número de variáveis que compõem os parâmetros construtivos da heteroestrutura almejada, o próximo passo na metodologia foi dar continuidade a uma série de simulações computacionais incluindo as variáveis de formação da heteroestrutura. Esse método visa avaliar e confrontar resultados para poder decidir qual é a melhor disposição construtiva para o projeto da microfita pretendida. Isso possibilita verificar a viabilidade da construção física da estrutura como um todo e com metodologia moldadas e baseadas nas técnicas de circuitos planares para dispositivos de micro-ondas. Todo o procedimento de análise e dados alcançados para proposição desta possível e futura implementação física foi desenvolvido nos laboratórios da própria FT em Limeira-SP.

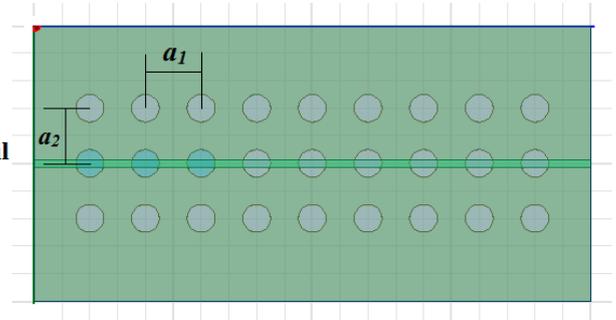
### **5.3. Alguns Resultados Parciais: O Dimensionamento para as EBG**

Foram feitas análises computacionais com o HFSS com base na conceituação geral da teoria de estruturas planares de linhas de transmissão em espectro de micro-ondas e na formulação descritiva das bandas de rejeição dentro do formalismo de EBG. Adotando-se o procedimento de metodologia descrito anteriormente, buscaram-se resultados preliminares visando elucidar o comportamento básico das estruturas.

Adotou-se elaborar inicialmente uma análise em microfita que, baseado nas descrições já mencionadas, serviu como uma estrutura cujos parâmetros geométricos gerassem resultados referenciais. Esses resultados iniciais de referência foram obtidos com parâmetros que podem ser facilmente modificados,

permitindo buscar a configuração com melhor desempenho. Tal estrutura foi denominada de Estrutura 1 e desenhada com os parâmetros iniciais ilustrados na Figura 23.

**Estrutura 1 (estrutura de referência inicial)**  
 $a_1=200$  mil,  $a_2=200$  mil, raio do círculo corroído= 50 mil  
 Fator de preenchimento = 0,25  
 (raio /  $a_1$ )



**Figura 23** - Estrutura 1.

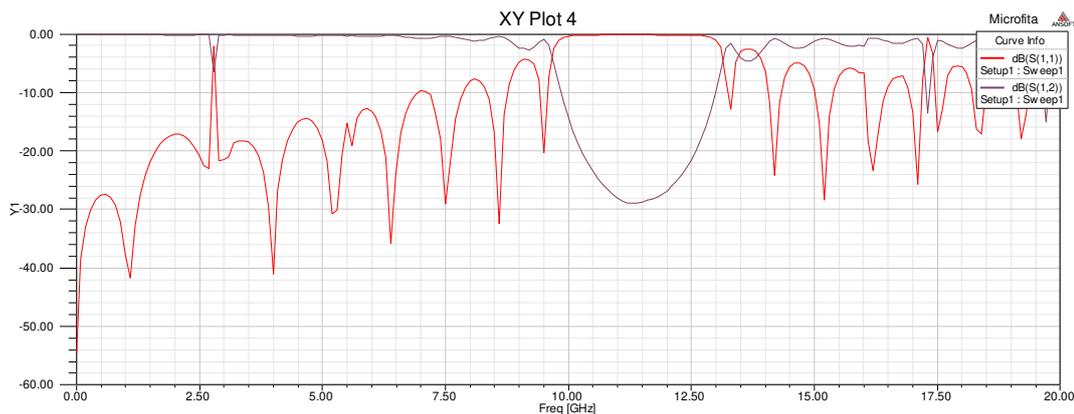
Para essa estrutura, foi adotado o substrato Rogers RT/duroid 6010/6010LM que possui uma permissividade relativa  $\epsilon_r = 10,2$  com espessura ( $h$ ) de 25 mil (25 milésimos de polegada). A linha que compõe a microfita foi configurada e calculada para uma impedância  $Z=50 \Omega$  e sua espessura (altura  $t$ ) é de 4 mil para uma largura ( $w$ ) de 27 mil. A ideia inicial foi buscar uma boa relação de largura de banda e magnitude de rejeição. Assim, foi adotado um fator de preenchimento que pudesse resultar em tal compromisso. Entende-se por fator de preenchimento ( $\Lambda$ ) a relação entre o raio ( $r$ ) dos círculos corroídos no plano de terra e a distância entre seus centros ao longo da direção longitudinal da fita (aqui a periodicidade  $a_1$ ) [37] [38].

$$\Lambda = \frac{r}{a_1} \quad (5.1)$$

Com isto utilizou-se um fator de preenchimento  $\Lambda=0,25$  que por meio das análises ofereceu uma banda de rejeição relativamente larga e com elevada magnitude. Foi adotado, em princípio, o valor de  $a_1$  como sendo de 200 mil e desta forma o raio dos círculos corroídos no plano terra ficou estabelecido em 50 mil. A periodicidade  $a_2$  foi fixada, também, em 200mil apenas como critério de configuração para verificar o comportamento da estrutura frente à incidência dos campos. No

entanto, observou-se que mesmo uma estrutura unidimensional (1D contendo apenas os furos em linha única abaixo da fita) gera resultados similares a essa estrutura 2D. Os campos eletromagnéticos espalhados para fora da região de guiamento são irrelevantes devido à largura da fita ser substancialmente pequena em relação ao diâmetro dos círculos [38] [47].

A Figura 24 demonstra o resultado da simulação para a Estrutura 1 com as curvas de transmissão e reflexão (Parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{11}$ ). Observa-se através da curva  $S_{21}$  uma banda de rejeição situada entre 9,50 GHz e 13,30 GHz (Uma largura aproximada de 3,8 GHz). A magnitude de rejeição situa-se aproximadamente em -29 dB com uma frequência central de rejeição em torno de 11,40 GHz. Esse resultado denota uma largura de banda de rejeição expressiva e com bom compromisso de magnitude para a rejeição, tal como esperado.



**Figura 24** - Resultados da simulação para a Estrutura 1.

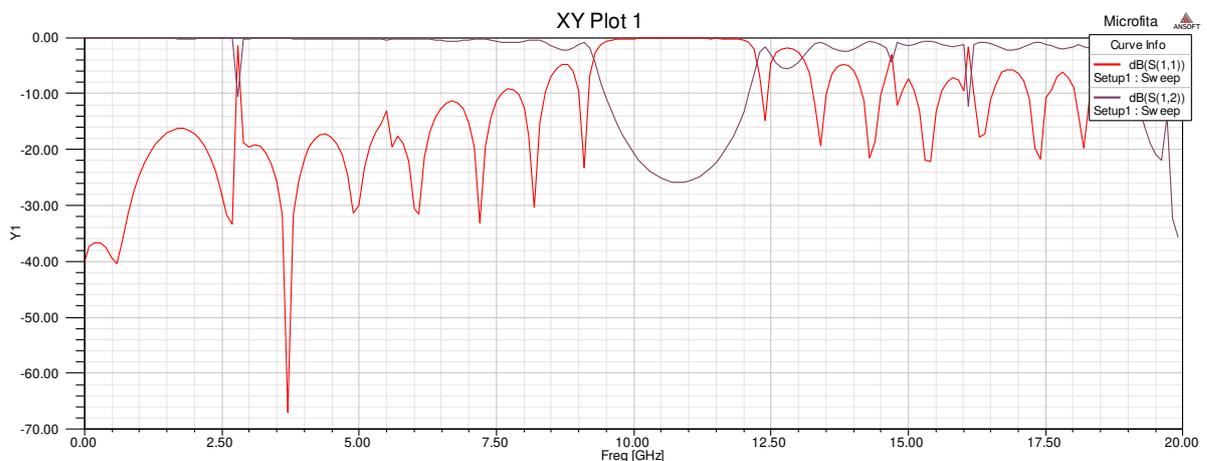
A partir da configuração inicial dada pela Estrutura 1, adotou-se fazer a alteração da periodicidade  $a_1$  mantendo as demais características da estrutura para verificar o comportamento da banda de rejeição e sua magnitude. A Figura 25 mostra os resultados da análise para a Estrutura 2 com a alteração da periodicidade dada por  $a_1 = 205$  mil, o que equivale a uma variação de 2,5% em relação à periodicidade inicial ( $a_1 = 200$  mil).



**Figura 25** - Resultados da simulação para a Estrutura 2.

A curva  $S_{21}$  associada à Estrutura 2 mostra que para esse novo fator de preenchimento longitudinal (raio/período  $a_1 = 0,244$ ) a banda de rejeição se deslocou para a esquerda ficando entre 9,30 GHz e 12,90 GHz. A magnitude de rejeição diminuiu para  $-28$ dB e a frequência central ficou situada em 11,10 GHz. Observou-se que houve a tendência a um estreitamento da banda de rejeição e um deslocamento para a esquerda quando se aumentou a periodicidade  $a_1$  ou diminuiu o fator de preenchimento.

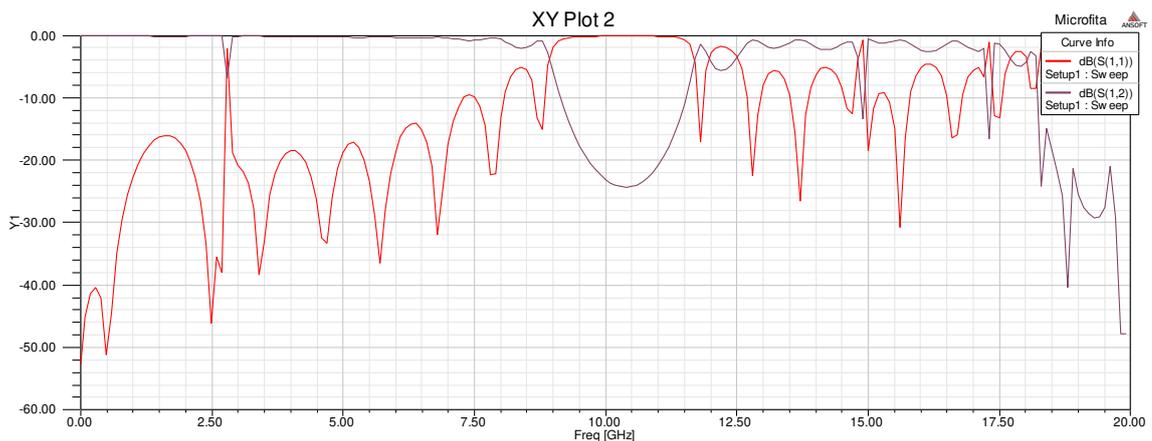
Continuando a análise do comportamento da banda de rejeição, foi desenhada a Estrutura 3, representando uma variação em 5% na periodicidade  $a_1$ , ou seja,  $a_1 = 210$ mil. Os resultados estão ilustrados na Figura 26.



**Figura 26** - Resultados da simulação para a Estrutura 3.

Para a Estrutura 3, o fator de preenchimento é de 0,238 denotando uma banda de rejeição entre as frequências de 9,10 GHz e 12,40 GHz (largura de 3,3 GHz). A magnitude de rejeição ficou na ordem de  $-26$  dB e a frequência central de rejeição situada em 10,75 GHz aproximadamente. Esses resultados comprovaram a tendência de estreitamento de banda com deslocamento para esquerda na medida em que o parâmetro  $a_1$  aumenta.

A fim de verificar o comportamento da estrutura para uma frequência central de rejeição que se aproximasse mais do valor 10 GHz, foi simulada a Estrutura 4 com uma variação de 10% na periodicidade  $a_1$  ou seja  $a_1 = 220$  mil esperando que a banda de rejeição fosse iniciada antes dos 9,0 GHz. A Figura 27 mostra os resultados para Estrutura 4.



**Figura 27** - Resultados da simulação para a Estrutura 4.

Observando a curva  $S_{21}$  para a Estrutura 4, cujo fator de preenchimento agora é de 0,227 nota-se uma banda de rejeição entre 8,80GHz e 11,80 GHz (Largura de 3 GHz). Percebe-se uma diminuição da magnitude de rejeição em  $-24,30$  dB e uma frequência central de rejeição na ordem de 10,30 GHz. Esses resultados atendem a expectativa do deslocamento da frequência central de rejeição ainda mais próximo de 10 GHz e uma banda de rejeição iniciada antes dos 9 GHz (8,80 GHz).

Com tais simulações ficou comprovado que ocorre um deslocamento da banda de rejeição para esquerda e simultaneamente há um estreitamento de banda com diminuição da magnitude de rejeição na medida em que o valor da

periodicidade  $a_1$  é aumentado. Fato interessante é que por conta deste deslocamento de banda a frequência central de rejeição pode ser obtida através da manipulação dos parâmetros de fator de preenchimento em acordo ao que é requerido em um projeto.

Desse modo foi simulada uma estrutura com diminuição da periodicidade  $a_1$  em relação à periodicidade da estrutura inicial (Estrutura 1). A simulação objetivou verificar a situação oposta, ou seja, um alargamento da banda de rejeição com um expressivo aumento da magnitude de rejeição e ainda o deslocamento da frequência central de rejeição para a direita em relação à Estrutura 1. A Figura 28 ilustra os resultados para Estrutura 5 cujo valor de  $a_1$  foi adotado em 180mil, ou seja, uma variação de 10% para menos do valor  $a_1$  inicial (200 mil).



**Figura 28** - Resultados da simulação para a Estrutura 5.

A Estrutura 5 cujo fator de preenchimento é o maior de todos, ou seja, é igual a 0,277, impôs uma banda de rejeição dada entre as frequências de 10,5 GHz e 14,90 GHz. A magnitude de rejeição ficou na ordem de -31,75 dB e a frequência central de rejeição em aproximadamente 12,70 GHz. Esses resultados mostram que, ao diminuir a periodicidade  $a_1$ , a banda de rejeição fica expressivamente mais larga com uma acentuada magnitude de rejeição. Tais comprovações expõem a diversidade de resultados que um projeto desse tipo pode alcançar simplesmente manipulando um parâmetro geométrico da estrutura. A Tabela 5.1 exprime os resultados obtidos para as simulações anteriores.

Tabela 5.1 - Resultados das simulações para as Estruturas 1 a 5.

Estruturas	Periodicidade $a_1$	Fator de Preenchimento $\Lambda = \frac{r}{a_1}$	Banda de Rejeição [GHz]	Largura de Banda	Magnitude de Rejeição	Frequência central de Rejeição
Estrutura 1	200 mil	0,25	9,50 a 13,30	3,80 GHz	-29,00 dB	11,40 GHz
Estrutura 2	205 mil	0,244	9,30 a 12,90	3,60 GHz	- 28,00 dB	11,10 GHz
Estrutura 3	210 mil	0,238	9,10 a 12,40	3,30 GHz	-26,00 dB	10,75 GHz
<b>Estrutura 4</b>	<b>220 mil</b>	<b>0,227</b>	<b>8,80 a 11,80</b>	<b>3,00 GHz</b>	<b>-24,30 dB</b>	<b>10,30 GHz</b>
<b>Estrutura 5</b>	<b>180 mil</b>	<b>0,277</b>	<b>10,5 a 14,90</b>	<b>4,40 GHz</b>	<b>-31,75 dB</b>	<b>12,7 GHz</b>

A Figura 29 ilustra as curvas representativas dos parâmetros de transmissão  $S_{21}$  para os casos de variação  $a_1$  em 10% para mais e 10% para menos em relação à periodicidade inicial  $a_1 = 200$  mil (Dados das estruturas destacadas em amarelo na Tabela 5.1). Nota-se que há um bom compromisso de alargamento da banda de rejeição para periodicidades menores de distanciamento dos círculos corroídos e simultaneamente um aumento da magnitude de rejeição.

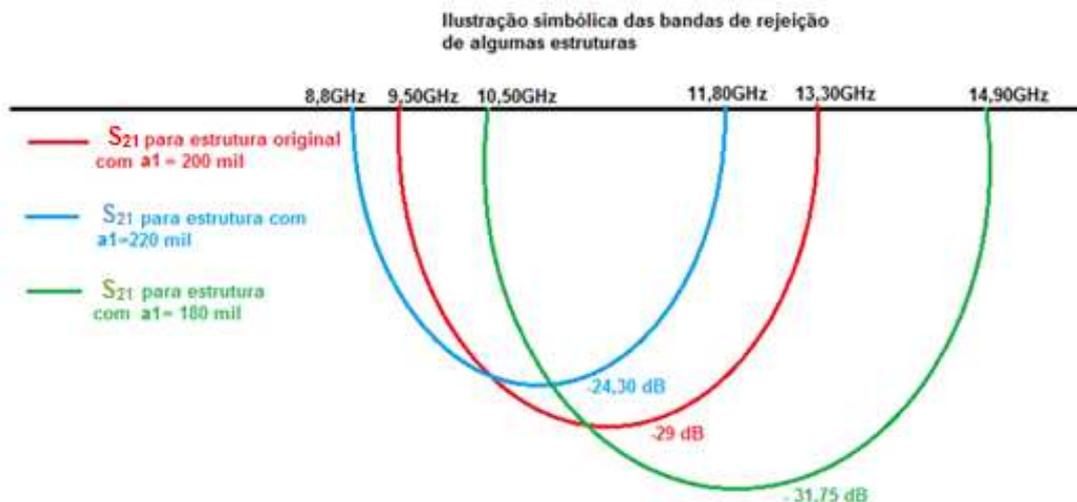
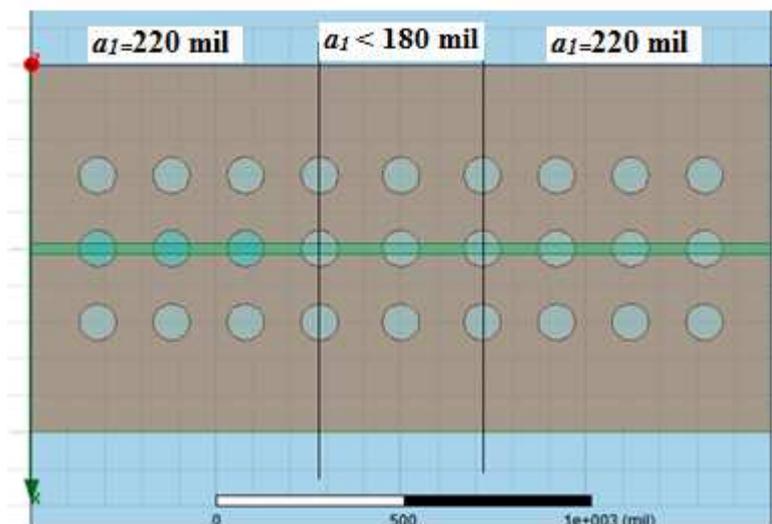


Figura 29 - Ilustração das bandas de rejeição para periodicidades de 10% para mais e para menos.

