UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

FACULDADE DE TECNOLOGIA

RELATÓRIO FINAL DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Análise e Simulação de Filtro EBG Fabry-Perot com Elevado Fator de Qualidade em Linha de Transmissão do Tipo Microfita

Autor: Vinícius Ferreira Lopes

Orientador: Prof. Dr. Marcos Sergio Gonçalves

Limeira

Janeiro de 2021

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, que me permitiu experimentar a vida e dividi-la com as muitas pessoas admiráveis que me cercam. A Ele seja toda a honra. Agradeço à minha família, que construiu os pilares da minha formação como ser humano. Nomeadamente, agradeço aos meus pais Vanderlei Lopes e Daniela Ferreira Lopes, que com imenso sacrifício me proporcionaram as condições para alcançar meus sonhos. Ao meu irmão Danilo Ferreira Lopes, que esteve sempre ao meu lado oferecendo apoio para que eu pudesse tomar as mais diversas decisões em minha trajetória. Aos meus amados avós Alceu e Neusa, cuja presença foi essencial em minha vida, bem como a todos os meus demais familiares, por me presentearem com tantos momentos inesquecíveis. Agradeço também à minha companheira de todas as horas, Giulia Taniguchi de Mattos, que de diversas formas me encoraja a lutar por meus objetivos e projetos e me inspira a buscar ser uma pessoa melhor todos os dias.

Agradeço aos meus professores, por meio dos quais eu pude acessar conhecimentos transformadores da minha realidade. Em especial, agradeço ao meu orientador, ***Dr. Marcos Sergio Gonçalves***, pelo incentivo e pela dedicação de seu escasso tempo ao meu projeto de pesquisa. Agradeço aos meus amigos, que tornam meus dias muito mais leves e alegres. Especificamente, agradeço ao Vinícius Balero Ribeiro, que colaborou para a conclusão deste trabalho com diversas sugestões e esclarecimentos a respeito dos procedimentos de simulação utilizados. Agradeço também ao Samuel Mota da Silva, que me acompanhou desde o início de minha jornada universitária e com quem compartilhei muitos momentos que ficarão para sempre guardados na memória. Agradeço aos meus queridos amigos Alan Gonçalves e Anne Lis Gonçalves, que constantemente me ensinam lições preciosas sobre a vida e com os quais eu sei que posso contar em qualquer situação. Por fim, agradeço à Unicamp por todos os recursos de aprendizado disponibilizados e por me impulsionar a sair da minha zona de conforto e evoluir dia após dia em busca de um futuro promissor.

RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso apresenta uma análise teórica dos resultados obtidos por simulações computacionais da resposta em frequência de filtros passa-faixa fabricados em linhas de transmissão do tipo microfita. A frequência de operação escolhida para o projeto foi de 2.4 GHz, pertencente à região de micro-ondas. Inicialmente, verificou-se a formação de bandas eletromagnéticas proibidas a partir do uso de células de periodicidade da trilha condutora ao longo da microfita, obtendo-se um filtro rejeita-faixa. Observou-se o efeito das variações do comprimento e da quantidade dessas células no dispositivo. Em seguida, por meio da inserção de uma cavidade ressonante ao modelo, originou-se a banda passante do filtro, conforme a teoria da interferometria de Fabry-Perot. Foi constatado que o comprimento da cavidade altera a frequência de ressonância da estrutura, bem como a simetria das bandas de rejeição. Ainda, observou-se o impacto da alteração do material dielétrico no fator de qualidade do filtro. Por fim, utilizou-se a teoria de heteroestruturas para obter uma redução do tamanho do dispositivo e um aumento do fator Q associado à sua resposta em frequência.

Palavras-chave: EBG, filtro, microfita, micro-ondas, cavidade.

ABSTRACT

This undergraduate thesis presents a theoretical analysis of the results obtained by computer simulations of the frequency response of bandpass filters manufactured in microstrip transmission lines. The operating frequency chosen for the project was 2.4 GHz, which belongs to the microwave region. Initially, the formation of electromagnetic band gaps was verified using periodicity cells of the conductive trail along the microstrip, obtaining a band-stop filter. It was observed the effect of varying the length and changing the quantity of these cells in the device. Then, through the insertion of a resonant cavity to the model, the passband feature of the filter was originated, according to the Fabry-Perot interferometry theory. It was found that the length of the cavity alters the resonance frequency of the structure, as well as the symmetry of the rejection bands. Also, it was observed the impact of changing the dielectric material on the filter quality factor. Finally, the theory of heterostructures was used to reduce the device size and increase the Q factor related to its frequency response.

Keywords: EBG, filter, microstrip, microwave, cavity.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Classificações dos filtros de acordo com a resposta em frequência ideal.... 10

Figura 2 – Representação dos efeitos de diferentes fatores de qualidade de um sinal no domínio da frequência. Quanto maior o Q, menor a largura de banda..... 12

Figura 3 – Ilustração do princípio de funcionamento de uma rede de Bragg em fibra óptica. 13

Figura 4 – Representação da cavidade ressonante (destacada em vermelho) entre células de periodicidade da microfita. 20

Figura 5 – Curvas de dispersão obtidas por meio do software MATLAB, referentes às microfitas com células de periodicidade compostas pelas seguintes combinações de impedâncias características: **(a)** 35 Ω e 71 Ω, **(b)** 30 Ω e 83 Ω e **(c)** 25 Ω e 100 Ω..... 23

Figura 6 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção dos modelos com diferentes combinações de $Z0$ **(b)** Comportamento dos parâmetros S obtidos da microfita com células de periodicidade de 32 mm, compostas por trilhas de 30 Ω e 83 Ω..... 23

Figura 7 – Vista superior dos modelos de microfita com diferentes combinações de impedâncias características para compor as células de periodicidade. O design e a simulação das estruturas foram feitos pelo software HFSS. 24

Figura 8 – Comparação entre as perdas de inserção de estruturas compostas por diferentes quantidades de células de periodicidade: $n = 2$, $n = 4$, $n = 6$, $n = 8$. 24

Figura 9 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção de estruturas projetadas com FR4. Foram considerados $Lr = 1.8d$, $Lr = 1.9d$ e $Lr = 2.0d$. **(b)** Determinação do fator de qualidade da microfita com células de periodicidade de 32 mm, compostas por trilhas de 35 Ω e 71 Ω. 26

Figura 10 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção de estruturas projetadas com a placa Rogers RO4003. Foram considerados $Lr = 1.8d$, $Lr = 1.9d$ e $Lr = 2.0d$. **(b)** Determinação do fator Q da microfita com células de 36 mm, compostas por trilhas de 35 Ω e 71 Ω. 26

Figura 11 – Vista superior do modelo de microfita com a inserção da cavidade ressonante de comprimento $Lr = 1.9d$. O design e a simulação das estruturas foram feitos pelo software HFSS. 27

Figura 12 - Comparação entre as perdas de inserção da microfita com $n = 2$, $n = 3$, $n = 4$ e $n = 5$. 27

Figura 13 – Vista superior do modelo da heteroestrutura com cavidade ressonante de comprimento $Lr = 1.9d$. O design e a simulação das estruturas foram feitos pelo software HFSS. 28