Uma estrutura de tal tipo, por si só, pode ter a propriedade de um filtro rejeita faixa, por exemplo, com banda de rejeição de 8,80 GHz a 11,80 GHz (Periodicidade  $a_1=220$  mil) para a linha principal da microfita (excitação entre a porta 1 e a porta 2 do filtro). Essa característica de filtro em que a frequência central de rejeição pode ser alterada com base na periodicidade de espaçamento entre os círculos corroídos das estruturas formadoras de EBG, leva a vislumbrar a topologia para a formação de uma heteroestrutura.

Com os resultados obtidos nas análises anteriores, foi possível pensar na possibilidade de confinamento de um sinal que possua a frequência central de rejeição em torno de 10 GHz se a região central da heteroestrutura possuir uma periodicidade permissiva a tal frequência (periodicidade  $a_1$  na ordem dos 180 mil). A Figura 30 ilustra uma proposta de configuração em heteroestrutura como ponto inicial para essa análise. Tal estrutura foi apenas sugestiva, pois vários parâmetros ainda devem ser analisados e simulados, dentre os quais o modo de se inserir o sinal na região central para seu adequado confinamento e recuperação. A própria distância de formação da cavidade central deve ser adequadamente mensurada, pois ela é determinante para o critério de obtenção da frequência de ressonância do filtro [48].



**Figura 30** - Proposta de uma Heteroestrutura para confinamento de um sinal central.

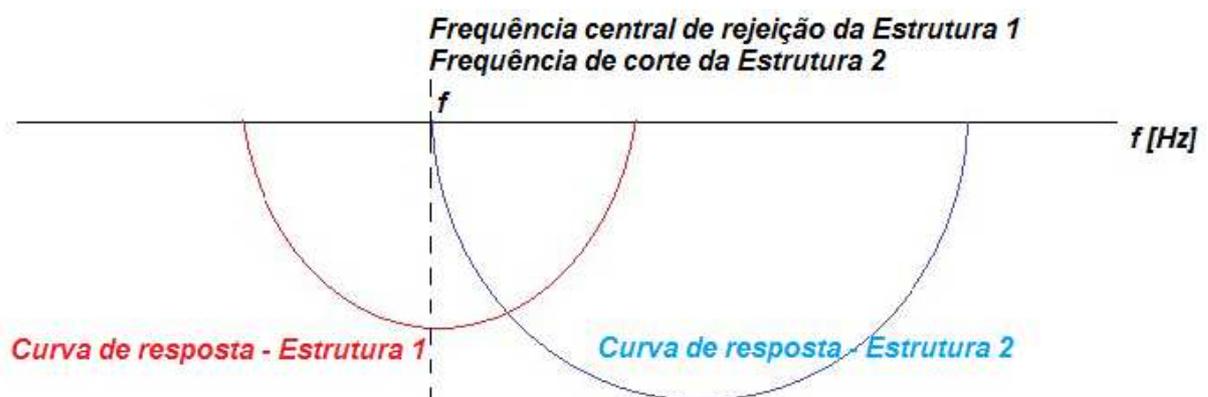
Dessa maneira, os resultados obtidos sugeriram conjuntamente à configuração de filtro rejeita faixa em topologia de EBG uma proposta construtiva em cavidade ressonante que possa ter a característica de confinamento distribuído para os campos, já que não existe aqui o conceito de reflexão abrupta nas “paredes” da cavidade [39].

#### 5.4. A Concepção da Heteroestrutura

Este tópico visa reunir e demonstrar os resultados obtidos com as análises feitas no laboratório de telecomunicações da FT no intuito de gerar a proposição do novo filtro de micro-ondas configurado em heteroestrutura formadora de banda eletromagnética proibida. Foram feitas tais análises através do software HFSS tomando por base os resultados verificados com as simulações das estruturas em concepção de EBG-GP vistas no tópico anterior.

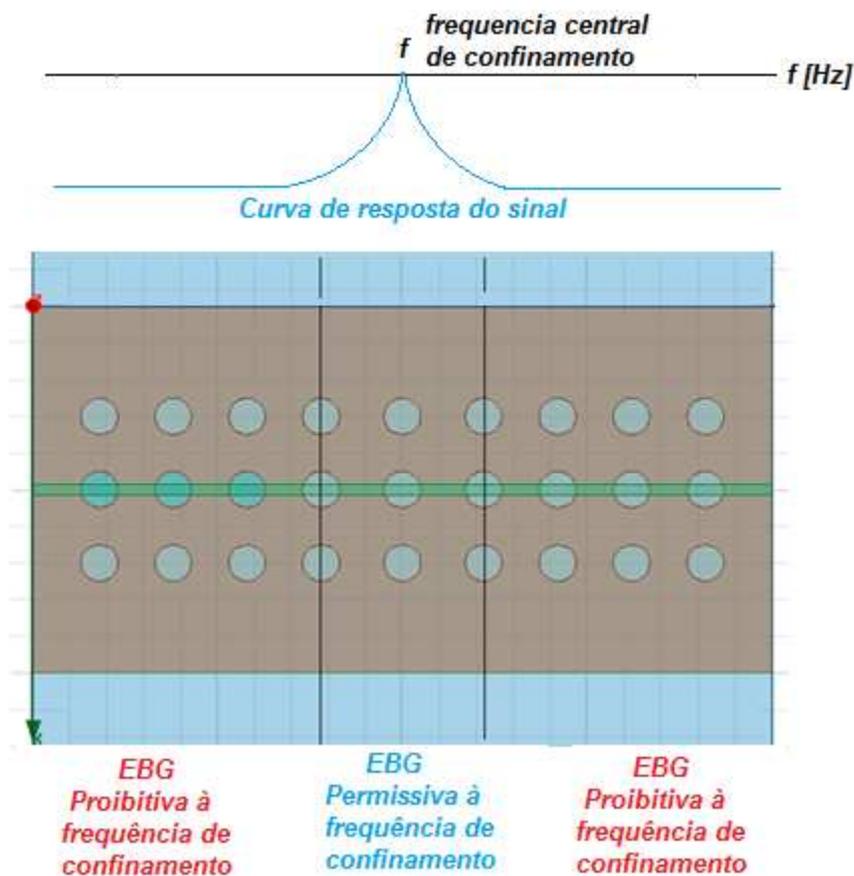
Os resultados obtidos até este ponto exprimiram configurações que promovem bandas de rejeição com largura bem definida e inversamente proporcional ao aumento da distância entre furos corroídos no plano de terra (Periodicidade da estrutura formadora de EBG).

Optou-se em analisar inicialmente os resultados de duas das estruturas concebidas no método EBG-GP vistas em particular, cuja frequência central de rejeição de uma delas pudesse ter um valor próximo a uma das frequências de corte da banda proibida da outra estrutura. A Figura 31 ilustra essa proposição.



**Figura 31** - Representação ilustrativa das curvas de resposta de duas estruturas com EBG distintas.

Nota-se pela Figura 31 que a curva de resposta do sinal de transmissão da Estrutura 1 possui frequência central de rejeição no mesmo ponto de uma das frequências de corte da Estrutura 2. Esse aspecto sugere a idealização de uma topologia construtiva contendo três regiões que possa formar duas EBG distintas a fim de confinar um sinal em determinada frequência central. Essa heteroestrutura com regiões de espaçamentos distintos entre os furos no plano de terra faz com que o sinal fique retido devido à formação de barreiras formadas pelo efeito das duas EBG laterais. A Figura 32 representa o comportamento esperado da curva de resposta de um sinal que pudesse de alguma forma ser inserido na região central.



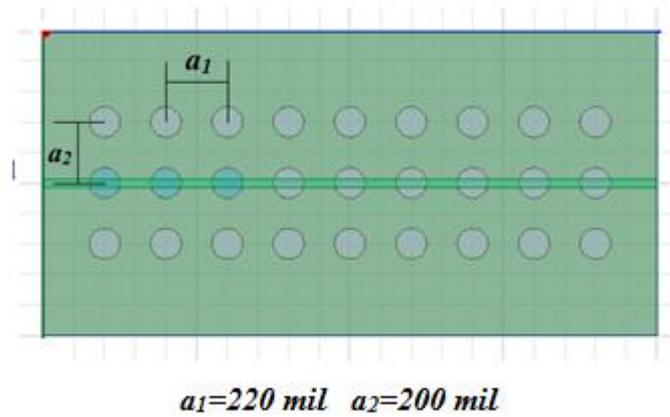
**Figura 32** - Representação ilustrativa da curva de resposta de duas estruturas com EBG distintas associadas.

Esse sinal confinado na estrutura possui uma frequência tal que é igual à frequência central de rejeição para as EBGs laterais e ao mesmo tempo é a frequência permissiva nos limites do valor da frequência de corte para a EBG formada no centro da estrutura. Isso configura idealmente uma curva de resposta com uma faixa de frequência significativamente estreita em torno da frequência de corte permissiva da estrutura associada à EBG central.

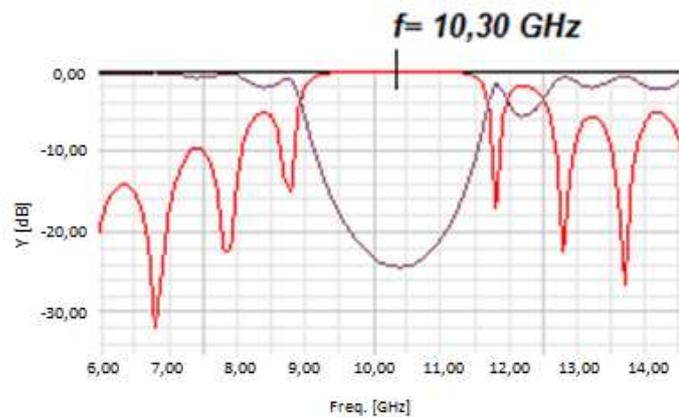
Ainda que tal método não evidencie o procedimento a ser utilizado para inserir um sinal na região central dessa heteroestrutura hipotética, procurou-se verificar quais dimensionamentos de formação de EBG poderiam ser candidatos à implementação desse modelo estrutural de confinamento do sinal.

Pelos resultados obtidos com a utilização das estruturas vistas anteriormente para formação de bandas de rejeição em topologia EBG-GP homogêneas (Estruturas com EBG única por toda a linha de transmissão) ficou sugestiva a análise conjunta do comportamento de duas das estruturas simuladas. Nessas simulações com as estruturas contendo uma única linha de transmissão e duas portas de excitação para a onda eletromagnética ficou evidenciado que os melhores resultados são os parâmetros das estruturas 4 e 5, destacadas em amarelo na Tabela 5.1 do tópico anterior.

Nota-se na Tabela 5.1 que a Estrutura 4 com periodicidade 220 mil apresenta a menor largura de banda e a menor magnitude de rejeição, no entanto a frequência central de rejeição está na ordem dos 10,30 GHz, que está próximo a frequência de corte inferior da Estrutura 5 (10,5 GHz). Como a frequência central de rejeição está na casa dos 10 GHz e a largura de banda assume 3,0 GHz, não se optou por estruturas com periodicidades maiores (225 mil, 230mil...), já que isso implicaria em uma diminuição cada vez maior da largura de banda simultaneamente a uma diminuição considerável na magnitude de rejeição do sinal. Essa diminuição na magnitude de rejeição pode prejudicar o efeito pretendido de confinar tal sinal através dos bloqueios impostos por barreiras formadas pelas EBGs. A Figura 33 ilustra a estrutura tomada como candidata a promover as EBGs laterais da heteroestrutura proposta até este ponto.



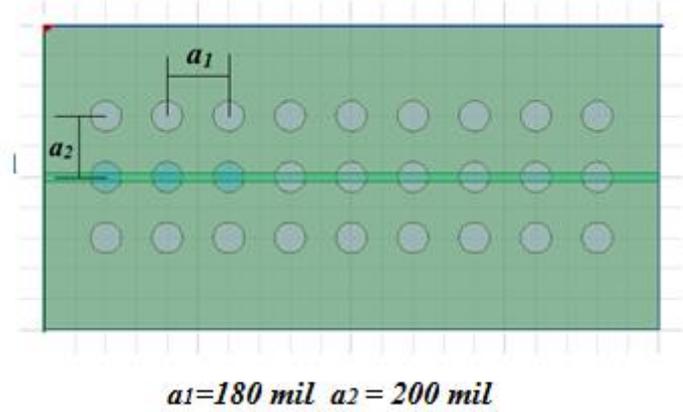
(a)



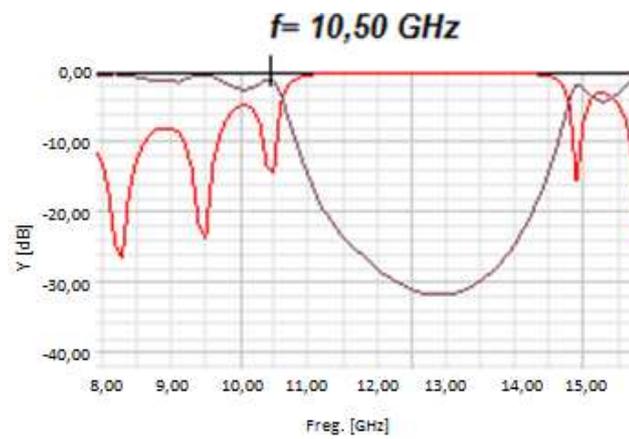
(b)

**Figura 33** - Estrutura associada à EBG a ser utilizada como barreiras laterais para o confinamento do sinal. (a) Periodicidades longitudinal e transversal. (b) curva de resposta desta EBG com frequência central em torno de 10,30 GHz.

Para a formação da EBG a ser inserida na região central da heteroestrutura, foi adotada a análise da estrutura com periodicidade 180 mil (Estrutura 5 da Tabela 5.1). Como a frequência de corte inferior está em torno de 10.50 GHz, isto implica em um sinal totalmente permissível na casa dos 10,30 GHz, sendo uma estrutura candidata à região central da heteroestrutura em análise. A Figura 34 denota tal estrutura e sua curva de resposta no ponto da frequência de corte inferior.



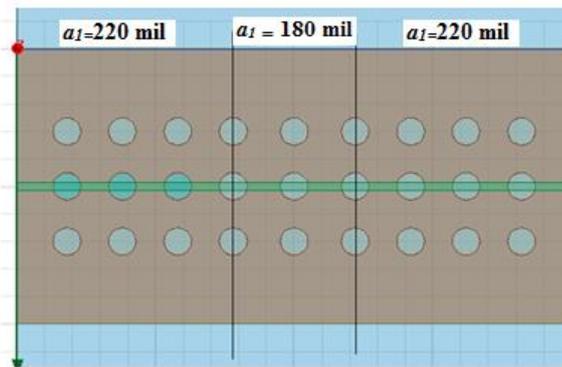
(a)



(b)

**Figura 34** – Estrutura associada à EBG a ser utilizada na região central da heteroestrutura. (a) Periodicidades longitudinal e transversal. (b) curva de resposta desta EBG com frequência de corte em torno de 10,50 GHz.

Com estas análises ficou propensa a averiguação do comportamento de um sinal que pudesse ser inserido na região central de uma heteroestrutura com a arquitetura construtiva representada na Figura 35.

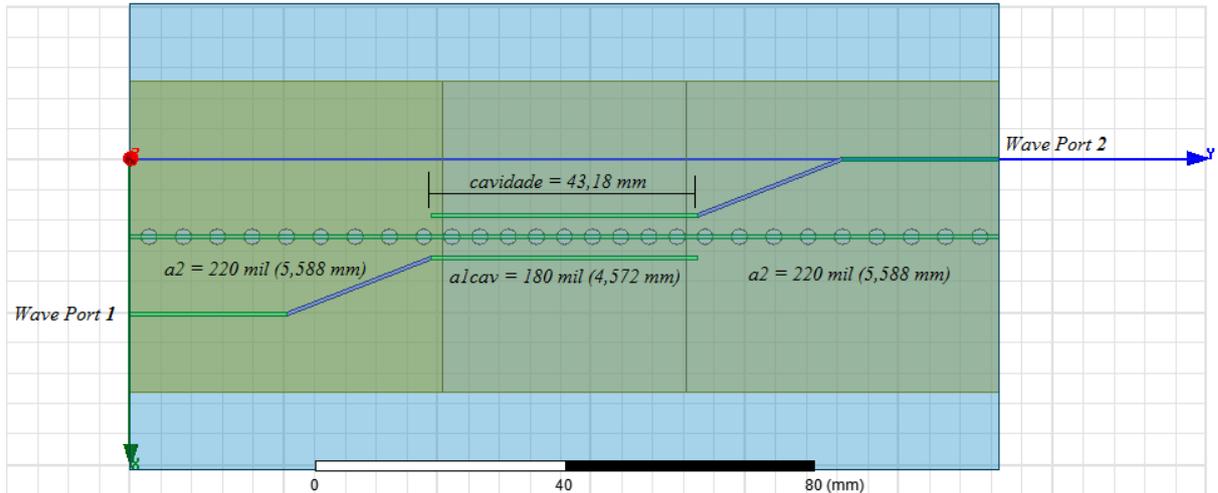


**Figura 35** - Proposta de uma Heteroestrutura para confinamento de um sinal central

### 5.5. A Formação da Cavidade Ressonante

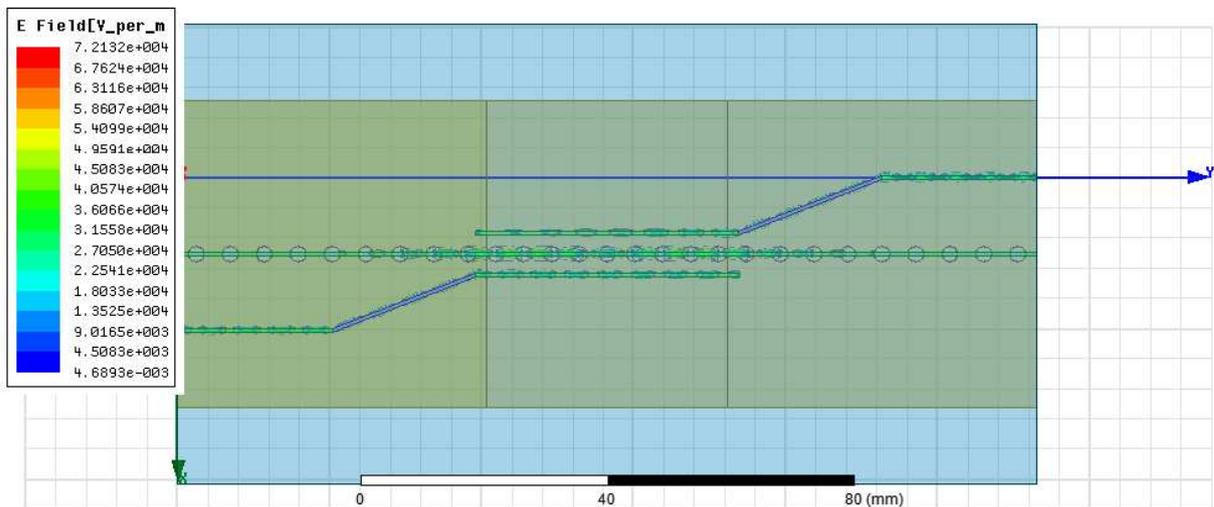
A partir deste ponto o foco foi estudar as possibilidades e métodos para se inserir um sinal em banda relativamente larga na região central desta heteroestrutura de modo que pudesse ser recuperada apenas uma faixa estreita em torno da frequência requerida. Vários estudos para a tentativa de injeção do sinal foram analisados e inúmeros formatos e dimensionamentos construtivos foram simulados [5] [6] [9] [48] [49] [50] [51]. A base construtiva que parecia ser a mais viável para se tentar a injeção do sinal foi por acoplamento através da adoção de linhas paralelas à linha central. Mas, todas as tentativas simuladas e analisadas para esse acoplamento apresentaram resultados não satisfatórios. Na tentativa de se inserir um sinal na região central há perdas próprias da imposição das EBG envolvidas já que a presença da periodicidade transversal (períodos  $a_2$ ) não permitia um acoplamento satisfatório.

Mesmo alterando a periodicidade transversal para períodos menores (menores que 180 mil) a fim de possibilitar a entrada de um sinal contendo a frequência requerida (em torno dos 10,30 GHz) observou-se distorção e falha no acoplamento, pois as linhas de acoplamento paralelas ficavam inseridas na região da EBG central. Tentou-se retirar a periodicidade transversal para eliminar o efeito de banda proibida ao sinal de entrada, mas apesar do bom acoplamento agora atingido, o sinal confinado na cavidade era praticamente recuperado em toda sua banda na saída. A Figura 36 representa essa topologia construtiva.

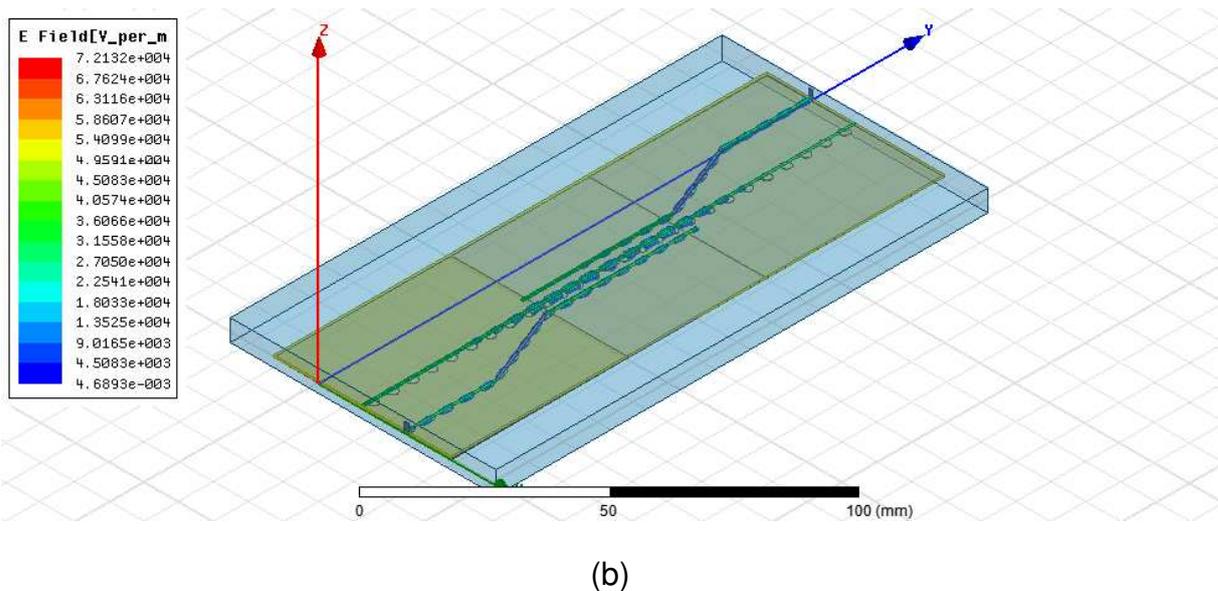


**Figura 36** - Proposta de uma Heteroestrutura para acoplamento e recuperação do sinal.

A Figura 37 mostra o acoplamento com a visualização do campo elétrico associado ao sinal inserido na porta 1 (*Wave Port 1*) e saindo através da porta 2 (*Wave Port 2*). Praticamente toda a banda de entrada se pronunciava na saída e isso não configurava o resultado pretendido que era uma supressão do sinal em torno apenas de uma frequência ressonante.



(a)



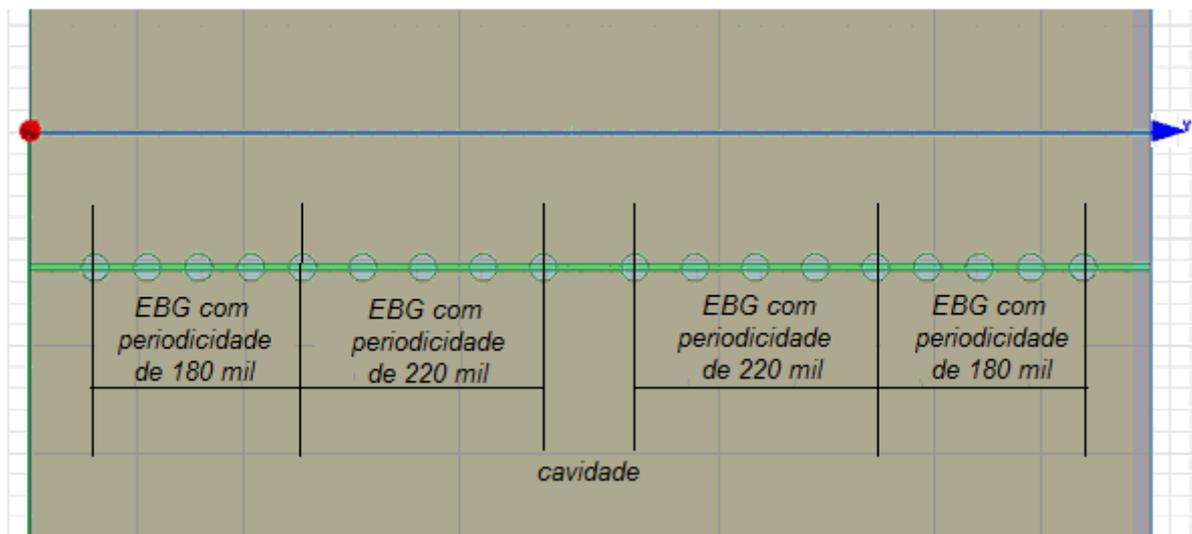
**Figura 37** - Imagem da animação do campo elétrico ( $E$ ) associado ao sinal em transição pela estrutura. (a) Vista superior, (b) vista em perspectiva.

Vários outros testes de simulação foram feitos alterando os parâmetros construtivos dessa topologia na tentativa de acoplar o sinal de entrada e recuperar apenas o sinal em torno da frequência requerida. Observou-se que tais métodos não estavam sendo satisfatórios para a recuperação do sinal apenas em banda estreita na faixa dos 10,30 GHz pretendido.

A partir deste ponto houve o esforço em repensar a topologia da heteroestrutura considerando que a tentativa de se inserir um sinal diretamente na região central apresenta uma dificuldade de metodologia e de implementação. Apesar de tais dificuldades a ideia é conceitualmente válida e pode ser estudada futuramente como proposição de novos métodos de acoplamento.

Com base nessa questão procurou-se inverter o pensamento apoiando-se no estudo e revisão das características funcionais das bandas eletromagnéticas proibidas e sua influência ao sinal perante a dimensionalidade e números de períodos associados à linha de transmissão, [22] [25] [26]. Foi imaginada uma configuração construtiva em que o sinal fosse injetado através da porta de entrada de uma estrutura que estabelece uma EBG que permite a frequência de operação. Esse sinal, ao sair dessa região, encontra outra configuração formadora de uma EBG com características de proibição à frequência de operação. A ideia é ter uma região central com a formação de uma EBG que possa permitir a entrada do sinal em uma cavidade ressonante. A cavidade ficaria situada entre as regiões centrais de

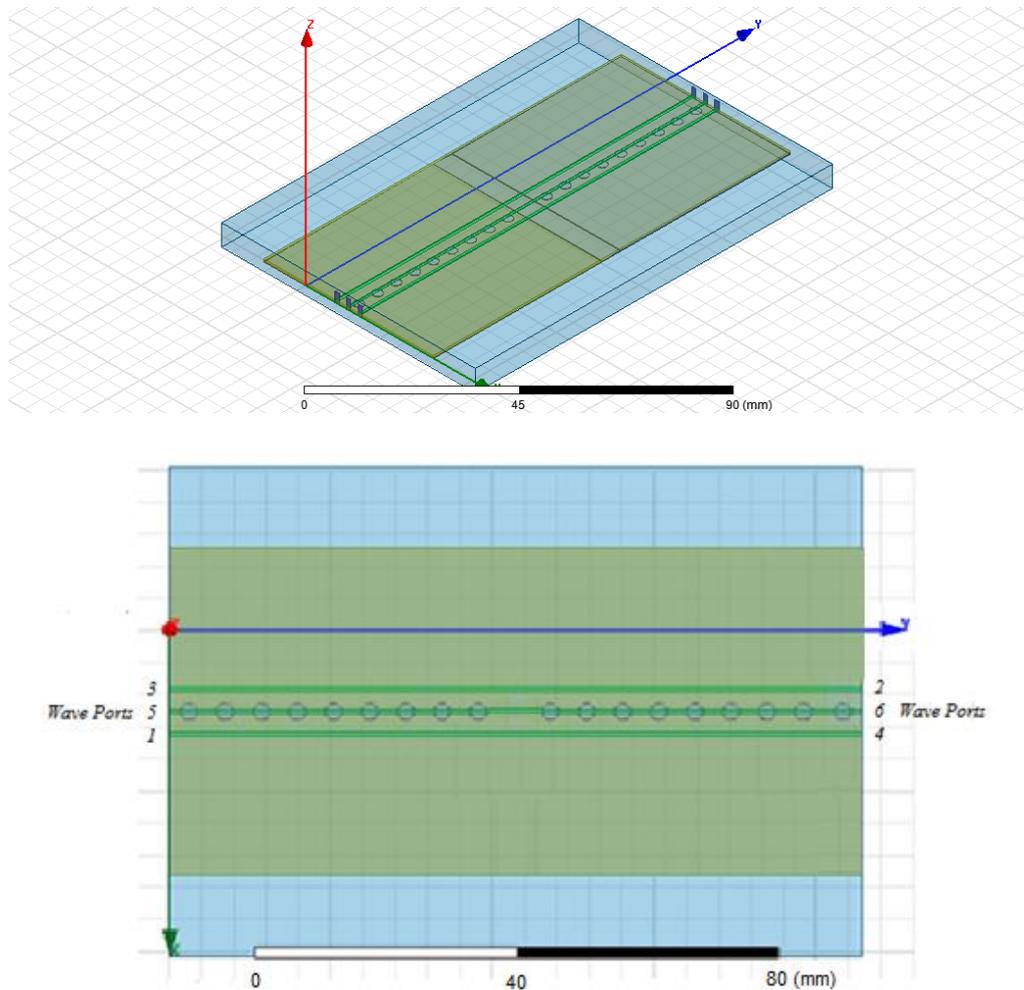
EBG, porém não haveria mais EBG no interior da cavidade. Essas regiões centrais possuem a periodicidade de círculos corroídos no plano de terra formando uma EBG que promove a proibição do sinal em frequência de operação requerida, mas devido ao pequeno número de períodos longitudinais à linha de transmissão, a onda eletromagnética é inserida na cavidade ressonante através dos campos evanescentes. A Figura 38 ilustra essa topologia idealizada para averiguação e análise.



**Figura 38** - Heteroestrutura com periodicidade permissível nas laterais (180 mil) e não permissível ao centro (220 mil).

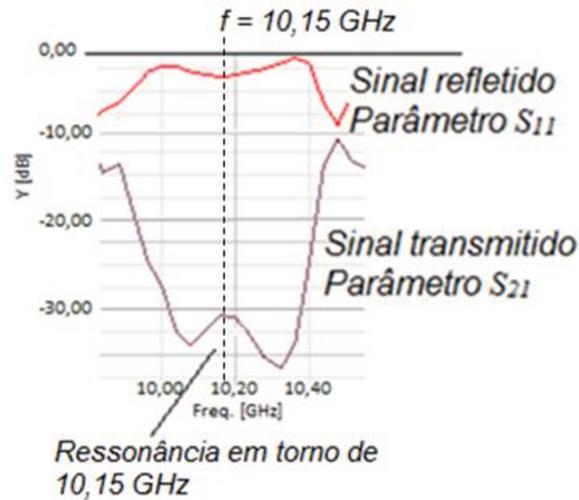
Observa-se que as regiões associadas aos efeitos das EBG centrais (220 mil) são proibitivas ao sinal em frequência requerida (10,30 GHz). A distância de separação entre as regiões com periodicidade de 220 mil deve ser ajustada para a sintonia da cavidade ressonante na frequência de operação. Para efeito de inspeção inicial, adotou-se uma cavidade com abertura de 280 mil.

Com base na topologia idealizada da figura anterior, procurou-se averiguar formas de acoplamento com sinal inserido na cavidade a fim de recuperar o mesmo já em sua frequência ressonante requerida. Foram desenhadas diversas configurações com linhas de acoplamento paralelas à linha central e também com diversas portas de excitação para analisar as curvas de resposta do sinal frente a cada possibilidade de entrada e de saída. A Figura 39 representa tal procedimento para uma das topologias estudadas.



**Figura 39** - Heteroestrutura com três linhas e seis portas de excitação para o sinal.

Notou-se, nas simulações, um acoplamento deficiente, mas com uma característica importante. Ao examinar as curvas de resposta de linhas de transmissão adjacentes, o sinal parecia ressonar próximo da frequência requerida. Observando-se a curva para a transição entre as portas de excitação 1 e 2 foi possível verificar tal ressonância, porém a reflexão do sinal incidente está muito alta, como pode ser verificado pelo parâmetro  $S_{11}$  da Figura 40. Esse aspecto estabelece um sinal transmitido com uma perda acentuada ficando na ordem dos -30 dB.

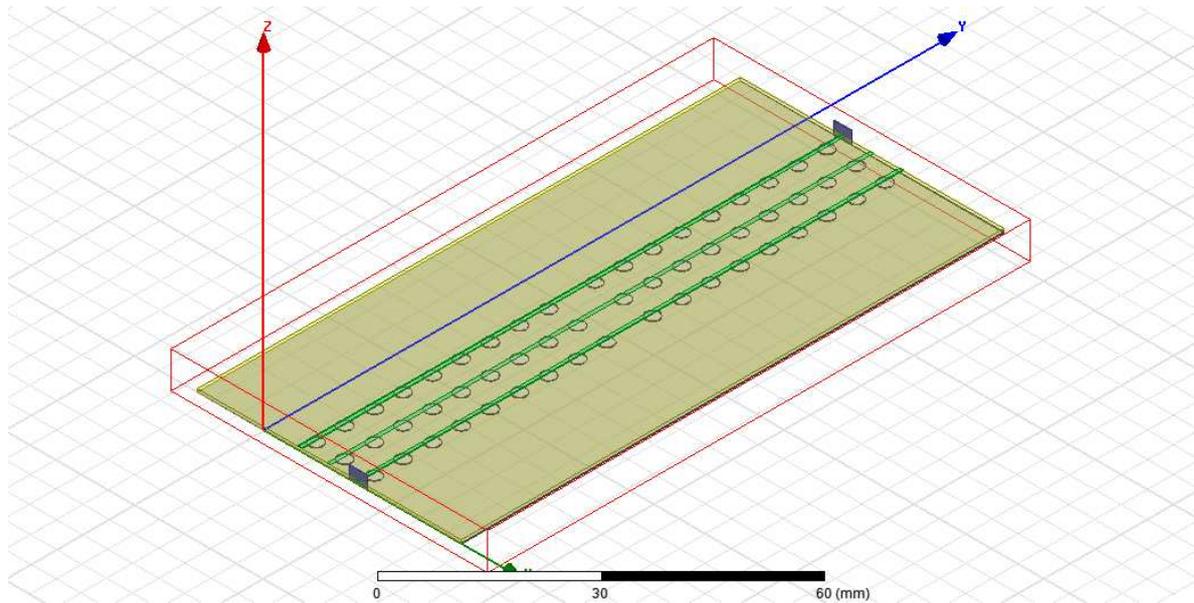


**Figura 40** - Trecho da curva de resposta para a transição entre as portas 1 e 2 da heteroestrutura EBG de seis portas.