Figura 14 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção das heteroestruturas projetadas com a placa Rogers RO4003. Foram considerados $Lr = 1.6d$, $Lr = 1.7d$, $Lr = 1.8d$ e $Lr = 1.9d$. **(b)** Determinação do fator Q da heteroestrutura com células de 35 mm..... 29

Figura 15 – Comparação entre as perdas de inserção antes e após a aplicação da teoria de heteroestruturas ao dispositivo..... 29

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre os parâmetros característicos das placas utilizadas no projeto do filtro. 17

Tabela 2 - Combinações de impedâncias características e larguras das trilhas que compõem as células de periodicidade do dispositivo, utilizando-se a placa FR4. Também estão indicados os valores da constante dielétrica efetiva para cada segmento. 22

Tabela 3 – Combinações de impedâncias características e larguras das trilhas que compõem as células de periodicidade do dispositivo, utilizando-se a placa Rogers RO4003. Também estão indicados os valores da constante dielétrica efetiva para cada segmento. 22

Tabela 4 – Resumo dos testes realizados para determinar o valor mais adequado de L_c. Em verde estão destacadas as frequências centrais mais próximas a 2.4 GHz para cada uma das combinações. 22

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO 7

1.1. APLICAÇÕES 7
1.2. OBJETIVOS 8

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA 9

2.1. FILTROS 9
2.2. RESSONÂNCIA 11
2.3. FATOR DE QUALIDADE 11
2.4. REDES DE BRAGG 12
2.5. CRISTAIS FOTÔNICOS E CAVIDADES RESSONANTES 13
2.6. BANDAS ELETROMAGNÉTICAS PROIBIDAS 14
2.7. FILTRO FABRY-PEROT 15

3. METODOLOGIA 16

3.1. SIMULAÇÕES 16
3.2. DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DE REFERÊNCIA 16
3.3. IMPEDÂNCIA CARACTERÍSTICA DAS CÉLULAS DE PERIODICIDADE 17
3.4. COMPRIMENTO DAS CÉLULAS DE PERIODICIDADE 19
3.5. COMPRIMENTO DA CAVIDADE RESSONANTE 20
3.6. HETEROESTRUTURAS 21

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES 21

4.1. VERIFICAÇÃO DA FORMAÇÃO DE BANDAS PROIBIDAS 21
4.2. INSERÇÃO DA CAVIDADE RESSONANTE 25
4.3. UTILIZAÇÃO DE HETEROESTRUTURAS 28

5. CONCLUSÕES 30

5.1. TRABALHOS FUTUROS 30

6. BIBLIOGRAFIA 32

INTRODUÇÃO

O estudo das regiões de bandas proibidas para a propagação de ondas eletromagnéticas obteve interesse público no final da década de 1980, graças ao pioneiro trabalho de Yablonovitch [1], [2]. Neste trabalho, foi realizada uma comparação entre a propagação da onda eletromagnética em um meio periódico e em cristais reais, e os resultados demonstraram a possibilidade de controle das emissões espontâneas em lasers. A partir de então, atribuiu-se à região proibida o nome de PBG – Photonic Band Gap. Por meio do trabalho de Ho, Chan e Soukoulis [3], em 1990, foi possível demonstrar a formação de um PBG por simulações computacionais e, em seguida, começaram a ser desenvolvidos modelos teóricos e práticos para a síntese de estruturas fotônicas.

Em 1991, paralelamente aos estudos relativos à região óptica, introduziram-se as análises de bandas proibidas na região de micro-ondas [4], que futuramente foram nomeadas EBGs – Electromagnetic Band Gaps. A rápida disseminação do conceito de EBG e de suas propensões a novas aplicações para o desenvolvimento de produtos destinados à região de micro-ondas gerou grande interesse entre os pesquisadores. Desta forma, intensificaram-se as pesquisas sobre dispositivos como antenas, cavidades ressonantes, filtros e divisores de potência que incorporam EBGs. Esses dispositivos, por sua vez, são derivados de formações artificiais conhecidas como metamateriais [2].

De maneira sucinta, metamateriais são composições de diferentes materiais que obedecem a uma periodicidade. A interação dos campos eletromagnéticos com estas estruturas periódicas pode gerar bandas proibidas totais, que independem da direção de propagação da onda, ou bandas proibidas parciais, que ainda estão vinculadas a essa orientação [5]. Efetivamente, o projeto de uma banda proibida total para aplicações em micro-ondas pode se tornar uma tarefa de alta complexidade, por isso, cada vez mais considera-se as bandas proibidas parciais para a síntese de dispositivos.

1.1. Aplicações

A região do espectro eletromagnético equivalente à faixa de micro-ondas diz respeito às frequências que vão de 300 MHz a 300 GHz, cujos comprimentos de onda característicos variam de $\lambda = 1\,m$ a $\lambda = 1\,mm$. Por esta razão, os sinais que operam nessa região são chamados de ondas milimétricas. Um dos grandes desafios em trabalhar na faixa de micro-ondas é o fato de que a teoria ordinária de circuitos não pode ser aplicada para a resolução de problemas. Isso ocorre porque muitas das estruturas que operam nesta região são de parâmetros distribuídos, o que significa que as dimensões dos componentes são próximas às dos comprimentos de onda dos sinais, que devem passar a ser considerados. Assim, para obter aproximações teóricas razoáveis neste contexto, é preciso quase sempre lançar mão das Equações de Maxwell, que são complexas por natureza. Entretanto, toda a complicação do projeto de componentes ou sistemas de micro-ondas é recompensada pelas oportunidades únicas relativas às aplicações [6].

Entre os muitos benefícios associados às características singulares das ondas milimétricas, pode-se mencionar, por exemplo, a possibilidade de concepção de antenas de dimensões reduzidas e com ganhos elevados, dada a proporcionalidade entre ganho e comprimento elétrico. Há também o aumento da capacidade de transmissão de dados, uma vez que em altas frequências podem ser obtidas maiores larguras de banda com certa

facilidade. Outra vantagem é a criação de links de comunicação por satélite de alta capacidade, visto que os sinais de ondas milimétricas não são refletidos pela ionosfera. O uso de micro-ondas em sistemas de radar é mais um dos benefícios dessa faixa do espectro, isso pois a área efetiva de reflexão de um alvo costuma ser proporcional ao seu tamanho elétrico. Por fim, inúmeras outras aplicações que envolvem até mesmo a medicina podem ser desenvolvidas para a faixa de micro-ondas, dado que nessa região ocorre o fenômeno de ressonância para diversas estruturas moleculares, atômicas e nucleares [6].

Uma das estruturas mais utilizadas para o guiamento de ondas milimétricas é a microfita. Esse tipo de linha de transmissão consiste, basicamente, em uma trilha metálica sobre um substrato, abaixo do qual é anexado um plano-terra. A partir de tais estruturas, é possível criar dispositivos que atendem às mais diversas aplicações, especialmente antenas e filtros. A começar pelas antenas de microfita, alguns dos benefícios de sua utilização envolvem o fato de serem discretas e adequarem-se muito bem tanto a superfícies planares quanto a não planares. Empregando-se a tecnologia de placas de circuito impresso (PCB – Printed Circuit Board), esses dispositivos podem ser fabricados de forma simples e econômica. Além disso, as antenas de microfita apresentam grande versatilidade no que se refere à polarização, à frequência de ressonância, aos padrões de radiação e à impedância, podendo ser aplicadas até mesmo em circuitos integrados [7].