O objetivo era diminuir as perdas causadas pela reflexão do filtro. Desta forma, optou-se por inserir em cada uma das três linhas da estrutura da Figura 40 o mesmo fator de preenchimento das EBGs da linha central e adotar apenas duas portas de excitação, como mostrado na Figura 41. A porta de entrada está no lado esquerdo da linha inferior e a porta de saída está no lado direito da linha superior.



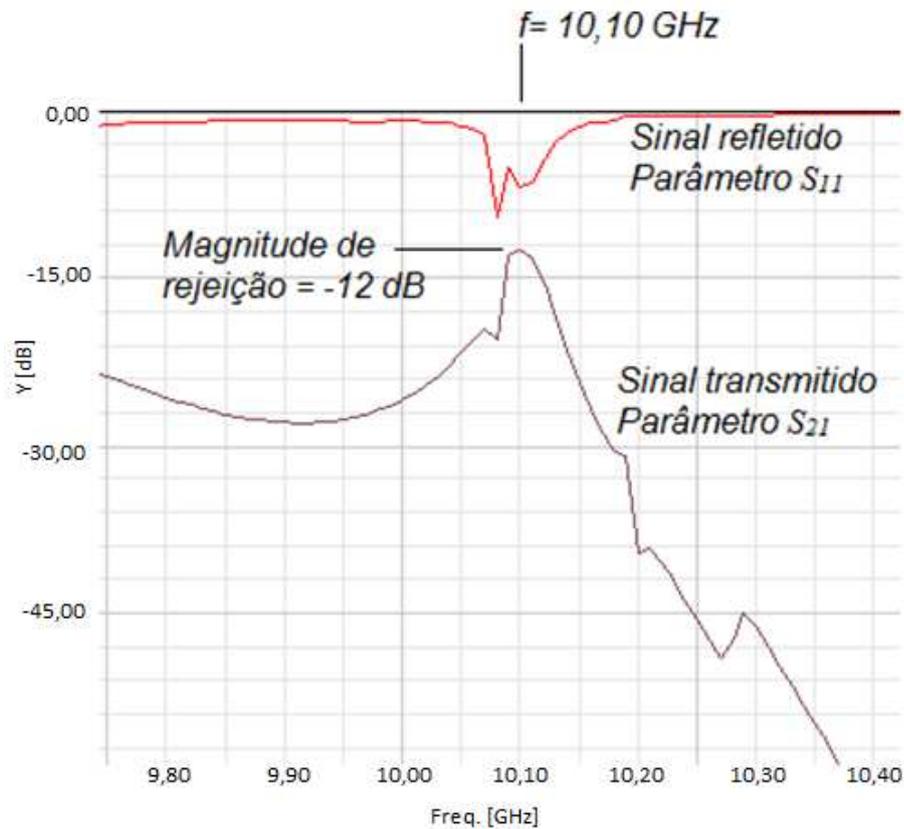
(a)



(b)

**Figura 41** - Heteroestrutura com três linhas de EBG e duas portas de excitação em linhas adjacentes. (a) Configuração das regiões EBG. (b) Vista da estrutura simulada em perspectiva.

Ao simular este modo construtivo, foi possível notar consideráveis melhorias na resposta do sinal de saída. Com esta distribuição das linhas, formaram-se três cavidades ressonantes em paralelo. A onda eletromagnética é inserida na primeira cavidade através da região com periodicidade de 180 mil. Na frequência de ressonância, a amplitude do campo elétrico tem sua magnitude aumentada, favorecendo o acoplamento na segunda cavidade. Esta segunda cavidade não possui saída para os campos eletromagnéticos, proporcionando um confinamento maior da onda na frequência de ressonância. Na sequência, a onda é acoplada na terceira cavidade que se propaga para a saída do filtro através da região com periodicidade de 180 mil. Com esta nova configuração, o parâmetro  $S_{21}$  ficou na ordem de -12 dB. A Figura 42 mostra a curva de resposta da simulação em que é possível notar uma ressonância em torno da frequência de 10,10 GHz.

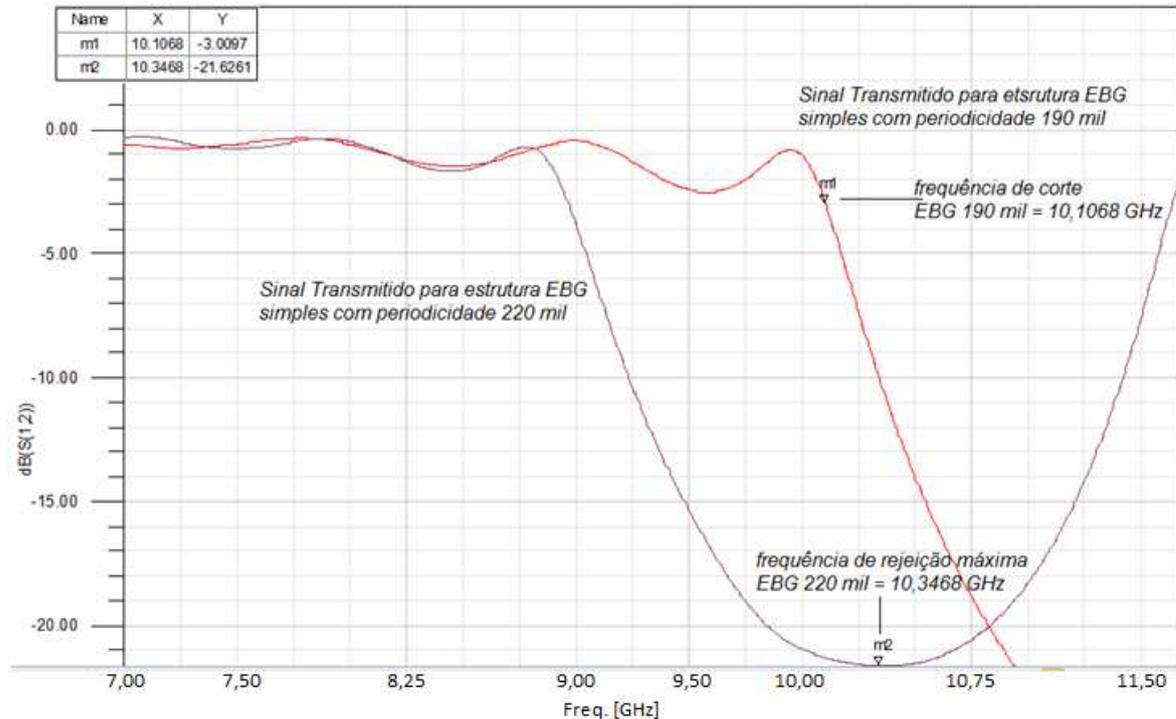


**Figura 42** - Trecho da curva de resposta da estrutura contendo uma cavidade formada por três linhas de EBG.

A fim de tentar diminuir a largura da banda passante em torno da frequência de ressonância e aumentar o acoplamento entre as cavidades, procurou-se analisar a possibilidade dessa melhoria ao alterar a periodicidade da estrutura formadora das EBGs laterais. O objetivo é aumentar o valor da periodicidade de formação das EBGs laterais tornando-o mais próximo do valor da periodicidade de formação das EBG centrais. Isso implica em uma transição mais suave entre as impedâncias associadas às regiões das EBGs em questão o que pode resultar em diminuir a reflexão do sinal incidente e respectivamente melhorar o acoplamento nas cavidades associadas. Nessa região de periodicidade em 180 mil, a frequência de corte inferior está situada em torno de 10,50 GHz, como mostrado na Tabela 5.1.

Como a frequência central de ressonância requerida da banda passante está em 10,10 GHz, foi averiguada a simulação da curva de resposta para uma estrutura homogênea básica formadora de EBG em 190 mil. O interesse é verificar se o ponto da frequência de corte desta EBG com periodicidade em 190 mil está situado acima do valor da frequência de ressonância em questão. A Figura 43 ilustra as curvas de resposta sobrepostas para estruturas EBGs homogêneas em 190 mil e

220 mil, para comparar seus pontos de frequência de corte e de magnitude máxima de rejeição.



**Figura 43** - Curvas de respostas para estruturas simples com EBG de 190 mil e 220 mil.

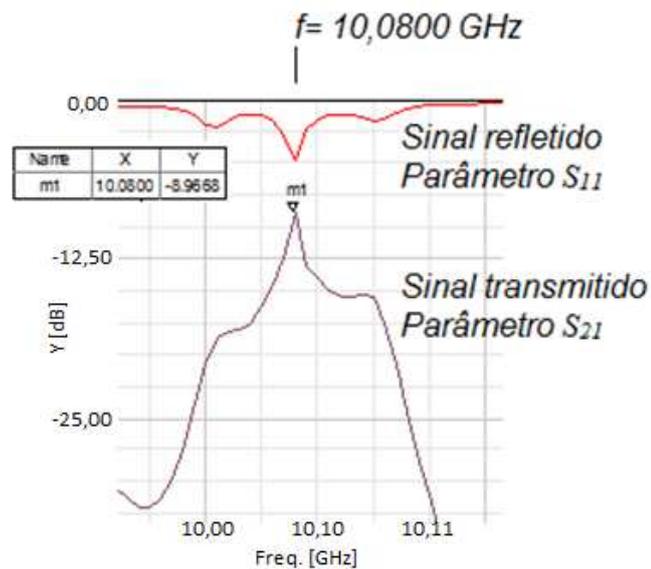
Ao considerar o valor de frequência de corte de 10,1068 GHz, o resultado foi uma curva com a frequência de corte muito próxima da frequência de ressonância anterior (10,10 GHz), porém ligeiramente maior. Esse resultado motivou o desenho com a periodicidade de 190 mil para a formação da EBG a ser associada nas regiões laterais da heteroestrutura.

Essa topologia visa gerar uma curva com uma banda passante mais estreita que a banda passante vista para a arquitetura contendo EBG de 180 mil nas laterais. Em consequência se espera um acoplamento melhorado e uma redução da perda de inserção do sinal. A Figura 44 ilustra a topologia pretendida.



**Figura 44** - Heteroestrutura com regiões EBG de 190 mil nas laterais.

Foi observada uma curva de resposta com desempenho satisfatório em relação ao que era esperado. Vê-se pela Figura 45 que a curva apresentou uma melhoria significativa em seu estreitamento da banda passante, gerando uma perda menor que a do caso anterior e atribuindo uma frequência de ressonância em torno de 10,08 GHz.



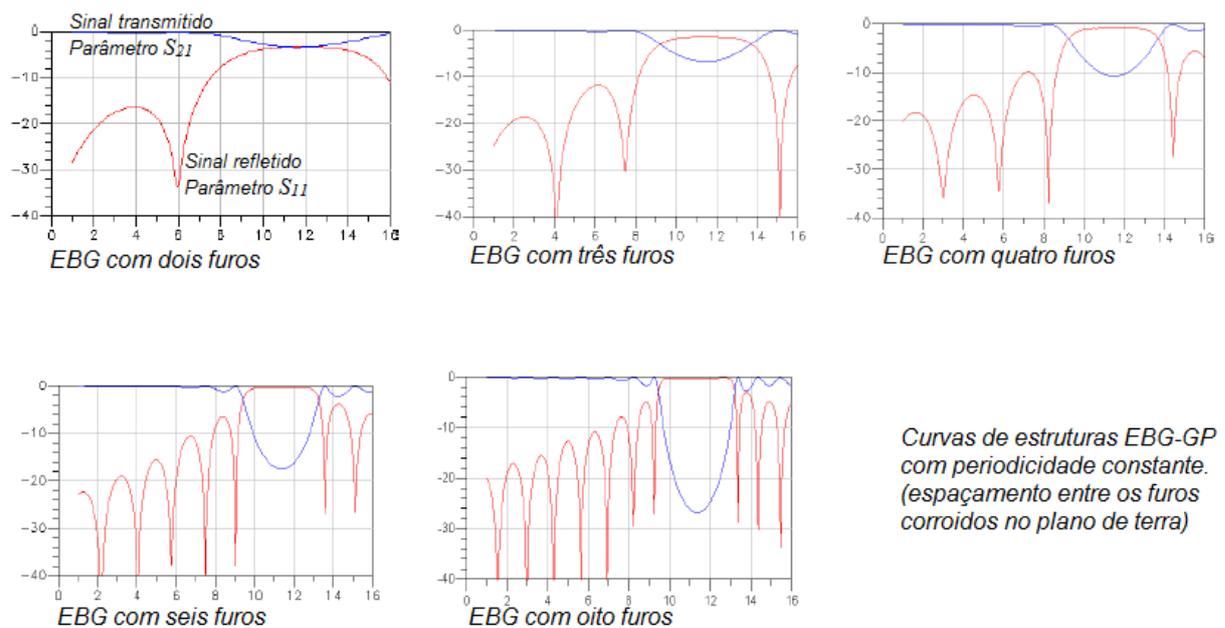
**Figura 45** - Curva de resposta para heteroestrutura com EBG em 190 mil nas laterais.

Este resultado para a curva de resposta mostrou que a melhor distribuição para as EBGs contidas na heteroestrutura é de fato a que possui uma dimensionalidade com períodos de 190 mil para as regiões laterais e 220 mil para a

região central contendo a cavidade ressonante. O objetivo, a partir deste ponto, foi o de buscar uma melhoria na resposta do sinal transmitido no que se refere à perda associada. Nota-se que essa perda em  $-8,9668$  dB não pode ser melhorada com a tentativa de se aproximar ainda mais as impedâncias relativas das regiões de EBG da heteroestrutura. A periodicidade de 190 mil já impõe uma frequência de corte muito próxima da frequência de operação do sistema. Dessa maneira a tentativa de aproximar esta periodicidade à periodicidade de 220 mil implicaria em uma supressão do sinal na frequência de operação já que a frequência de corte das regiões laterais estariam aquém da frequência de ressonância do circuito.

Nota-se pela Figura 45 a partir do ponto  $m_1$  onde é mensurada a frequência central de ressonância em 10,0800 GHz e a perda em  $-8,9668$  dB que a curva tende a decair de maneira uniforme. Essa perda pode ser reduzida através da análise da quantidade de furos presentes em cada região EBG já que esse parâmetro determina o quanto a banda proibida exercerá efeito ao sinal em transição [22] [28].

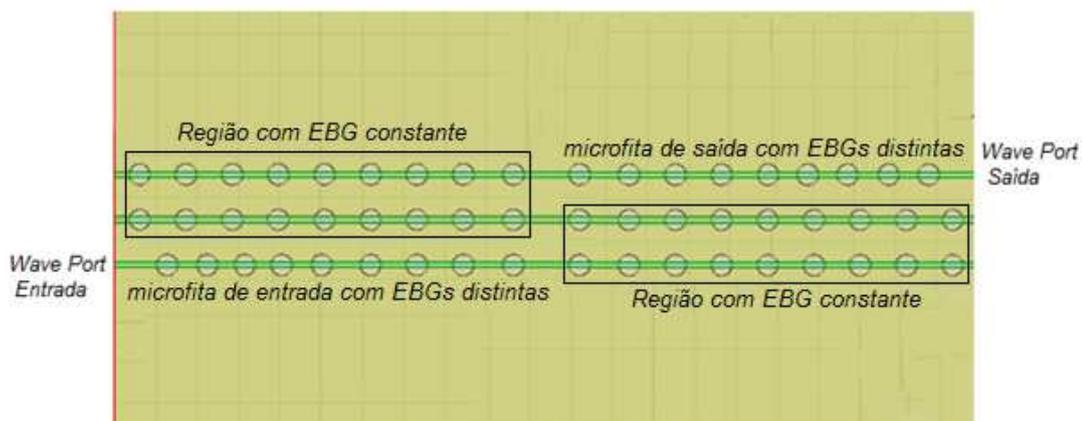
De forma ilustrativa, a Figura 46 mostra o efeito imposto a um sinal devido ao número de períodos imposto pela quantidade de furos em uma estrutura com EBG homogênea convencional.



**Figura 46** - Efeito do número de períodos em EBG de periodicidade constante.

Nota-se que quanto maior for o número de períodos (furos) em uma estrutura na topologia de EBG-GP, mais pronunciado será o efeito proibitivo a uma banda de transmissão do sinal. Com efeito, a influência conjunta de duas EBGs formando uma heteroestrutura resultará em um sinal transmitido com formato da curva de resposta totalmente dependente do número de períodos destas.

Como o sinal transmitido em questão é proveniente da ação estabelecida pelas cavidades ressonantes formadas na região central entre as EBGs de 220 mil, optou-se por redesenhar a heteroestrutura de modo a expandir essa periodicidade. O que se fez foi tornar as cavidades mais definidas com a expansão da periodicidade da região central através do aumento do número de furos distanciados em 220 mil, indo do centro para as laterais. Para isso, foram substituídos os períodos de 190 mil para 220 mil nas regiões onde o sinal não transita pelas trilhas metálicas de entrada e de saída. Desse modo, apenas nas regiões onde estão inseridas as trilhas metálicas ligadas às portas de excitação de entrada e de saída se mantiveram as duas EBGs de periodicidades distintas. A Figura 47 ilustra esta nova configuração.

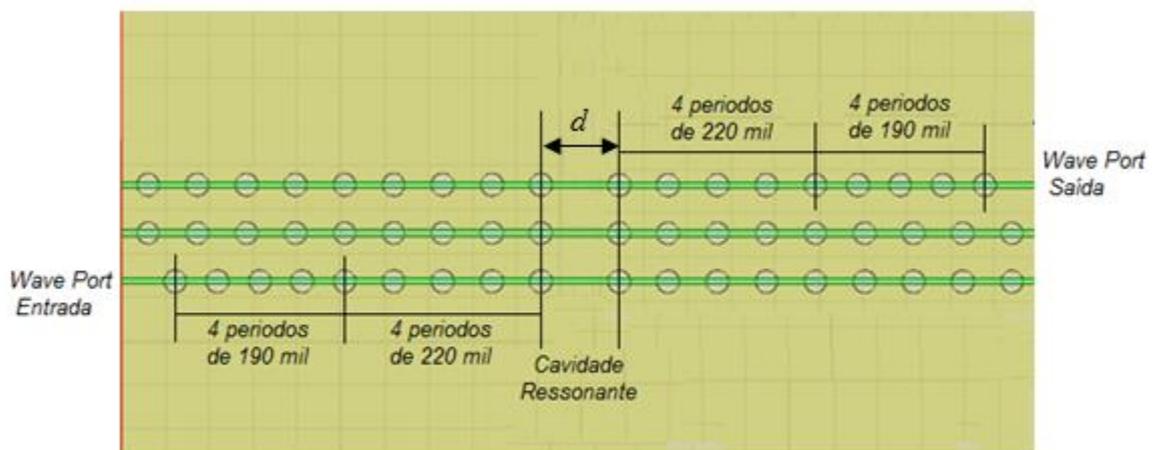


**Figura 47** - Circuitos de entrada e de saída com EBG distintas.

Vê-se que apenas os trechos de entrada do sinal e de saída deste possuem a EBG com periodicidade de 190 mil. Isso é feito para que a faixa passante em torno de 10,10 GHz (frequência de corte para a EBG 190 mil) possa atingir a EBG de periodicidade 220 mil na entrada e conseqüentemente possa ser recuperada na porta de saída. O que vai determinar de fato a magnitude de rejeição desse sinal passante pela estrutura é a relação entre a periodicidade da EBG que

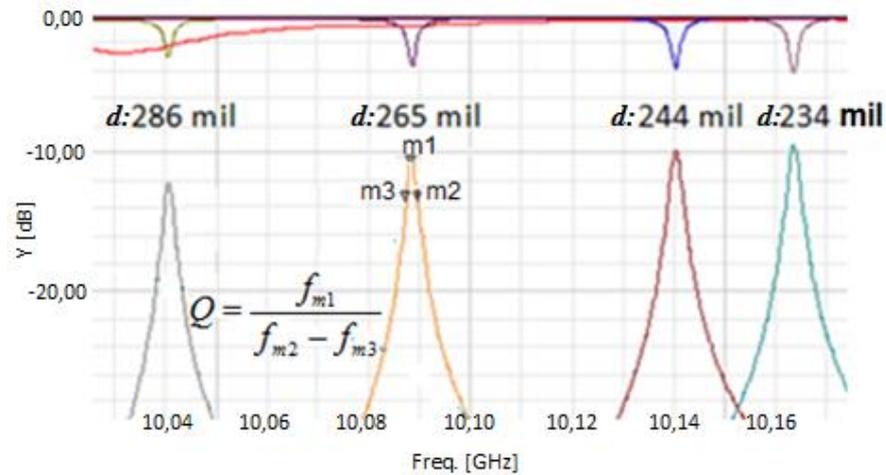
promove a permissão (190 mil) e a periodicidade da EBG que promove a proibição (220 mil). Para isto foram feitas análises de várias heteroestruturas nesta topologia, na qual foi alterado o número relativo de períodos que compõe cada uma das EBGs no circuito de entrada e circuito de saída.

Primeiramente, optou-se por simular uma estrutura com número igual de períodos para cada EBG da linha de entrada e da linha de saída formando quatro períodos de 190 mil e quatro períodos de 220 mil como visto na representação da Figura 48.



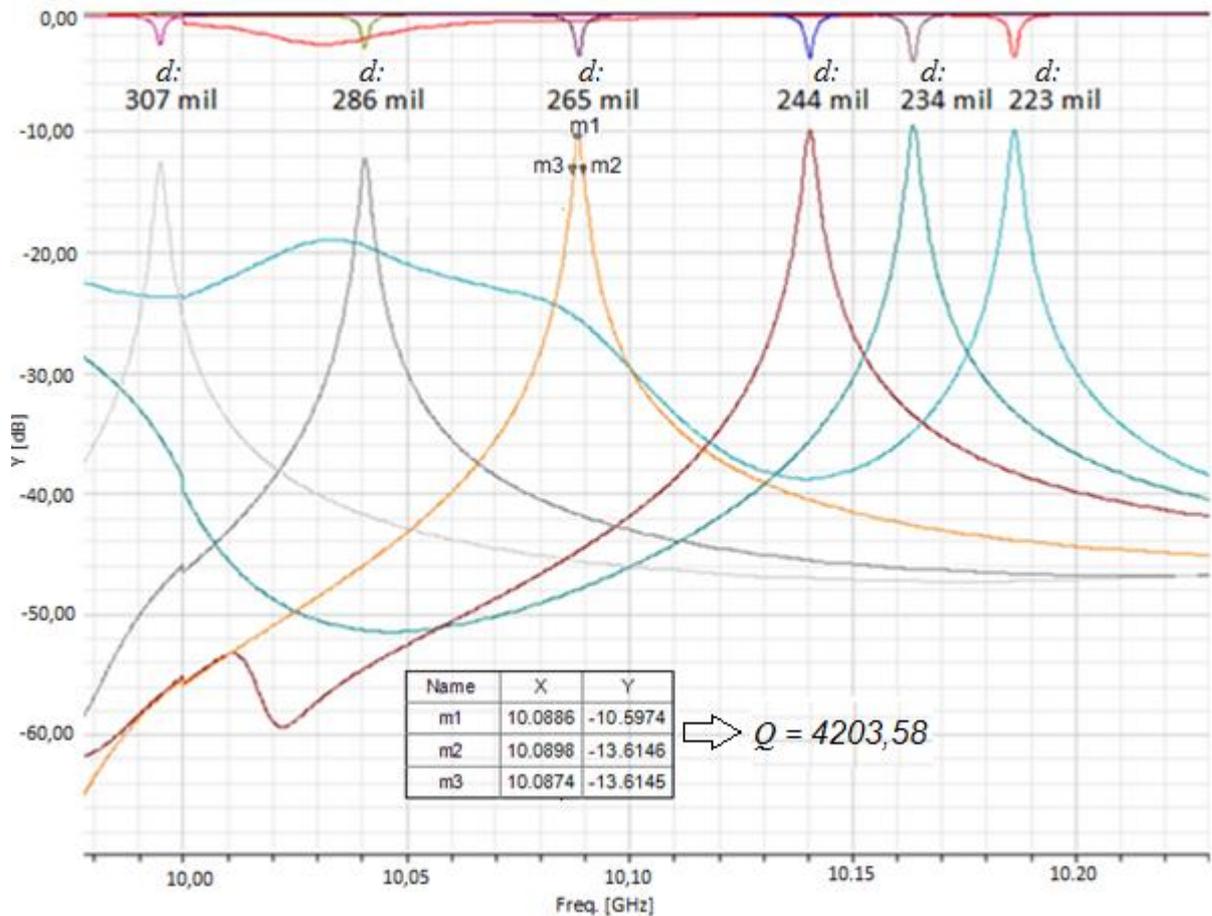
**Figura 48** - Configuração 4x190 mil - 4x220 mil para a periodicidade dos circuitos de entrada e de saída.

Simultaneamente buscou-se analisar qual é a melhor distância de separação entre as EBG (220 mil) da região central visando a formação da cavidade ressonante que resulte uma resposta mais efetiva quanto ao ganho do sinal. A cavidade ressonante em questão é formada pela distância de separação ( $d$ ) entre o centro dos furos do primeiro alinhamento vertical de cada lado da estrutura como visto na Figura 48. O resultado da simulação, mostrado na Figura 49, denota algumas das inúmeras curvas de resposta obtidas nas simulações para essas periodicidades. Nesta figura estão apenas as curvas com abertura de formação de cavidade em torno dos 265 mil, pois foram as que apresentaram os melhores resultados. É indicado também o procedimento para a obtenção do valor do fator de qualidade a partir da relação entre a frequência de ressonância no ponto  $m1$  ( $f_{m1}$ ) e as frequências de decaimento em -3 dB nos pontos  $m2$  e  $m3$  ( $f_{m2}$  e  $f_{m3}$ ).



**Figura 49** - Curvas de resposta para a configuração 4x190 mil – 4x220 mil com abertura de cavidades distintas.

Observa-se que as curvas de resposta possuem significativa melhoria no traçado. No entanto, o acoplamento em torno da frequência de operação em questão ainda é baixo e o  $S_{21}$  fica abaixo dos -10 dB. Outro ponto importante a se notar é que as curvas mantiveram praticamente o mesmo traçado para as diferentes sintonias da cavidade ressonante. No entanto com a inspeção dessas curvas dentro de uma faixa de frequência que compreende uma janela maior do espectro foi possível notar dois fatos importantes. Nota-se pela Figura 50 que quanto mais estreita for a cavidade ressonante, a curva apresenta maior tendência de gerar um traçado não uniforme em torno das frequências próximas à frequência de ressonância. Isso sugere que pode ocorrer um acoplamento de sinal em outras frequências mesmo com perda acentuada, mas que torna o sistema não seletivo em frequência. Este fato pode ser observado pela curva associada à cavidade  $d: 223 \text{ mil}$  no ponto de frequência em torno de 10,03 GHz em que a perda esta na ordem dos -19 dB mas denota uma característica de acoplamento. Por outro lado, quanto mais larga for a cavidade, a perda do sinal fica mais evidente deixando a perda de inserção significativa com o pico da curva abaixo dos -12dB, como é notado pela curva associada à cavidade  $d: 307 \text{ mil}$ .



**Figura 50** - Curvas de resposta em uma janela maior do espectro para a configuração 4x190 mil – 4x220 mil com as respectivas aberturas de cavidades.

Esses aspectos se devem ao fato que para cavidades muito estreitas há uma tendência à superposição entre os sinais da banda passante devido ao efeito da periodicidade permissível em 190 mil sobrepôr ao sinal ressonante na cavidade gerando um acoplamento mesmo em frequências diferentes da frequência central de ressonância do sistema. Em contrapartida se a cavidade for muito larga a perda do sinal é inevitável, pois a tendência é de se perder a ressonância para a frequência do sinal passante nas regiões formadoras das EBG em questão.

Vê-se que dentre essas curvas do sinal transmitido existe uma que possui um traçado bem definido e com seu pico apresentando a menor perda, além de ter um acoplamento com boas características de seletividade em frequência para uma faixa maior do espectro analisado. Essa curva, representada na Figura 50, está situada em um ponto intermediário entre as curvas de cavidade muito estreita e as curvas de cavidade muito larga assumindo uma abertura  $d = 265$  mil. O ganho

associado a essa curva está marcado na figura com o pico no valor de -10,5975 dB em que se percebe um fator de qualidade expressivo. Como já mencionado em capítulo introdutório, o fator de qualidade  $Q$  é definido pela relação entre o valor da frequência central de ressonância  $f_r$  e a largura de banda do sinal passante  $BW$ . Para essa curva em questão os valores observados foram:

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (5.1)$$

$$Q = \frac{10,0886}{10,0898 - 10,0874} \quad (5.2)$$

$$Q = 4203,58 \quad (5.3)$$

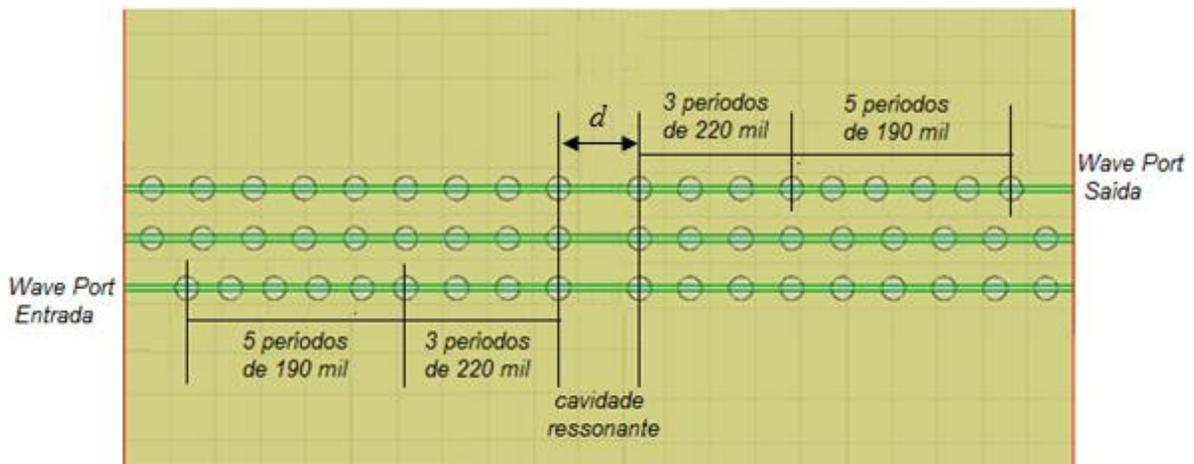
O valor para o fator de qualidade associado às curvas analisadas mostra uma boa resposta da cavidade ressonante configurada através de barreiras formadas por regiões periódicas que apresentam EBG. Como o parâmetro  $S_{21}$  ficou em apenas -10,60 dB, procurou-se uma tentativa de melhoria desse parâmetro através do redimensionamento da periodicidade das EBGs envolvidas.

Com a análise qualitativa dos dados desta topologia frente ao estudo dos parâmetros dimensionais de estruturas periódicas vistas, verificou-se que a relação entre as periodicidades do circuito de entrada e de saída estaria impondo uma perda considerável do sinal recuperado na saída devido ao baixo acoplamento entre as cavidades. A periodicidade de 220 mil, proibitiva à faixa requerida, possui quatro células, dificultando o acoplamento da onda na cavidade ressonante.

Outro aspecto é que a EBG permissível (190 mil) possui poucas células e isto implica em uma banda passante com pouca perda associada, mas com uma largura de banda consideravelmente grande colocando a frequência de corte em um valor mais baixo que do ponto de interesse. Este aspecto pôde ser notado anteriormente pela Figura 46 em que fica evidente o aumento da largura de banda tanto quanto menor for o número de períodos da EBG. Se a frequência de corte para a banda permissível estiver em um ponto aquém do ponto da frequência de interesse, a própria região de EBG que deveria impor a permissão da frequência de

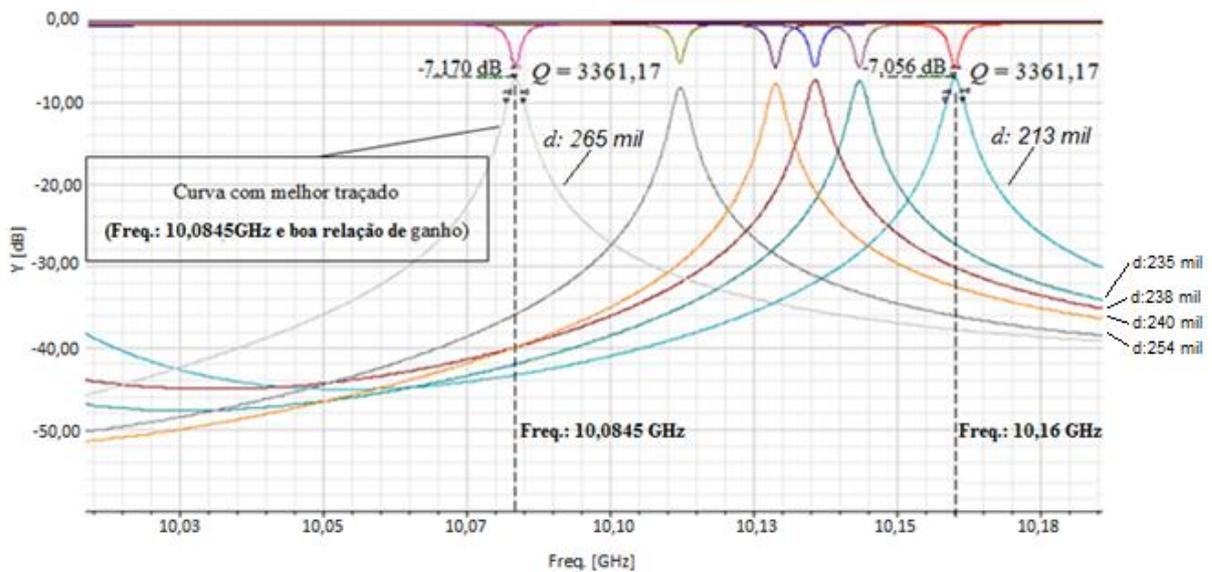
operação impedirá que o sinal alcance a cavidade na região central da heteroestrutura.

Na tentativa de diminuir o nível de perda do sinal recuperado na saída do filtro, o circuito foi analisado considerando-se alterações no número de células das regiões periódicas. Buscou-se diminuir a quantidade de células da região com periodicidade de 220 mil para três células e, simultaneamente, aumentou-se o número de células da região com periodicidade de 190 mil para cinco. A Figura 51 ilustra esta configuração.



**Figura 51** - Configuração 5x190 mil - 3x220 mil para a periodicidade dos circuitos de entrada e de saída.

Como não foi alterado o dimensionamento das regiões periódicas no restante da estrutura, espera-se que os pontos de frequência de ressonância permaneçam os mesmos para as respectivas larguras de cavidades formadas na análise anterior. O que se deseja é uma diminuição da perda do sinal ressonante já que a configuração agora estabelecida implica em aumentar a região com periodicidade de 190 mil e diminuir a região com periodicidade de 220 mil. A Figura 52 ilustra as curvas de resposta obtidas para o sinal transmitido e refletido nessa topologia construtiva.