No que se refere aos filtros de microfita, existem muitas finalidades para as quais esses dispositivos podem ser utilizados. Eles são comumente empregados em receptores e transmissores que operam na banda de 800 MHz a 30 GHz [8]. Nesta região do espectro estão situadas as frequências utilizadas por inúmeros sistemas de transmissão de dados, entre os quais destacam-se os que utilizam tecnologias como Wi-Fi (Wireless Fidelity), Bluetooth, 3G, 4G e até mesmo 5G, que está em constante evolução ao redor do mundo. Vale ressaltar que, além disso, os filtros de microfita representam a opção escolhida para compor a maioria das aplicações que envolvem EBGs. A fabricação desses filtros permite que sejam adotados, por exemplo, para a melhoria do diagrama de radiação de antenas, a composição de amplificadores de potência de alta eficiência, a redução geral das dimensões dos circuitos, a eliminação de ruídos (ou espúrios) e assim por diante [9].

1.2. Objetivos

Neste trabalho de conclusão de curso, a teoria de EBG será utilizada para o projeto de um filtro Fabry-Perot (FFP) passa-faixa de banda estreita em linha de transmissão do tipo microfita. A frequência de operação desse filtro será estabelecida em torno de 2.4 GHz, que é a frequência utilizada pela maioria dos dispositivos de comunicação sem fio. A banda passante do filtro é obtida introduzindo-se um defeito na estrutura EBG, representado por uma cavidade ressonante entre células de periodicidade que funcionam como refletores de Bragg, de forma análoga à concepção de uma cavidade Fabry-Perot em ótica [10], [11]. O relatório compreende uma revisão bibliográfica acerca da teoria em que se baseia a idealização do filtro, demonstra a metodologia utilizada nas análises, define as etapas de concepção do modelo, aborda os resultados obtidos, apresenta as discussões finais e as conclusões a respeito do desenvolvimento do projeto, bem como as perspectivas de trabalhos futuros.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1. Filtros

Como indicado no título deste trabalho, a concepção de filtros esteve presente ao longo de todo o desenvolvimento da pesquisa. Sendo assim, convém introduzir esta seção de revisão com o esclarecimento de algumas das noções fundamentais da teoria de filtros, a começar pela definição. Simplificadamente, filtros são dispositivos seletores de frequências, isto é, são projetados para permitir a passagem de sinais com frequências desejadas e rejeitar ou atenuar os demais [12]. Em outros termos, os filtros servem para extrair frequências importantes de sinais que também contêm frequências indesejáveis ou irrelevantes. Esses dispositivos são amplamente utilizados na eletrônica, por exemplo, para o processamento de sinais de áudio, vídeo e dados, além de serem partes essenciais em sistemas de alimentação, controle e telecomunicações. Mais especificamente, os filtros podem constituir equalizadores, transformadores, atenuadores, acopladores, divisores de potência, circuitos de casamento de impedância e mais uma série de outras aplicações.

Existem diversos tipos de filtros, entre os quais convém mencionar os passivos, os ativos, os analógicos e os digitais. A começar pelos dois primeiros, os passivos e os ativos, a principal diferença entre eles está no fato de que os filtros passivos são compostos somente por elementos passivos, isto é, resistores (R), capacitores (C) e indutores (L). Em contrapartida, os filtros ativos, como sugerido pela própria nomenclatura, são formados por componentes ativos, como amplificadores operacionais ou transistores, além de elementos passivos. Dessa forma, circuitos de filtros ativos precisam de uma fonte de energia externa para operar, diferentemente dos circuitos de filtros passivos, que utilizam a energia do próprio sinal de entrada aplicado [12]. Cabe, ainda, ressaltar que os filtros ativos podem fornecer ganho superior a 1 ao sinal de saída, além de serem normalmente mais compactos e leves que os passivos, por não utilizarem indutores.

No que diz respeito à elaboração de projetos, é importante ter em mente que os filtros passivos, embora respondam bem a frequências mais elevadas, pertencentes ao espectro da radiofrequência, por exemplo, não são adequados para operar em baixas frequências. Isso ocorre porque, no segundo caso, faz-se necessário o uso de altos valores de indutância, o que torna o circuito muito volumoso. Também é preciso estar atento ao efeito de capacitâncias e indutâncias parasitas, que surgem em altas frequências, na faixa dos giga-hertz. A operação de filtros passivos nesses intervalos exige práticas de projeto mais cuidadosas. Por fim, tratando-se dos filtros ativos, estes são capazes de lidar com frequências extremamente baixas, mas começam a tornar-se problemáticos operando em frequências maiores, ainda na casa dos quilohertz. Isso ocorre pela limitação de largura de banda imposta pelo uso de elementos ativos [13].

Quanto aos demais tipos de filtros mencionados anteriormente, a principal diferença entre o filtro analógico e o digital é que um filtro digital precisa amostrar o sinal de entrada, caso este seja analógico, e convertê-lo em números binários, por meio de um conversor analógico-digital. Esses números são, então, armazenados no sistema como dados digitais, tratados e manipulados digitalmente para que, por fim, sejam enviados de volta a um conversor digital-analógico, por meio do qual os dados digitais são novamente

adequados ao formato original do sinal. Por outro lado, um filtro analógico não precisa aplicar esse processo de conversão. Em vez disso, o sinal permanece em sua forma analógica durante todo o processo de filtragem. Isto posto, cabe ressaltar a amplitude do conjunto de variações dos tipos de filtros, que abrange, por exemplo, filtros eletromecânicos e de micro-ondas, sendo este último o escolhido para a análise realizada neste trabalho.

Os filtros de micro-ondas ou de radiofrequência (RF) representam uma classe de filtros projetados para operar em sinais com frequências na faixa de 300 MHz a 300 GHz. Vale lembrar que há uma relação entre o espectro de RF e o de micro-ondas, de modo que o primeiro deles está associado a frequências da ordem de 300 kHz a 300 GHz, abrangendo o segundo. O espectro de RF é utilizado pela maioria das aplicações que envolvem transmissões de rádio, televisão e comunicações sem fio e, portanto, grande parte dos dispositivos de RF e micro-ondas compreende algum tipo de filtragem dos sinais transmitidos ou recebidos. Em geral, esses dispositivos são compostos por um ou mais ressonadores acoplados, o que permite concluir que a tecnologia utilizada para a concepção de ressonadores também pode ser usada para a fabricação de filtros.