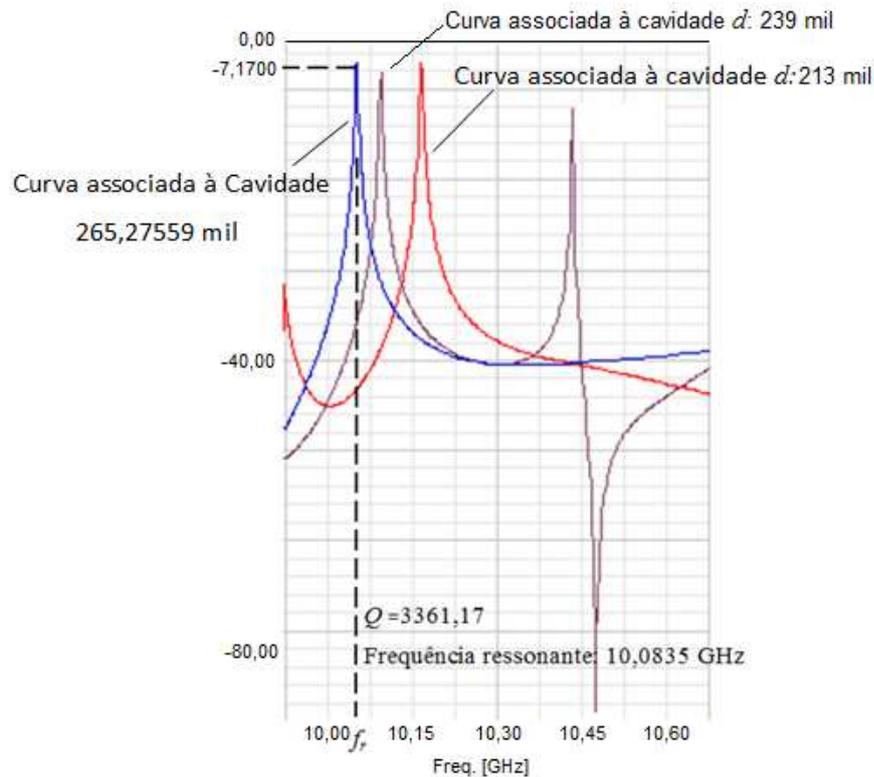


**Figura 52** -Curvas de resposta para a configuração 5x190 mil – 3x220 mil.

Analisando as curvas de respostas dos parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{21}$ , nota-se que houve significativa melhoria no ganho do sinal transmitido. Como o interesse é uma configuração com menor perda possível de sinal sem prejudicar a resposta em frequência do filtro, foram inspecionadas as curvas provenientes das cavidades com as menores aberturas possíveis. Tomando-se a curva mais à direita no gráfico em que a cavidade é significativamente estreita ( $d$ : 213 mil), foi observada uma perda com melhoria da magnitude em relação à estrutura representada na Figura 48.

No entanto nota-se que a frequência de ressonância está na ordem dos 10,16 GHz, ou seja, acima da frequência de operação requerida. As demais curvas indo da direita para a esquerda são respectivamente provenientes de cavidades com aberturas discretamente crescentes. Tais curvas associadas às aberturas de cavidade distintas foram analisadas a fim de se observar o comportamento do valor da frequência de ressonância. Como o interesse é atingir uma abertura de cavidade que promova a ressonância em torno dos 10,8 GHz, foi constatado que a curva à esquerda no gráfico ( $d$ : 265 mil) apresentou a melhor resposta. Essa curva possui um pico de perda em -7,170 dB na frequência de 10,0845 GHz que está próximo do valor da frequência de ressonância associada à melhor curva simulada na estrutura vista pela Figura 48. Isso estabelece que realmente a frequência de ressonância não foi alterada pela imposição da nova periodicidade dimensional da estrutura vista na Figura 51 frente à periodicidade anterior vista na estrutura da Figura 48.

A partir disso foi realizada uma série de análises com aberturas de cavidade em torno de 265 mil no intuito de tentar refinar o valor da frequência de ressonância. A abertura que apresentou a melhor resposta foi fixada no valor de 265,27559 mil que resultou em uma frequência ressonante de 10,0835 GHz. A Figura 53 exhibe algumas dessas curvas em uma janela maior do espectro de frequências.



**Figura 53** - Curvas de resposta para a configuração 5x190 mil – 3x220 mil em uma janela maior do espectro.

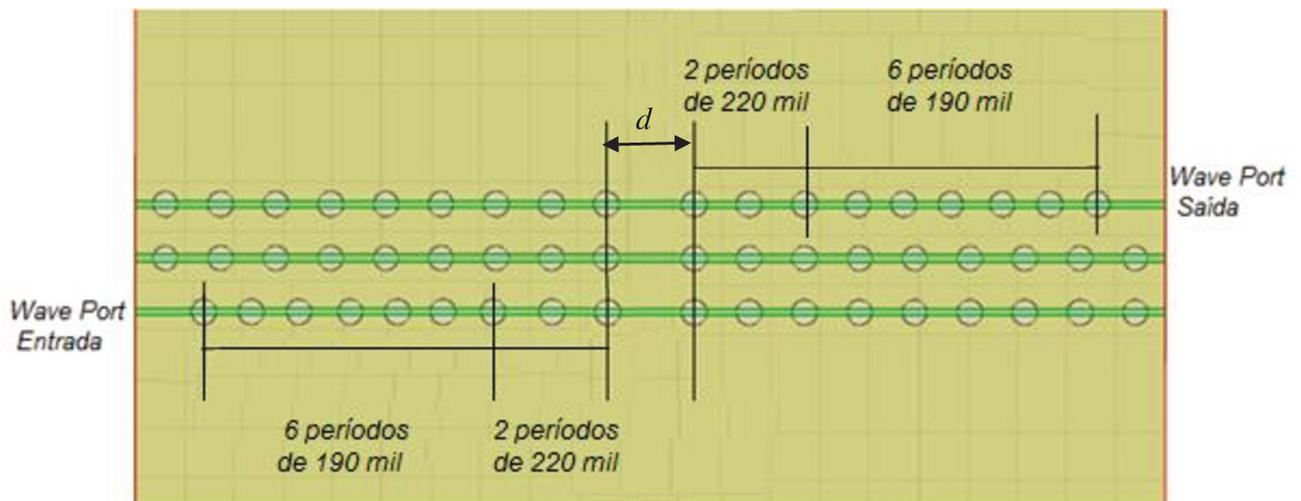
Essa curva com traçado mais homogêneo que resulta da cavidade com abertura estimada em 265,27559 mil apresenta um valor para o fator de qualidade  $Q$  menor que o obtido para a estrutura anterior (Configuração 4x190 mil - 4x220 mil), porém está em uma magnitude significativamente considerável. A vantagem é que a perda de inserção aqui é menor (-7,1700 dB). Isso atribui um fator de qualidade menor que no caso interior, em que a perda está na ordem de -10,6 dB. Esse fato ocorre, pois, com a redução da perda de inserção, há uma influência maior do fator de qualidade externo.

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (5.4)$$

$$Q = \frac{10,0835}{10,0850 - 10,0820} \quad (5.5)$$

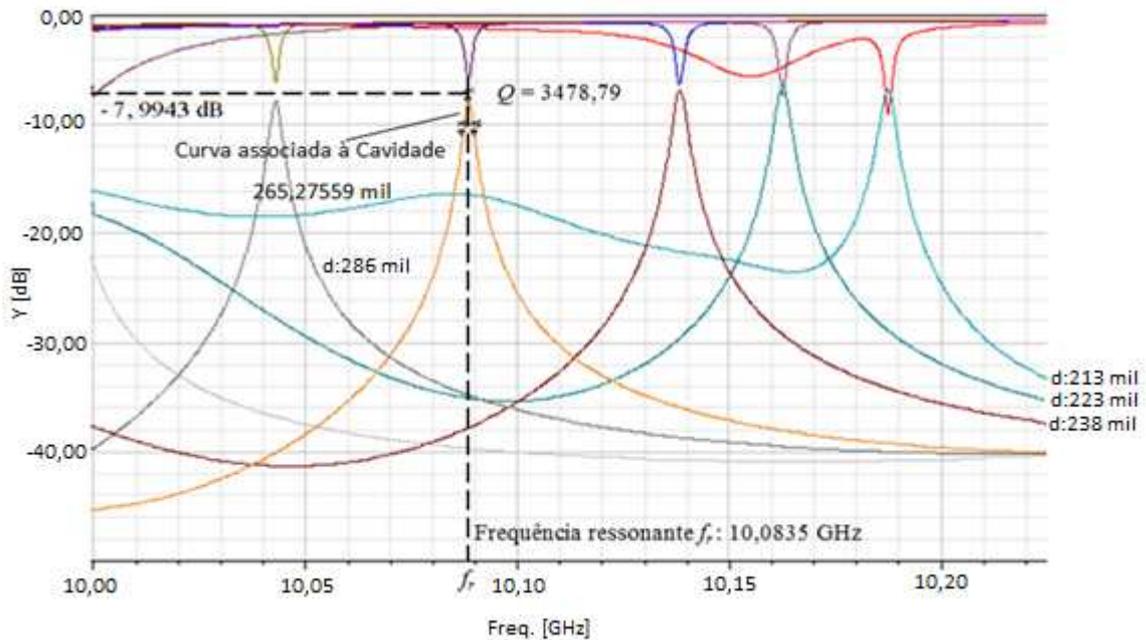
$$Q = 3361,17 \quad (5.6)$$

A fim de analisar se há a possibilidade de melhorar o ganho do sinal quando se extrapola a periodicidade das regiões na entrada e saída, considerou-se a periodicidade de 190 mil com seis células e a região com periodicidade de 220 mil com duas células. A Figura 54 refere-se a essa nova configuração.



**Figura 54** - Configuração 6x190 mil - 2x220 mil para a periodicidade dos circuitos de entrada e de saída.

A Figura 55 apresenta as curvas obtidas com tal configuração. A curva proveniente da cavidade com abertura  $d$ : 265,27559 mil que resulta o sinal em frequência ressonante de interesse (10,0835 GHz) apresenta uma perda na ordem dos -7,9943 dB sendo uma perda maior que a perda da estrutura analisada anteriormente.



**Figura 55** - Curvas de resposta para a configuração 6x190 mil – 2x220 mil.

O fator de qualidade obtido através de tal curva demonstrou praticamente o mesmo valor da simulação feita para a configuração anterior.

$$Q = \frac{f_r}{BW} \quad (5.7)$$

$$Q = \frac{10,0885}{10,0900 - 10,0871} \quad (5.8)$$

$$Q = 3478,79 \quad (5.9)$$

Tais resultados mostram que o aumento do número de células para EBG com periodicidade 190 mil simultaneamente à diminuição do número de células para EBG com periodicidade de 220 mil, não exprimem uma melhoria no valor do ganho de sinal. Pelo contrário, a curva de maior interesse, em que o traçado resulta da cavidade com melhor resposta, apresentou uma perda em comparação à mesma curva obtida com a configuração anterior.

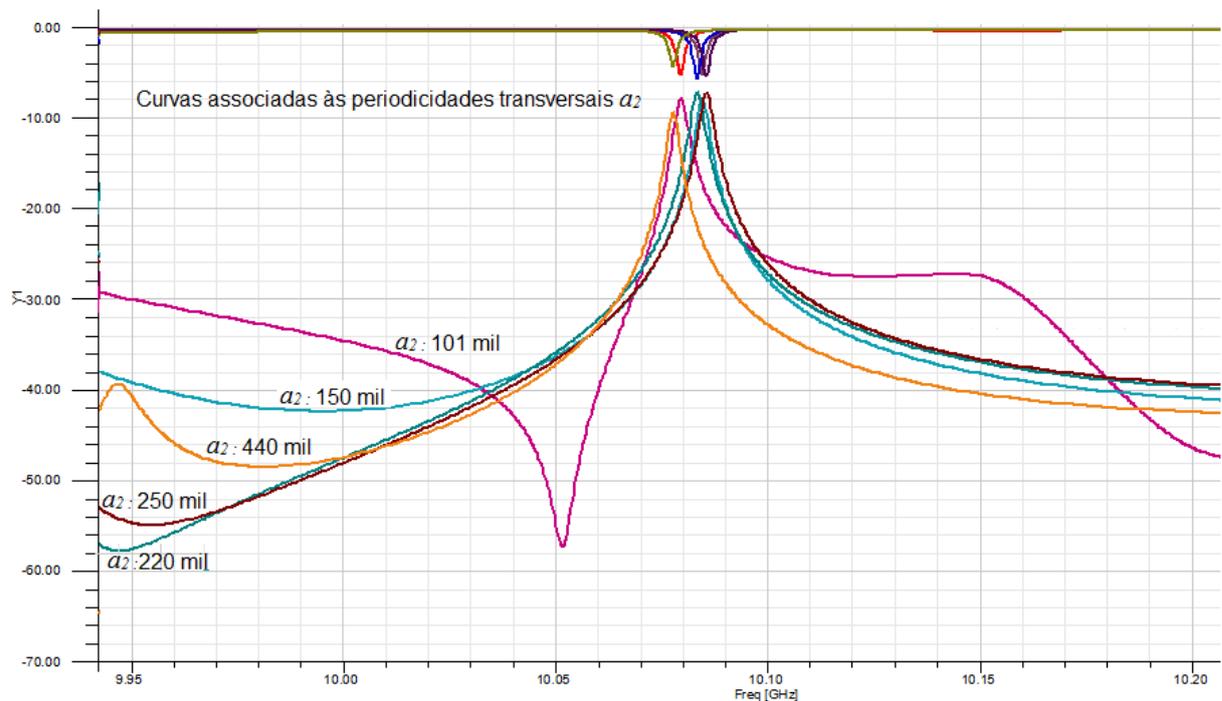
Com todos esses dados e resultados obtidos por meio das simulações associadas aos diferentes modos de dimensionamento construtivo das estruturas,

ficou claro que a melhor relação de períodos para as EBGs do circuito de entrada e de saída é a que possui cinco períodos de 190 mil e três períodos de 220 mil.

## 5.6. O Dimensionamento para a Periodicidade Transversal

Tomando-se por base o dimensionamento em que se obteve a melhor resposta para a periodicidade longitudinal associada às microfitas de entrada e de saída, foi investigado também o dimensionamento da periodicidade transversal. O propósito é analisar a influência do distanciamento de períodos verticais na composição do sinal resultante. Com isso, foi adotada a heteroestrutura que apresentou a melhor resposta até aqui (5x190 mil-3x220 mil) ilustrada na Figura 51.

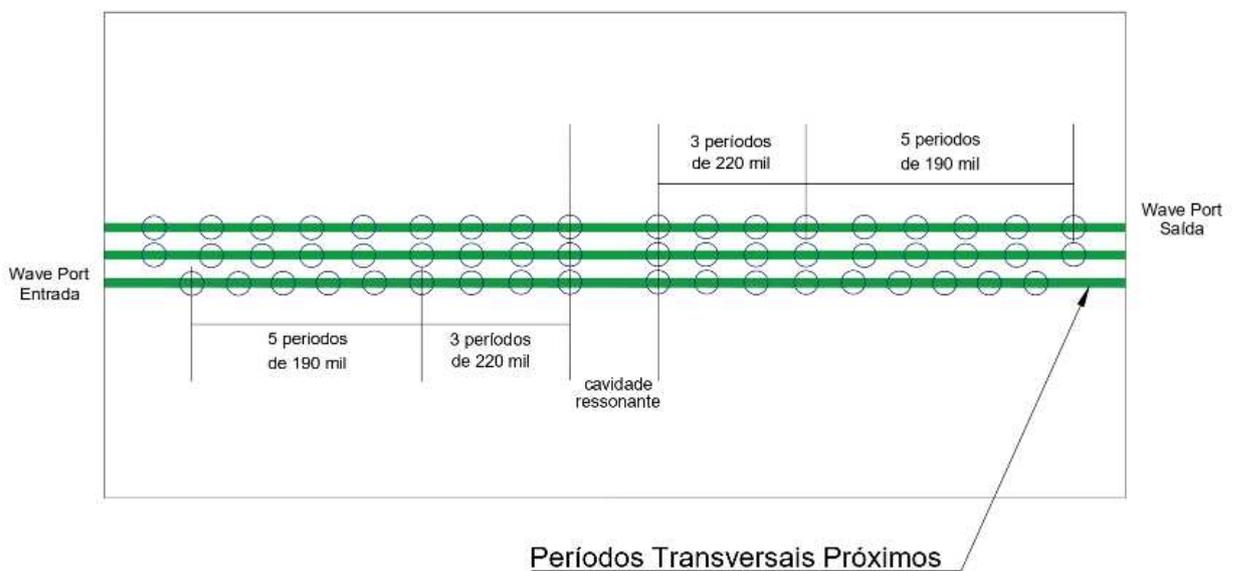
Com tal estrutura, foram feitas análises alterando apenas o parâmetro de distanciamento dos períodos transversais  $a_2$ . As curvas de resposta para os sinais transmitidos associados a cada alteração de  $a_2$  estão apresentadas na Figura 56.



**Figura 56** - Curvas de resposta para a alteração do distanciamento da periodicidade transversal  $a_2$ .

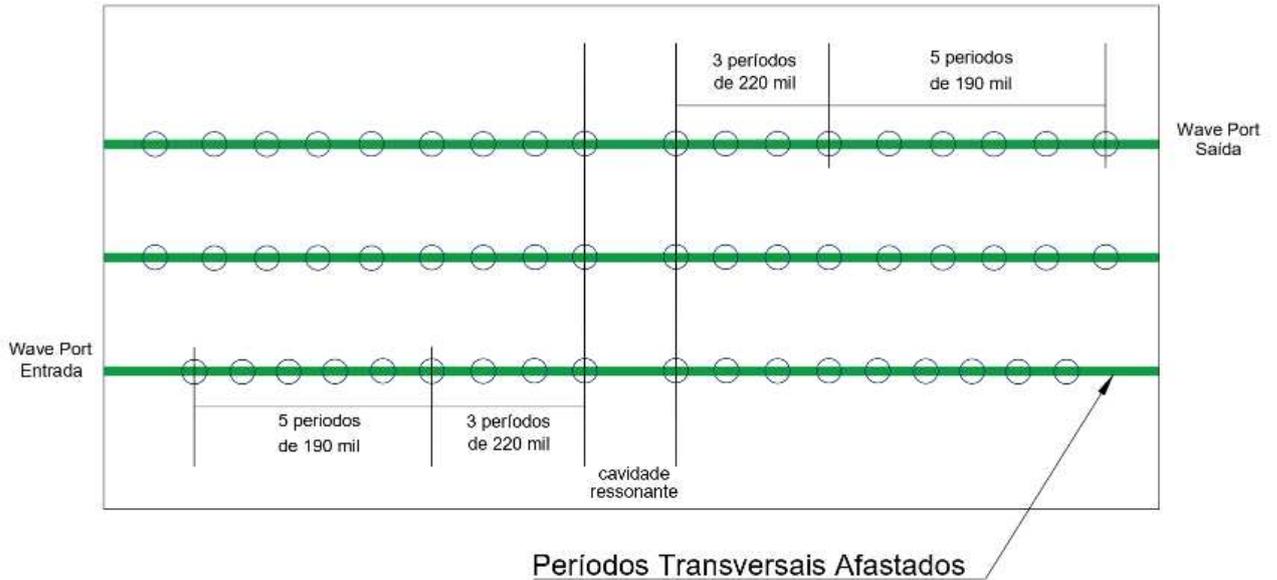
Em análise qualitativa das curvas obtidas, percebe-se que ao alterar a periodicidade transversal as curvas tendem a deslocar sutilmente seu ponto de frequência de ressonância. Foi observado que, ao diminuir a periodicidade tendendo ao limite de aproximação dos furos corroídos (101 mil), a curva tende a ter uma

resposta distorcida e de modo contrário se aumentar demasiadamente esse distanciamento (acima dos 440 mil) a perda de sinal é inevitável. Fazendo-se uma inspeção do comportamento das curvas, puderam ser compreendidas tais características qualitativas para o traçado das mesmas. Observa-se que se o distanciamento de períodos transversais tende ao limite de aproximação dos furos, as microfita dos circuitos de entrada e de saída são influenciadas pela microfita intermediária provocando perturbações nos campos eletromagnéticos. A Figura 57 ilustra essa geometria.



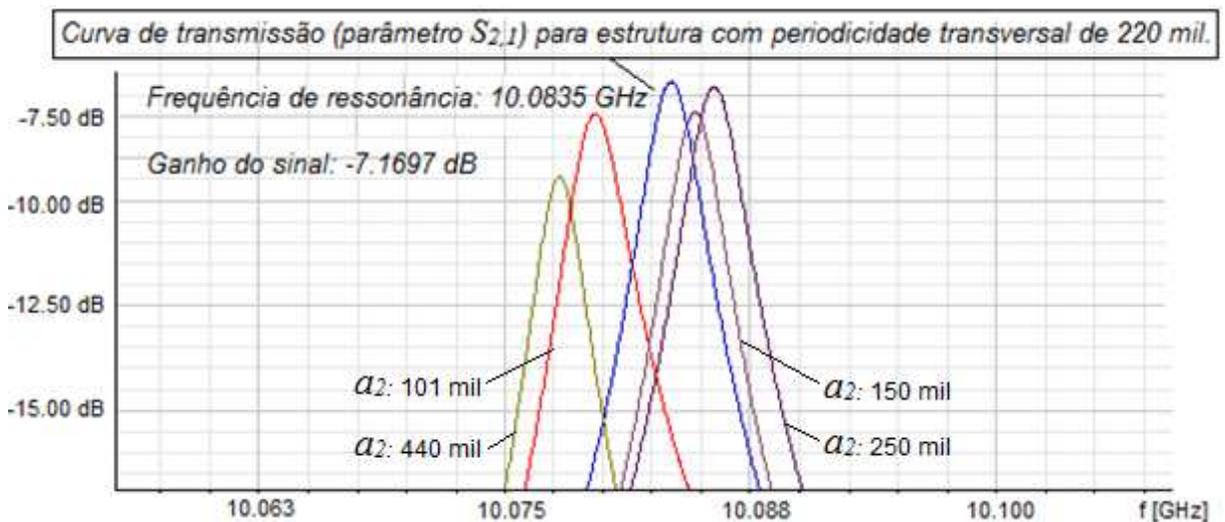
**Figura 57** - Distanciamento demasiadamente pequeno para a periodicidade transversal  $a_2$ .

Em contrapartida se o distanciamento de períodos transversais é extrapolado, o acoplamento de sinal entre as linhas da cavidade ressonante fica prejudicado. Este aspecto resulta em inevitável perda de sinal tanto quanto mais afastados forem os períodos transversais. A Figura 58 ilustra uma estrutura com períodos transversais muito afastados.



**Figura 58** - Distanciamento demasiadamente grande para a periodicidade transversal  $a_2$ .

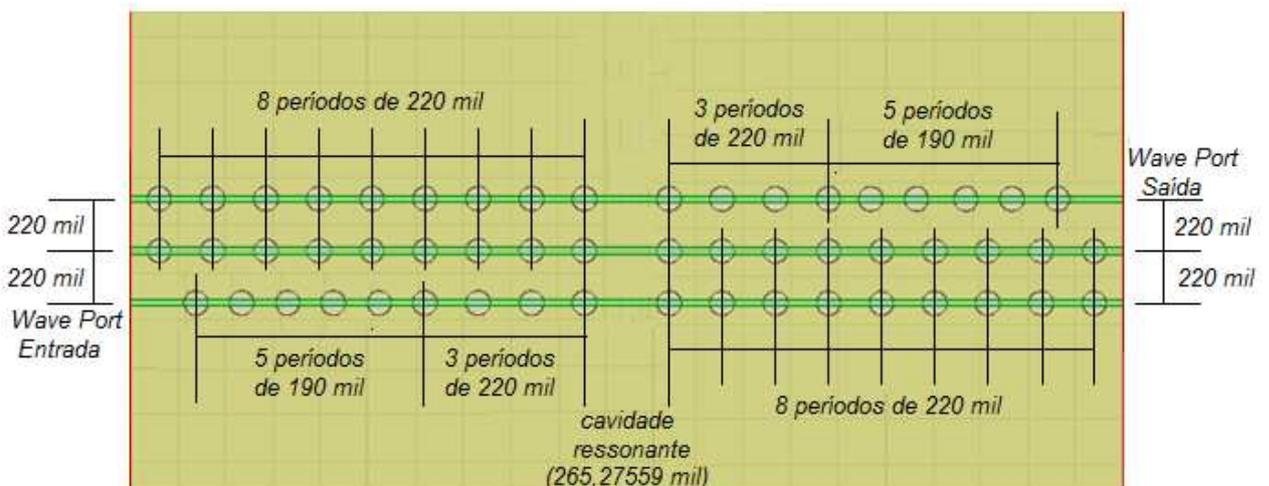
Com uma análise mais apurada em que se observa a região dos picos das curvas em um traçado ampliado é possível verificar qual curva possui a menor perda entre as demais. Com essa inspeção fica notório que a curva cujo distanciamento transversal entre os períodos assume o valor de 220 mil possui a menor perda. A Figura 59 ilustra os picos das curvas de transmissão em traçado ampliado com destaque para a curva proveniente da periodicidade transversal de 220 mil.



**Figura 59** - Picos das curvas dos parâmetros de transmissão  $S_{2,1}$ .

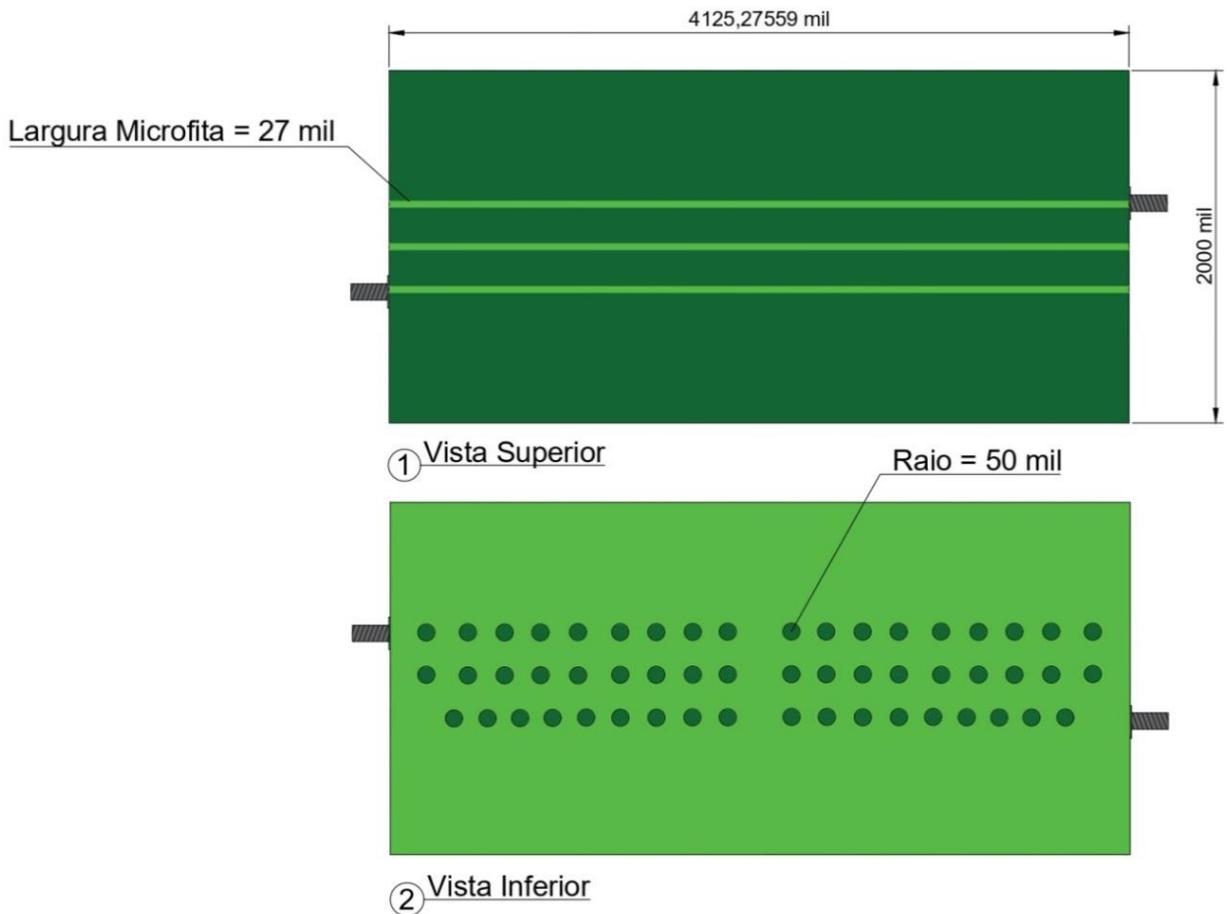
### 5.7. O Filtro De Micro-Ondas Utilizando Heteroestrutura Eletromagnética De Banda Proibida

Tendo em vista todos esses dados resultantes das simulações e das inúmeras configurações analisadas, foi constatado que a periodicidade transversal deve ser fixada em 220 mil para toda a estrutura. Já as periodicidades longitudinais referentes aos circuitos de transição do sinal na entrada e na saída devem ter regiões EBGs com cinco períodos de 190 mil junto às portas de excitação e três períodos de 220 mil junto à cavidade. As demais regiões formadoras de EBGs associadas à otimização das barreiras da cavidade possuem oito períodos longitudinais de 220 mil. Está ilustrado na Figura 60 os principais dimensionamentos para as regiões EBGs envolvidas e seus respectivos períodos.



**Figura 60** - Configuração para a proposição do filtro.

A fim de possibilitar uma eventual implementação prática como continuidade deste trabalho, seguem alguns desenhos esquemáticos ilustrando os principais dimensionamentos utilizados na proposição do filtro pesquisado para servir como referência de projeto para a construção do mesmo. A Figura 61 exhibe as vistas em planta da placa de circuito impresso.



**Figura 61** - Vista superior e vista inferior do filtro

A vista superior ilustra as linhas de cobre formalizadas em microfita e sobrepostas na placa de substrato com suas dimensões totais. A parte de baixo ilustrada pela vista Inferior demonstra o montante de círculos corroídos no plano de terra sendo todos com mesma dimensão (raio = 50 mil). A menos dos círculos corroídos, todo o restante é formado por cobre de mesma espessura das microfitas.

A fim de se ter melhor visualização das dimensões envolvidas, a Figura 62 demonstra a vista em transparência, bem como as medidas aplicadas para as portas de excitação na representação da Elevação 1. A Elevação 2 ressalta as espessuras das linhas de cobre, espessura do plano de terra e espessura do substrato.

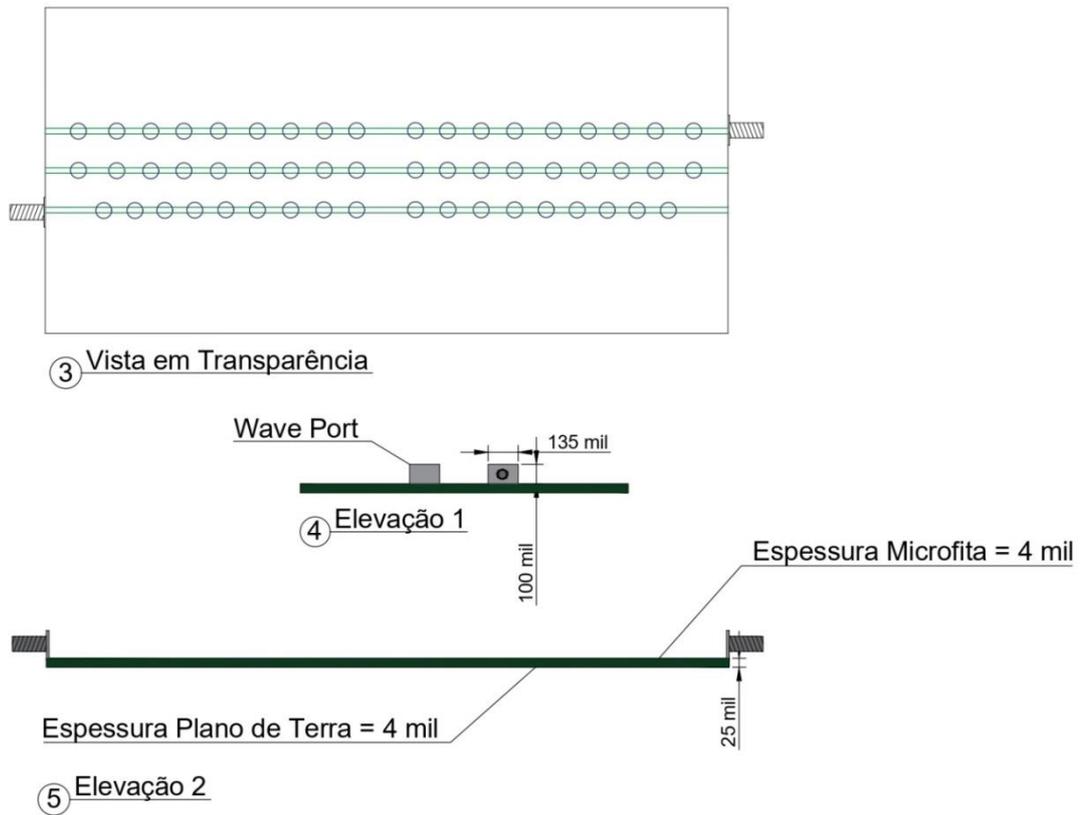


Figura 62 - Vista em transparência e elevações.

A Figura 63 dá uma visão geral do filtro em perspectiva indicando o valor da impedância característica das microfita bem como o tipo de substrato utilizado.

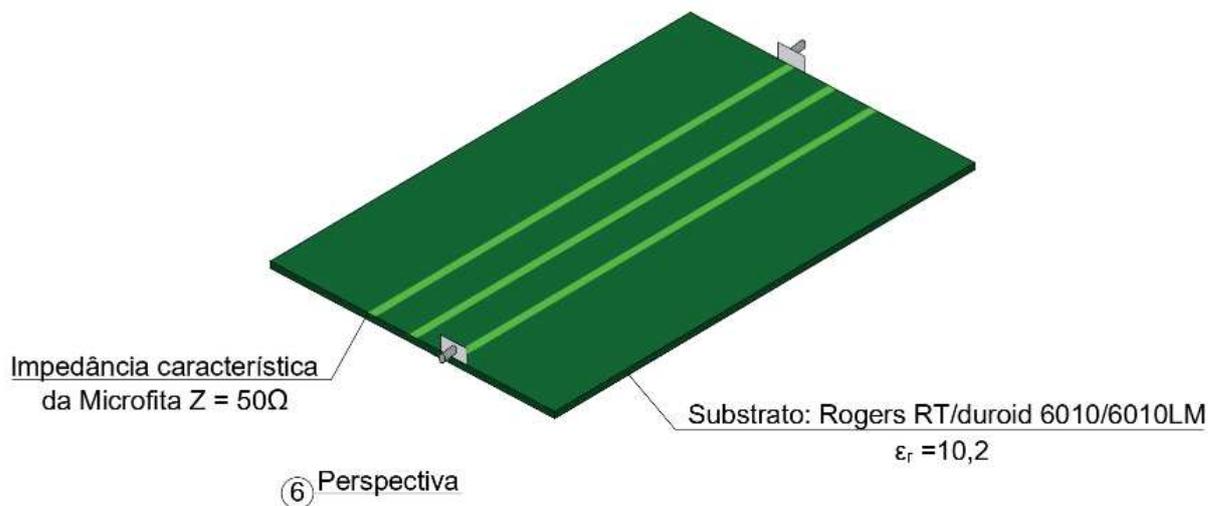


Figura 63 - Perspectiva ortogonal do filtro.