Conhecidos alguns dos principais tipos de filtros, convém apresentar a forma pela qual são classificados em relação ao modelo de filtragem que realizam. De modo geral, existem quatro classificações que se aplicam aos filtros, sejam eles ativos ou passivos: passa-baixas, passa-altas, passa-faixa e rejeita-faixa. Os filtros passa-baixas permitem a passagem de frequências abaixo de uma determinada frequência de corte f_c, a partir da qual todo sinal terá sua amplitude atenuada. Os filtros passa-altas são aqueles cuja resposta permanece constante somente para frequências acima da mencionada frequência de corte, impedindo a passagem das frequências abaixo dela. Os filtros passa-faixa, por sua vez, deixam passar frequências dentro de um intervalo delimitado por frequências de corte inferior e superior, rejeitando frequências fora desta faixa. Por fim, filtros rejeita-faixa bloqueiam frequências dentro de um determinado intervalo e permitem a passagem de frequências fora dele [12], [13]. A Figura 1 ilustra as classificações abordadas.

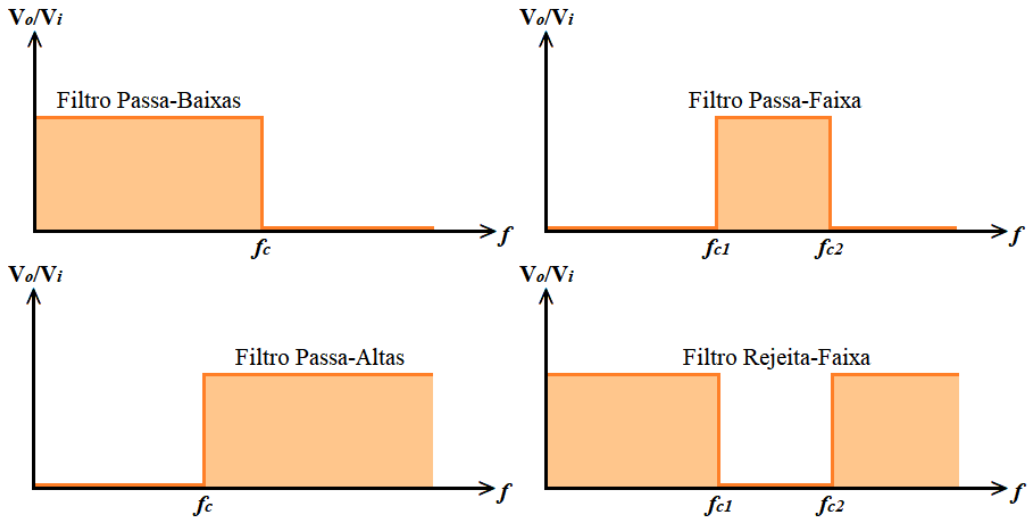

Figura 1 – Classificações dos filtros de acordo com a resposta em frequência ideal.

2.2. Ressonância

Vale lembrar que há casos de filtros que, como apontado no início desta seção, combinam capacitores (C) e indutores (L), o que os torna suscetíveis ao fenômeno de ressonância. Esse fenômeno ocorre quando, a uma dada frequência, a reatância capacitiva e a indutiva tornam-se iguais em valor, de modo a anularem-se. Um circuito que opera nessas condições é chamado circuito ressonante. Existem dois modelos de arranjo dos capacitores e indutores para que haja ressonância no circuito: em série e em paralelo. As combinações LC em série fornecem impedância mínima na frequência de ressonância, enquanto os arranjos LC em paralelo, que são característicos dos circuitos "tanque" - como são popularmente conhecidos - fornecem impedância máxima nessa frequência [12]. Sabendo disso, os projetistas podem elaborar diversas estratégias para arquitetar tanto filtros passa-faixa quanto rejeita-faixa a partir de capacitores e indutores.

Com o intuito de colaborar com a compreensão acerca do fenômeno de ressonância, cabe aqui um exemplo com uma breve explicação sobre as etapas que ocorrem a partir da aplicação de uma tensão ou diferença de potencial (d.d.p.) em um circuito LC em paralelo. Imposta a tensão sobre o arranjo por um breve instante, o capacitor se carregará e, quando for retirada a d.d.p., surgirá uma corrente através do indutor para que o potencial do capacitor se torne nulo novamente. Enquanto circular pela bobina, essa corrente criará um campo magnético proporcional à sua intensidade, que, pelo fenômeno de indução, estabelecerá uma corrente contrária à original nas espiras do indutor. A nova corrente carregará o capacitor com polaridade inversa à anterior e, quando o campo for dissipado, essa corrente deixará de circular pelo arranjo. Dessa forma, o processo se reinicia e, então, origina-se um ciclo. Ao medir a d.d.p. entre os terminais do circuito, é possível verificar um sinal alternado com uma frequência particular, que é a referida frequência de ressonância ou de oscilação [12].

2.3. Fator de Qualidade

A performance de circuitos ressonantes pode ser avaliada recorrendo-se a um parâmetro adimensional denominado fator de qualidade (Q). Em termos simplificados, o fator Q expressa a relação entre a quantidade de energia armazenada e a dissipada pelo circuito a cada ciclo. Esse parâmetro também pode ser definido como a razão entre a frequência de ressonância e a largura de banda medida a -3 dB do pico de amplitude do sinal, como indicado por (1). Dessa forma, o fator Q é frequentemente utilizado como uma medida da seletividade do circuito. Como indicado pela Figura 2, em suma, um circuito mais seletivo terá a referida largura de banda mais estreita, apresentando fator de qualidade mais elevado, enquanto um circuito menos seletivo terá uma largura de banda mais ampla, apresentando um fator de qualidade menor [13]. Existem designs de filtros passa-faixa que permitem somente bandas estreitas de passagem, usados, por exemplo, para a detecção de sinais em uma frequência específica num sistema de controle remoto. Outros designs permitem bandas de passagem muito mais amplas, usados para a seleção de sinais em uma faixa de frequências, por exemplo, num sistema de telefonia ou de telecomunicações.

$$Q = \frac{f_c}{B} = \frac{f_c}{f_2 - f_1} \tag{1}$$

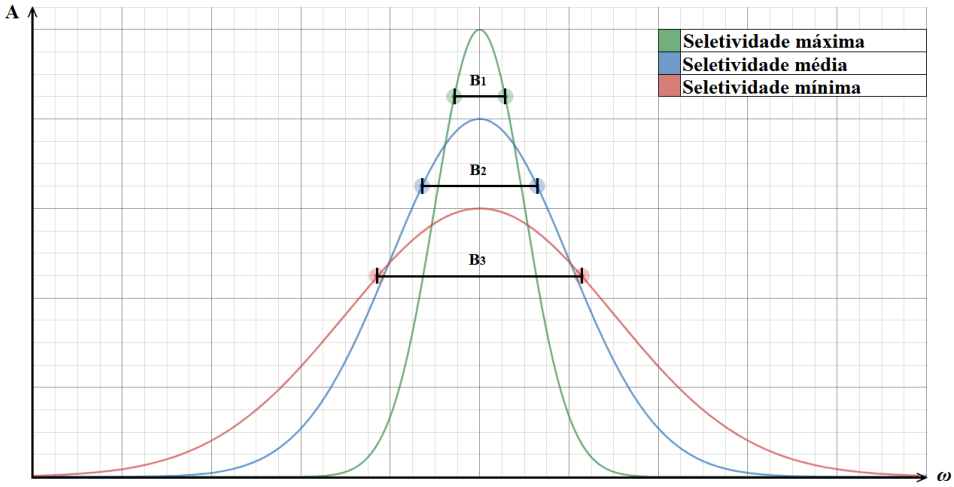

Figura 2 – Representação dos efeitos de diferentes fatores de qualidade de um sinal no domínio da frequência. Quanto maior o Q, menor a largura de banda.