## 6. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

### 6.1. Conclusões

Este trabalho apresentou diversas modelagens e configurações construtivas de estruturas formadoras de bandas eletromagnéticas proibidas com o intuito de gerar a proposição de um filtro original. Por meio das simulações e análises dos resultados chegou-se ao objetivo da pesquisa “PROPOSIÇÃO DE UM FILTRO DE MICRO-ONDAS UTILIZANDO HETEROESTRUTURA ELETROMAGNÉTICA DE BANDA PROIBIDA”. Concluiu-se que a melhor topologia para esta proposição é a que possui o dimensionamento ilustrado na Figura 60.

Conclui-se conjuntamente que as três cavidades ressonantes formadas entre as regiões de EBGs centrais devem ter a abertura em questão, pois a frequência de ressonância nesse dimensionamento apresentou a melhor resposta em termos de perda de inserção do sinal ( $f_r = 10,0835$  GHz. Perda = -7,1700 dB). Observou-se que variações discretas para mais ou para menos na abertura da cavidade não implicaram somente na mudança do valor da frequência de ressonância, mas geraram perdas e distorções significativas nas curvas de resposta devido à influência das EBGs conjuntas.

A proposição do filtro na pesquisa visava um filtro que pudesse gerar um alto valor para o fator de qualidade. De forma surpreendente essa topologia atribuiu um expressivo valor para o fator de qualidade tendo o mesmo atingido o significativo resultado:

$$Q = 3361,17$$

Tal magnitude foi alcançada devido à implementação da heteroestrutura associada à EBG formando uma cavidade ressonante que promoveu um confinamento distribuído para o sinal. Esse confinamento atribuiu aos campos envolvidos um traçado baseado no formalismo de envelope gaussiano, o que minimizou perdas por radiação de componentes associados ao sinal. O estudo baseado na literatura referente ao domínio óptico, com resultados surpreendentes

associados à heteroestruturas fotônicas, foram cruciais para a idealização da heteroestrutura no espectro das micro-ondas. A identificação de uma ampla gama de possibilidades de construção de estruturas com características de filtro rejeita faixa permitiram investigar as influências associadas aos vários parâmetros construtivos para a proposição almejada. Esse aspecto enriqueceu o conhecimento sobre a conceituação teórica de bandas eletromagnéticas proibidas especificamente na topologia de alteração geométrica no plano de terra (EBG-GP). Com as análises computacionais executadas foi possível observar o desempenho de cada configuração e com isso tirar conclusões importantes sobre cada etapa do processo. Exaustivas e de tratamento computacional lento algumas simulações geraram resultados após 24 horas de processamento e mesmo assim ajudaram a viabilizar a proposição alcançada.

Como descrito no início dos trabalhos, a base teórica desta pesquisa não possui uma descrição matemática ou formalismo analítico definido. Isso se deve aos inúmeros parâmetros envolvidos e associados conjuntamente como a descrição da permissividade elétrica efetiva do meio que aqui não tem uma formulação definida. Diferentemente da formulação analítica atribuída em microfitas convencionais sem regiões de EBG. Somado a isso a própria associação de regiões de EBGs distintas na formação da heteroestrutura gera resultados inusitados e sem descritivo matemático na literatura.

A conclusão disso é que o papel desempenhado por análises computacionais é não só relevante, mas extremamente necessário em um eventual projeto desse tipo.

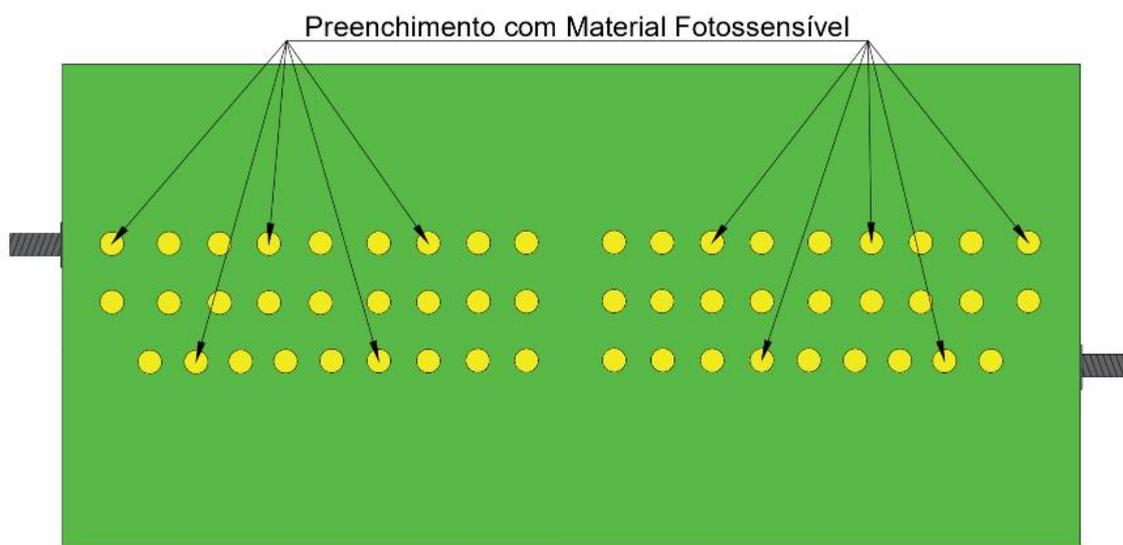
## **6.2. Sugestões para Trabalhos Futuros**

Com base no objetivo alcançado com a pesquisa, ou seja, a proposição do filtro em questão, a sugestão principal para a sequência deste trabalho é a efetiva construção física do sistema. A implementação prática do filtro pode trazer novos desafios e agregar conhecimento ao se observar o desempenho do mesmo frente à real utilização desta heteroestrutura. Possíveis alterações na topologia do filtro proposto podem ainda ser analisadas a fim de verificar se há a possibilidade de melhoria dos resultados associados ao fator de qualidade. Essas alterações incluem

a possibilidade de se inserir células formadoras de EBG no interior da cavidade ressonante. Esse procedimento, que deve ser pesquisado e minuciosamente analisado, visa melhorar a supressão de perdas e regiões de vazamento associados à radiação do campo elétrico no interior da cavidade.

Ainda com base na proposição alcançada para o filtro e aliado a características gerais estudadas para a obtenção de bandas eletromagnéticas proibidas, uma sugestão adicional foi pensada para tornar mais motivadora uma eventual pesquisa futura. Em inspeção teórica da técnica de implementação de EBG que adota a perfuração de substrato pensou-se em um estudo promissor e motivador para sequenciar a linha de pesquisa em heteroestruturas. Trata-se da investigação da possibilidade de se utilizar outros materiais dielétricos nos furos corroídos.

Essa sugestão de pesquisa possibilita a análise de implementação de um filtro com inserção de materiais fotossensíveis nos furos, o que criaria uma heteroestrutura com características de alteração dinâmica da geometria periódica das EBGs. Isso implicaria em um filtro de micro-ondas com elevado fator de qualidade e que promova uma sintonização óptica para a frequência de ressonância baseada na incidência de luz em certos comprimentos de onda. A Figura 64 dá uma ideia generalizada sobre essa sugestão.



**Figura 64** - Filtro de micro-ondas configurado em heteroestrutura EBG fotossensível.

Essa proposta de estudo e trabalho é apenas especulativa, porém motivadora, visto que com os diversos resultados obtidos nas simulações executadas ao longo de toda a pesquisa ficou demonstrado a versatilidade e o grande potencial em possibilidades de implementação de filtros no espectro de micro-ondas.

O interesse e motivação em continuar os estudos nesta linha de pesquisa são embasados pela grande importância que a tecnologia de micro-ondas exerce no mundo atual e devido às relevantes possibilidades ainda desconhecidas nesse campo fundamental e envolvente.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] RIBEIRO, J.A.J. **Engenharia de micro-ondas: fundamentos e aplicações**. 1ª ed. São Paulo: Érica, 2008.
- [2] LEVY, R. and COHN, S. B., **A history of microwave filter research, design and development**. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 1055–1067, 1984.
- [3] D.M. POZAR. **Microwave engineering**. 3<sup>rd</sup>. edition, New York, USA: J. Wiley and Sons, Inc, 2005.
- [4] PAUL, C.R. **Eletromagnetismo para engenheiros**. 1ª ed. Rio de Janeiro: LTC, 2006.
- [5] I.C. HUNTER, **Theory and of Microwave Filters**. London, U.K.: IEEE Press, 2000.
- [6] R. LEVY. **Design considerations for lumped-element filters**. *Microwave*, vol 31 pp183-192. 1988.
- [7] MAAGT, P.; GONZALO, R.; VARDAXOGLU, Y. AND BARACCO, J. **Electromagnetic bandgap antennas and components for microwave and (Sub) millimeter wave applications, Antennas and Propagation**. *IEEE Transactions on*, vol. 51, 2003.
- [8] GETSINGER, W. **Measurement and Modeling of the Apparent Characteristic Impedance of Microstrip**. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 83,1983.
- [9] MATTHAEI, G. YOUNG, L. and JONES, E.M.T. **Band-pass filters. A general summary of band-pass filters and a versatile design technique for filters with narrow or moderate bandwidths, in microwave filters,**

- impedance-matching networks, and coupling structures*. Norwood, MA, USA: Artech House. 1985.
- [10] COLLIN, R.E., ***Foundations for Microwave Engineering, 2nd Edition***. McGraw-Hill International Editions, 1992.
- [11] PLOURDE, J.K. CHUNG-LI, R. ***Application of Dielectric Resonators in Microwave Components***. *Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 8, pp. 754-770, 1981.
- [12] SARTORI, J.C. **Linhas de transmissão e carta de Smith: projeto assistido por computador**. 2<sup>a</sup> ed. São Carlos: EESC/USP. 2004.
- [13] ROBERTISON, S.V; KATEHI, L.P.B and REBEIZ, G.M. ***Micromachined W-Band Filters***. *IEEE Trans on microwave theory and techiques*. Vol 44 no 4. 1996.
- [14] HILL, M.J; PAPAPOLYMEROU, J and ZIOLKOWISKI, R.W. ***High-Q micromachined resonant cavities in a K-band diplexer configuration***. *IEEE Proc-microw. Antennas*. Vol. 148. no 5, pp 307-312. 2001.
- [15] GRINE, F; DJERAFI, T; WU, K; BENHABILES, M.T; RIABI, M.L. ***High-Q Substrate Integrated Waveguide Resonator Filter With Dielectric Loading***. *IEEE Access*. Vol 5 pp 12526 – 12532. Jul. 2017.
- [16] BOZZI, M; PERREGRINI, L; WU, K. ***Modeling of conductor, dielectric, and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method.*** *IEEE Trans. Microw. TheoryTechn.*, vol. 56, no. 12, pp. 3153-3161, Dec. 2008.
- [17] CASSIVI, Y; PERREGRINI, L; WU, K; CONCIAURO, G. ***Low-cost and high-Q millimeter-wave resonator using substrate integrated waveguide technique***. *Proc. Eur. Microw. Conf.*, vol. 2. Milan, Italy, pp. 1-4. Sep. 2002.

- [18] MATBOULY, H.E; BOUBEKEUR, N; DOMINGUE, F. ***A novel chipless identification tag based on a substrate integrated cavity resonator.*** *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 23, no. 1, pp. 5254, Jan. 2013.
- [19] KARIM, M.F; ONG, L.C. ***Narrow Band Fabry-Perot Based EBG Bandpass Filter.*** *IEEE International Conference on Communication Systems.* pp. 32-35. Nov. 2010.
- [20] NESIC, D. and NESIC, A. ***Bandstop Microstrip PBG Filter With Sinusoidal Variation of the Characteristic Impedance and without Etching in the Grond Plane.*** *Trans Microwave Theory*, vol40, 1992.
- [21] SCHNEIDER, M.V. ***Microstrip lines for microwave integrated circuits.*** *BSTJ*, Vol.48, 1969.
- [22] YANG,F; RAHMAT-SAMLI, T. ***Eletromagnetic Bandgap Structures in Antena Engineering.*** Cambridge University Press, Cambridge, 2009.
- [23] L. YOUNG. ***Microwave Filters – 1965.*** *Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 5, pp. 489-508, 1965.
- [24] HORII, Y and TSUTSUMI, M. ***Harmonic control by photonic bandgap on microstrip patch antenna, Microwave and Guided Wave Letters.*** *IEEE [see also IEEE Mi- crowave and Wireless Components Letters]*, vol. 9, 1999.
- [25] RADISIC, V. et al. ***Broad-Band Power Amplifier Using Dielectric Photonic Bandgap Structure.*** *Microwave and Wave Letters.*,1998.
- [26] CHANG, C; QIAN, Y AND ITOH, T. ***Analysis and Applications of Uiplanar Compact Photonic Bandgap Structures,*** *Progress In Electromagnetics Research*, 2003.

- [27] SIEVENPIPER, D; ZHANG, L; BROAS, R; ALEXOPOLOUS, N; and E. YABLONOVITCH, N. ***High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band.*** *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, 1999.
- [28] LUO, Q; SALGADO, H; MOURA, A. AND PEREIRA, J. ***Dual-Band Antenna Design Using an EBG Artificial Magnetic Conductor Ground Plane.*** *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, Loughborough UK, 2007.
- [29] MATSUSHITA, K. M. F. ***Frequency Characteristics of 1-D periodic structures with tapered microstrip lines.*** *IEEJ Transactions on electrical and electronic engineering*. 2010.
- [30] EINSBERG, R and RESNICK, R. ***Quantum Physics of atoms, molecules, solids and particles.*** *John Wiley & Sons*. 1974.
- [31] LIU, H.; SUN, X and LI, Z. ***A low-pass filter of wide stopband with a novel multilayer fractal photonic Bandgap structure.*** *Active and Passive Elec. Comp.* 2004.
- [32] DEAN, K J. ***Waves and Fields in Optoelectronics. Prentice-Hall Series in Solid State Physical Electronics.*** *Physics Bulletin*. 35. 1984.
- [33] JOANNOPOULOS, R. M. ***Photonic crystal: Molding the flow of light.*** Princeton University Press. 2007.
- [34] LEE. S. Y. ***A new optimization on approach for high performance meander EBG filter designs.*** *Microwave and Optical Technology*. 2006.
- [35] BERA. S.C. ***A novel PBG structure for filter application.*** *Microwave and Optical Technology*. 2006.

- [36] RADISIC, V; QIAN, Y and ITOH, T. **Broadband power amplifier using dielectric photonic bandgap structure**. *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 8, pp. 13–14. 1998.
- [37] NESIC, D. and NESIC, A. **Bandstop Micristrip PBG Filter With Sinusoidal Variation of the Characteristic Impedance and without Etching in the Grand Plane**. *Trans Microwave Theory*, vol. 40, 1992.
- [38] MIAS C.T. **An investigation into the feasibility of designs frequency selective windows employing periodic structures**. *The Nottingham trent University. Technical report*. 2002.
- [39] SONG, B. S; NODAI, S; ASANO, T. and AKAHANE, Y. **Ultra-high-Q photonic double-heterostructure nanocavity**. *Nature Mater.*, vol. 4, pp. 207–210, Mar. 2005.
- [40] TANAKA, Y; ASANO, T; and NODA, S. **Design of Photonic Crystal Nanocavity With Q-Factor of  $10^9$** . *Journal Of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 11, June 1, 2008.
- [41] AKAHANE Y; ASANO, T; SONG, B. S; and NODA S. **High-Q photonic nanocavity in a two-dimensional photonic crystal**. *Nature*, vol. 425, pp. 944-947, Oct. 2003.
- [42] NODA, S; FUJITA, M; and ASANO, T. **Spontaneous-emission control by photonic crystals and nanocavities**. *Nature Photon.*, vol. 1, pp. 449–458, Aug. 2007.
- [43] SRINIVASAN, K; BARCLAY, P. E; PAINTER, O; CHEN, J; CHO, A. Y; and GMACHL, C. **Experimental demonstration of a high quality factor photonic crystal microcavity**. *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, pp. 1915–1917, Sep. 2003.

- [44] TAKAHASHI, Y; HAGINO, H; TANAKA, Y; SONG, B. S; ASANO, T; and NODA, S. ***High-Q nanocavity with a 2-ns photon lifetime***. *Opt. Express*, vol. 15, pp. 17206–17213, Dec. 2007.
- [45] KURAMOCHI, E; NOTOMI, M; MITSUGI, S; SHINYA, A; Tanabe, T; and WATANABE, T. ***Ultra-high-Q photonic crystal nanocavities realized by the local width modulation of a line defect***. *Appl. Phys. Lett.*, vol. 88, Jan. 2006.
- [46] SONG, B. S; NODA, S. and ASANO, T. ***Photonic devices based on in-plane hetero photonic crystals***. *Science* 300, 1537 2003.
- [47] RADISIC, V; QIAN, Y; COCCIOLI, R; and ITOH, T. ***Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines***. *IEEE microwave and guided wave letters*, vol. 8, no. 2, february 1998.
- [48] GONG, X; MARGOMENOS, A; LIU, B; HAJELA, S; KATANI, L.P.B. and CHAPPELL, W.J. ***Precision fabrication techniques and analysis on High-Q evanescent-mode resonators and filters of different Geometries***. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. Vol. 52, no 11 november 2004.
- [49] GAUTIER, W; SCHOENLINNER, B; ZIEGLER, V; PRECHTEL, U and MENZEL, W. ***High-Q micro-machined cavity resonator filter in low-cost silicon technology***. *Proceedings of the 38<sup>th</sup> European microwave conference*. Amsterdam. October 2008.
- [50] BORJA, A.L; BELENGUER, A; ESTEBAN, H; and BORJA, V.E. ***Design and performance of a High-Q narrow bandwidth bandpass filter in empty substrate integrated coaxial line at K<sub>u</sub>-band***. *IEEE microwave and wireless components letters*. Vol. 27. No 11 November 2017.

- [51] LAKIN, K.M; KLINE, G.R. and McCARRON, K.T. ***High-Q microwave acoustic resonators and filters***. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. Vol 41. no. 12 December 1993.