2.4. Redes de Bragg

Nas subseções anteriores, foram descritos alguns tipos de filtros e as classificações que recebem de acordo com suas características de filtragem. Abordou-se, também, o conceito de ressonância, fenômeno que possibilita a rejeição ou a passagem de determinadas bandas de frequências por arranjos que constituem as mais diversas aplicações. Por fim, introduziu-se a ideia de fator de qualidade de circuitos ressonantes, especialmente os compostos por elementos RLC. Entretanto, circuitos RLC nem sempre são adequados para realizar a filtragem de sinais, especialmente tratando-se de frequências muito elevadas, na faixa de micro-ondas ou no domínio óptico, por exemplo. Para esses casos, recomenda-se a utilização de outras técnicas de seleção de comprimentos de onda, que serão abordadas nesta e em algumas das próximas subseções, e cujos princípios serão utilizados no progresso deste trabalho.

Considerando a transmissão de sinais de altas frequências, um dos grandes desafios das telecomunicações após os avanços envolvendo a fabricação e o uso de fibras ópticas foi a possibilidade de integrar componentes ópticos básicos às fibras, como espelhos, refletores parciais e filtros. Contudo, houve uma descoberta que permitiu uma grande evolução nesse sentido: a capacidade de alterar permanentemente o índice de refração do núcleo de fibras monomodo por meio de sua exposição à luz com intensidade e comprimento de onda particulares [14]. Com tal avanço, começaram a ser desenvolvidas estruturas periódicas, diretamente no núcleo da fibra, com a capacidade de refletir determinadas frequências. Essas estruturas foram denominadas Grades, Redes ou Refletores de Bragg, e são compostas por diversos segmentos (ou planos) de modulação do índice de refração, uniformemente espaçados e com superfícies de fase constante perpendiculares ao eixo longitudinal da fibra, como indicado pela Figura 3.

No que diz respeito às aplicações na região de micro-ondas, é possível criar estruturas que funcionam como redes de Bragg em dispositivos denominados microfitas, a fim de gerar filtros rejeita-faixa ou passa-faixa, por exemplo. Como visto na seção introdutória, as microfitas são tipos de linhas de transmissão constituídas por uma trilha condutora, geralmente de cobre, e um plano-terra, separados por uma camada de material dielétrico denominada substrato. Elas podem ser fabricadas a partir de placas de circuito

impresso e usadas para guiar sinais eletromagnéticos [15]. Para obter redes de Bragg em tais dispositivos, existem três técnicas distintas que podem ser utilizadas, e todas elas envolvem alterações da permissividade elétrica ao longo do caminho pelo qual a onda se propaga. A primeira delas é a perfuração periódica do substrato, que não é recorrente por ocasionar um enfraquecimento da estrutura. A segunda técnica é a perfuração do plano terra, que promove reflexões da onda eletromagnética pela alteração da impedância característica Z_o. Por fim, a terceira técnica consiste na modulação da trilha condutora da linha de transmissão. Neste último caso, a trilha apresentará variações periódicas de largura e, portanto, diferentes impedâncias características, resultando em múltiplas reflexões da onda eletromagnética incidente [16].

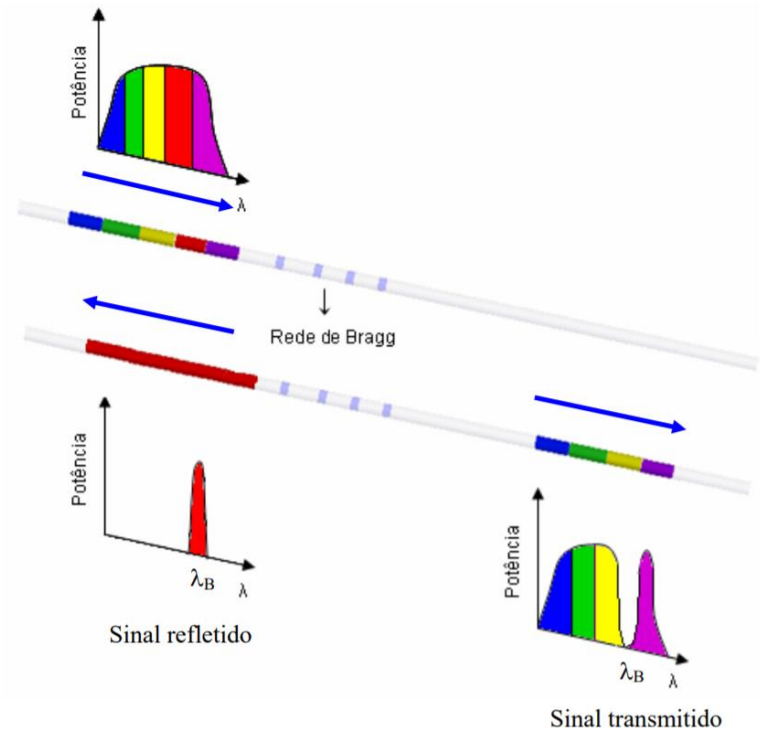

Figura 3 – Ilustração do princípio de funcionamento de uma rede de Bragg em fibra óptica.

2.5. Cristais Fotônicos e Cavidades Ressonantes

A fim de prosseguir com as explicações em relação às técnicas de filtragem que melhor adequam-se a sinais de altas frequências, convém visitar o domínio óptico e introduzir alguns conceitos referentes a cristais fotônicos, pois serão úteis em discussões futuras. A começar pelas definições básicas, os cristais fotônicos são estruturas que permitem controlar a propagação de fótons, isto é, da luz. Eles são formações análogas aos cristais utilizados para influenciar o movimento de elétrons, que, em suma, são considerados arranjos periódicos de átomos e moléculas. Esses arranjos podem formar diferentes padrões ao se repetirem no espaço, estabelecendo o que são definidas como estruturas cristalinas. Cada estrutura possui uma determinada geometria, que é capaz de exercer influência sobre as propriedades condutivas do cristal em conjunto com os tipos de partículas que o constituem. Tais propriedades derivam do fato de que os cristais apresentam potenciais periódicos em relação aos elétrons que os percorrem. Isso significa que, se atenderem a determinados critérios, esses elétrons podem propagar-se - como ondas, segundo a mecânica quântica - sem se dispersarem pelas estruturas cristalinas [17].

Os arranjos periódicos mencionados anteriormente também são capazes de impedir a propagação de elétrons com certas quantidades de energia e em dadas direções, por conta da existência de janelas ou lacunas na estrutura das bandas de energia dos cristais. Em termos de óptica, esse fenômeno ocorre de forma semelhante nos chamados cristais fotônicos. A diferença é que, nesse caso, os átomos e moléculas dão lugar a materiais macroscópicos de constantes dielétricas distintas e os potenciais periódicos são substituídos por índices de refração periódicos. Dessa forma, os efeitos gerados pelos potenciais atômicos que afetam a propagação de elétrons nos cristais podem ser reproduzidos para fótons, por meio de refrações e reflexões nas interfaces em que há mudança da permissividade elétrica. Para isso, porém, é preciso atender a algumas condições: as constantes dielétricas dos materiais que constituem o cristal fotônico devem ser suficientemente distintas, além do que esses materiais devem apresentar uma mínima absorção de luz [17].

Voltando aos cristais microscópicos abordadas inicialmente, é possível que as lacunas nas bandas de energia afetem todas as eventuais direções de propagação dos elétrons, dependendo do quão forte for o potencial da estrutura cristalina. Esse fenômeno é conhecido como banda proibida completa, e pode ser analogamente obtido a partir de cristais fotônicos, de modo a impedir a propagação de luz de determinados comprimentos de onda. Os cristais fotônicos também fornecem uma alternativa à concepção de cavidades ressonantes e guias de onda metálicos, que são comumente utilizados para o controle da propagação de micro-ondas. Em termos gerais, um guia de onda permite que a luz se propague ao longo de seu eixo principal, ao passo que as cavidades ressonantes são seções curto-circuitadas de guias de onda ou, em outras palavras, volumes cercados por superfícies condutoras, nos quais ocorre o confinamento de bandas específicas do espectro eletromagnético. Entretanto, as propriedades de guiamento e confinamento dessas estruturas dificilmente se mantêm para frequências que ultrapassem a faixa de micro-ondas. Neste contexto é adotado o uso de cristais fotônicos, por permitirem a generalização das propriedades referidas para um intervalo maior de frequências [17].

Para ir mais a fundo no tocante às cavidades ressonantes, é necessário, a princípio, compreender o conceito de defeito em óptica. Basicamente, um defeito é uma imperfeição que ocorre na geometria regular de uma estrutura cristalina. Essas imperfeições podem estar situadas em pontos isolados, dispostos ao longo de linhas ou, até mesmo, em superfícies inteiras do material cristalino, influenciando seu comportamento mecânico, elétrico e óptico. Quando um defeito pontual é criado em um cristal fotônico, é possível que ele atraia um modo de luz para uma região de banda proibida, impedindo sua propagação no cristal. Assim, este modo de luz é aprisionado e passa a decair exponencialmente. O mesmo efeito pode ser produzido em uma microfita, quando se insere uma imperfeição sob a forma de trilha condutora entre células de periodicidade que funcionam como refletores de Bragg [18], [19].

2.6. Bandas Eletromagnéticas Proibidas

As bandas proibidas mencionadas na subseção anterior podem estar associadas ao campo eletromagnético. Neste contexto, elas são efeitos originados por estruturas periódicas dielétricas ou metálicas inseridas em material dielétrico, de tal modo que possuem resposta seletiva em frequência. Como visto previamente, essas estruturas

periódicas são consideradas redes de Bragg [17], e suas características determinam a existência de regiões de banda proibida em uma, duas ou três dimensões. As periodicidades podem ser representadas pela alteração da permissividade elétrica dos materiais, e devem estar dispostas ao longo dos eixos de propagação da onda eletromagnética. Quando a onda incide em uma destas estruturas periódicas com um comprimento de onda adequado, podem ser geradas múltiplas reflexões em fase, capazes de produzir interferências destrutivas. Dessa forma, cria-se uma rejeição à propagação da onda neste sentido, e a faixa de frequências em que isso ocorre é conhecida como região de banda proibida.

No que se refere à distribuição dos campos eletromagnéticos em uma estrutura EBG, é importante considerar a seguinte propriedade: havendo periodicidade espacial na estrutura, os campos também serão periódicos, com o mesmo período a definido por (2), em que λ_g é o comprimento de onda e n_{ef} o índice de refração efetivo. Esta característica é definida pelo Teorema de Bloch [17], [20] e torna-se de grande valia para as análises das estruturas de bandas proibidas, permitindo considerar células de periodicidade. A frequência central f_c de uma banda proibida é definida por (3), em que c é a velocidade da luz no vácuo e ε_{ef} a constante dielétrica efetiva. Essas equações permitem uma aproximação substancial às estruturas EBG, proporcionando as bases para elaboração de projetos de dispositivos.

$$a = \frac{\lambda_g}{2\, n_{ef}} \tag{2}$$

$$f_c = \frac{c}{2a\varepsilon_{ef}} \tag{3}$$

2.7. Filtro Fabry-Perot

Tendo sido abordada a ideia de cavidade ressonante, cabe aqui introduzir um tema chave para este trabalho, que é a interferometria de Fabry-Perot. Resumidamente, um interferômetro de Fabry-Perot é composto por dois espelhos planos altamente refletivos e posicionados paralelamente entre si. A distância que separa esses espelhos é cuidadosamente definida, e as partes refletoras ficam de frente uma à outra. Considera-se que o espaço entre as superfícies dos espelhos é uma cavidade ressonante, e a luz que nela incide sofre múltiplas reflexões. Porém, sempre que as reflexões ocorrem em alguma das superfícies, uma fração do feixe de luz é refratada para fora da cavidade. Se os espelhos estiverem perfeitamente alinhados, essas porções que escapam para ambas as laterais estarão exatamente em paralelo, com uma diferença de fase fixa em relação ao feixe anterior, correspondente ao caminho extra percorrido no interior da cavidade. Então, os feixes refratados são direcionados a um ponto comum por meio de uma lente, e é nessa etapa que ocorrem as interferências destrutivas ou construtivas [14].

Se a largura da cavidade for equivalente a um múltiplo ímpar de meio comprimento de onda da luz incidente, os feixes refletidos sofrerão interferências construtivas, de modo que a transmissão óptica será máxima. Em casos de larguras diferentes, os feixes refletidos sofrerão interferências destrutivas e a transmissão óptica poderá ser anulada. Dessa forma, o interferômetro de Fabry-Perot funciona como um

filtro passa-faixa, que transmite certos comprimentos de onda [14]. Vale mencionar que, se o comprimento da cavidade for controlado eletronicamente por meio de um transdutor piezoelétrico, por exemplo, o dispositivo passará a ser um filtro óptico sintonizável [21].

3. METODOLOGIA

Na seção anterior foram recapitulados diversos tópicos dos campos da óptica e da eletrônica necessários para a compreensão do funcionamento do filtro a ser desenvolvido. Nesta seção serão abordadas as técnicas usadas para a concepção e análise do dispositivo projetado em linha de transmissão do tipo microfita. Primeiramente, será abordado o método de simulação utilizado e, em seguida, serão discutidos os parâmetros que caracterizam as placas adotadas para a composição do filtro. Depois disso, serão tratadas as formulações que fundamentaram a definição das características das células de periodicidade. Ainda, será abordado o método de cálculo do comprimento da cavidade ressonante e, por fim, serão apresentados os conceitos fundamentais sobre heteroestruturas e a forma como serão úteis para a melhoria do modelo em estudo.

3.1. Simulações

As análises das estruturas desenvolvidas foram realizadas utilizando-se o software HFSS – High-Frequency Structure Simulator. Este programa computacional tem como base a tecnologia de simulação no domínio da frequência que utiliza o Método dos Elementos Finitos (FEM – Finite Element Method). Por meio deste método, todo o domínio contínuo é substituído por subdomínios, nos quais as funções desconhecidas, que serão os campos elétricos ou magnéticos da equação de onda, passam a ser representadas por funções de interpolação, com um determinado número de coeficientes a serem estipulados. Assim, a solução original da equação diferencial, que possui um grau de liberdade infinito (domínio contínuo), é convertida em uma solução de um sistema de equações lineares de um problema com grau de liberdade finito (domínio discreto) [20]. Em outras palavras, por meio do FEM são determinados os autovalores e autovetores da equação de onda para condições de contorno periódicas (PBC – Periodic Boundary Conditions) e condutores elétricos perfeitos (PEC – Perfect Electric Conductor).

3.2. Definição dos Parâmetros de Referência

Como mencionado na seção introdutória, a proposta deste trabalho é a concepção de um filtro Fabry-Perot com elevado fator de qualidade a partir de uma linha de transmissão do tipo microfita. Para alcançar este objetivo, foram realizados diversos testes utilizando-se duas placas de materiais distintos, de modo que uma delas apresenta maiores perdas e baixo custo, enquanto a outra ocasiona menos perdas de energia do campo eletromagnético, o que torna seu custo mais elevado. A primeira placa utilizada nas análises é conhecida como FR4, facilmente encontrada em lojas de componentes eletrônicos por ser uma das mais comuns para fins de estudos acadêmicos (apresenta altas perdas). A segunda placa escolhida foi a Rogers RO4003, cuja quantidade de fornecedores é um pouco mais escassa em relação à primeira, embora esteja presente em um amplo leque de aplicações no campo das telecomunicações (apresenta baixas perdas).

A estrutura do dispositivo em análise é essencialmente composta por variações das células de periodicidade da trilha condutora, que ocorrem de acordo com as

necessidades de alteração dos resultados obtidos em cada caso. Porém, existem alguns parâmetros que não sofrem modificações, mesmo com a evolução dos modelos, por serem intrínsecos às placas utilizadas. Os parâmetros fixos apresentam diferentes valores para a FR4 e para a Rogers, e são os seguintes: espessura do plano terra (h_{gnd}), espessura da camada dielétrica ou substrato (h_{sub}) e espessura das trilhas condutoras (h_t). Além disso, a tangente de perdas ($tan\ \delta$) e a permissividade relativa (ε_r) também se alteram conforme a placa adotada, gerando influência sobre a resposta em frequência do dispositivo. Os valores comercialmente encontrados e adotados para o desenvolvimento deste trabalho estão explícitos na Tabela 1.

	$h_{gnd}\ (mm)$	$h_{sub}\ (mm)$	$h_t\ (mm)$	$\tan\delta$	ε_r
FR4	0.015	1.580	0.015	0.0180	4.30
Rogers RO4003	0.018	1.542	0.018	0.0027	3.55

Tabela 1 – Comparação entre os parâmetros característicos das placas utilizadas no projeto do filtro.

Cabe aqui mencionar que a tangente de perdas é uma grandeza adimensional que está relacionada às perdas de energia inerentes a um determinado material dielétrico, ocasionadas pela dissipação do campo eletromagnético que nele se propaga [22]. A permissividade elétrica relativa, por sua vez, também conhecida como constante dielétrica, revela o quão propício um material se torna a assumir um estado de polarização a partir da aplicação de um campo eletromagnético. Essa grandeza, que também é adimensional, pode ser expressa pela razão entre a permissividade elétrica de um certo material (ε) e a permissividade do espaço livre (ε_0), cujo valor tabelado é 8.854×10^{-12} F/m [15]. A relação expressa em (4) demonstra o método mais comum de obtenção da constante dielétrica.

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \tag{4}$$

3.3. Impedância Característica das Células de Periodicidade

Tratando-se das células de periodicidade referidas anteriormente, elas são utilizadas na microfita para intensificar o fenômeno de reflexão das ondas eletromagnéticas incidentes, que poderá ocasionar interferências destrutivas em determinadas frequências. Essas interferências criarão as bandas proibidas que caracterizam a resposta espectral do filtro almejado. Mais especificamente, as células de periodicidade se comportam como refletores de Bragg e podem ser criadas por meio do uso de diversas técnicas, como apontado na Seção 2.4. Para este trabalho, optou-se pela modulação da trilha condutora da linha de transmissão. Dessa forma, a trilha apresentará variações periódicas de largura e, portanto, diferentes impedâncias características.

A impedância característica Z_0 de uma linha de transmissão é uma propriedade importante, principalmente por depender da frequência de operação e dos chamados parâmetros distribuídos, que são essencialmente quatro: A resistência por unidade de comprimento R, a indutância por unidade de comprimento L, a condutância por unidade de comprimento G e, por fim, a capacitância por unidade de comprimento C. Todos esses parâmetros são calculados de formas distintas para cada um dos tipos de linha de transmissão existentes, entre os quais podem ser mencionados, por exemplo, a linha coaxial, a bifilar, a planar e a linha de microfita. Convém ressaltar que os parâmetros

distribuídos recebem esse nome por não estarem concentrados em componentes discretos, mas distribuídos uniformemente ao longo da linha de transmissão [15]. Por fim, considerando uma linha com perdas, a impedância característica é definida por (5), em que R_0 e X_0 são as partes real e imaginária de Z_0.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = R_0 + jX_0 \tag{5}$$

Para este trabalho, optou-se pelo uso de modelos de microfita com $Z_0 = 50\Omega$. Este valor de impedância aplica-se à maioria dos projetos de sistemas de RF ou micro-ondas, por ter sido considerado um bom compromisso entre o aproveitamento de energia e o total de perdas na época em que estavam começando a ser desenvolvidos os cabos coaxiais. Contudo, para criar as células de periodicidade que atuariam como refletores de Bragg no dispositivo, foi preciso combinar diferentes impedâncias cuja média geométrica fosse equivalente ao valor de $Z_0 = 50\Omega$. Dessa forma, cada célula foi formada por 2 trilhas condutoras de larguras diferentes. A escolha dos valores de impedância das combinações foi feita por meio de (6), em que Z_o é a impedância característica total da célula (50 Ω) e Z_{o1} e Z_{o2} são as impedâncias de cada fragmento da trilha.

$$Z_o = \sqrt{Z_{o1} Z_{o2}} \tag{6}$$

A largura das trilhas, por sua vez, foi definida com o auxílio de um código no software MATLAB, que considera como variáveis de entrada a permissividade relativa do dielétrico, sua espessura e a impedância característica desejada. Nesse código, leva-se em consideração o fato de que, por conta do contato direto entre o ambiente e as superfícies da microfita, a propagação do campo eletromagnético ocorre também no meio que envolve a trilha condutora (o ar), e não somente no dielétrico. Por esta razão, utiliza-se uma permissividade relativa efetiva (ε_{ef}) menor do que a permissividade relativa (ε_r) do material dielétrico. A relação expressa em (7) fornece uma aproximação satisfatória para o valor de ε_{ef}, sendo w a largura da trilha e h a espessura do substrato [15], [23].

$$\varepsilon_{e_f} = \frac{(\varepsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\varepsilon_r - 1)}{2\sqrt{1 + 12h\,/\,w}} \tag{7}$$

Conhecidos os valores de ε_{ef} e da razão entre h e w, é possível determinar a impedância característica Z_0 por meio das relações expressas em (8) e (9). Uma observação prática interessante é que, normalmente, quanto maior for o valor de Z_0 de uma determinada trilha condutora, mas estreita ela será [15].

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{e_f}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{h}\right), se\ w/h \leq 1 \tag{8}$$

$$Z_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \frac{120\pi}{[w/h + 1.393 + 0.667\ln(w/h + 1.444)]}, se\ \ w/h \geq 1 \tag{9}$$

Por fim, se a busca for especificamente pelo valor da largura da trilha condutora, como neste projeto, com os valores de ε_r, Z_0 e h em mãos é possível obter o parâmetro w por meio das expressões a seguir, como demonstrado em [15]:

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\varepsilon_r}\right) \tag{10}$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{11}$$

Se $A > 1.52$:

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \tag{12}$$

Se $A \leq 1.52$:

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi}\left\{B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r}\left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r}\right]\right\} \tag{13}$$

3.4. Comprimento das Células de Periodicidade

Como apresentado na subseção anterior, as células de periodicidade dos modelos analisados foram compostas pela associação de diferentes impedâncias características das trilhas condutoras. Entretanto, também foi necessário definir o comprimento L_c de cada uma dessas células. Para isso, utilizou-se um segundo código no programa computacional MATLAB, que permitiu a visualização da chamada relação de dispersão para determinadas combinações de Z_o. Essa relação permite observar o padrão em que ocorrem as variações de fase da onda eletromagnética em função da frequência ($\beta \times f$), e é fundamental na investigação de estruturas periódicas, pois a partir dela é possível identificar a ocorrência de bandas eletromagnéticas proibidas. Com isso em mente, podem ser feitos ajustes no comprimento das células para manter a banda proibida com uma frequência central próxima à desejada.

As diferenças de largura das trilhas que formam cada célula de periodicidade implicam em diferentes constantes dielétricas efetivas (ε_{e_f}), de acordo com (7). Por conta disso, a constante de fase β que compõe a relação de dispersão deve ser calculada com base em β_1 e β_2, associados a cada segmento de trilha. Esses dois parâmetros, além de dependerem de ε_{e_f}, são calculados com base na frequência angular de operação $\omega = 2\pi f$, na permissividade absoluta ε_0 e na permeabilidade do espaço livre μ_0, usada para mensurar o campo magnético que permeia um material em relação ao campo que o circunda. As equações (14) e (15) a seguir são utilizadas no código para obter β_1 e β_2.

$$\beta_1 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_{ef1}} \tag{14}$$

$$\beta_2 = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_{ef2}} \tag{15}$$

Por fim, a combinação das equações (16), (17) e (18) expressa em (19) determina o valor de β da relação de dispersão a partir de β_1, β_2, Z_{o1}, Z_{o2} e L_c, que é o comprimento da célula de periodicidade, conforme demonstrado em [24].

$$A = \cos\left(\frac{\beta_1 L_c}{2}\right)\cos\left(\frac{\beta_2 L_c}{2}\right) \tag{16}$$

$$B = \frac{Z_{01}\,\text{sen}\left(\frac{\beta_1 L_c}{2}\right)\text{sen}\left(\frac{\beta_2 L_c}{2}\right)}{2Z_{02}} \tag{17}$$

$$C = \frac{Z_{02}\,\text{sen}\left(\frac{\beta_1 L_c}{2}\right)\text{sen}\left(\frac{\beta_2 L_c}{2}\right)}{2Z_{01}} \tag{18}$$

$$\beta = Re\left[\frac{cos^{-1}(A - B - C)}{L_C}\right] \tag{19}$$

3.5. Comprimento da Cavidade Ressonante

Para que o dispositivo apresentasse a resposta em frequência característica de um filtro passa-faixa, foi necessário inserir a cavidade ressonante ao modelo, sob a forma de uma trilha condutora não periódica (ou defeito), conforme exemplificado pela Figura 4. As duas extremidades laterais dessa trilha foram ligadas à mesma quantidade de células de periodicidade de comprimento L_c, que representam os refletores de Bragg [18], [19]. A frequência em que ocorre o pico de ressonância do campo eletromagnético na cavidade indica o centro da banda passante do filtro. O comprimento L_r do defeito foi definido a partir de (20), em que m é um fator multiplicativo arbitrário e d é o período necessário para que se obtenha o efeito de estacionariedade do campo na cavidade. O parâmetro d é calculado por meio da combinação entre (21) e (22), a partir da qual é possível notar que a ressonância ocorre quando a variação de fase ao longo da cavidade é de π ou algum de seus múltiplos inteiros.

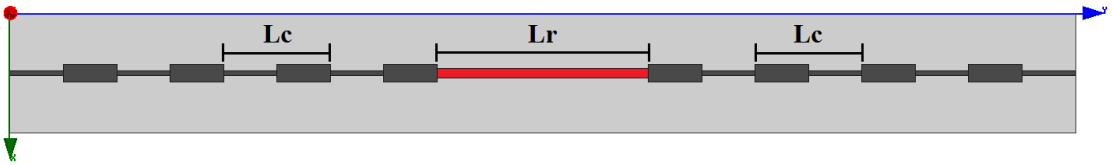

Figura 4 – Representação da cavidade ressonante (destacada em vermelho) entre células de periodicidade da microfita.

$$L_r = md\ , \tag{20}$$

$$\beta d = \pi \ \rightarrow \ \frac{2\pi}{\lambda_g} d = \pi \ \rightarrow \ d = \frac{\lambda_g}{2} \tag{21}$$

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}\, f} \tag{22}$$

Optou-se pela aproximação do valor de L_r pelo fato de que o parâmetro d não equivale exatamente ao comprimento efetivo do defeito, cujo cálculo levaria em consideração a magnitude dos campos em seu interior, bem como a dos campos evanescentes, que se estendem para fora da cavidade. A determinação do valor do comprimento efetivo demandaria a elaboração de uma teoria em que fossem avaliadas as particularidades da geometria de cada modelo utilizado, o que seria demasiadamente complexo para este projeto. Assim, para a escolha do valor de d mais próximo do comprimento efetivo da cavidade, vários testes foram realizados com diferentes valores

do múltiplo m expresso em (20). Os critérios de comparação entre os valores testados foram os resultados dos parâmetros $S_{(2,1)}$ e $S_{(1,1)}$, que representam as perdas de inserção e as perdas de retorno no dispositivo, respectivamente. Mais especificamente, a perda de inserção é a razão entre a potência do sinal que incide no dispositivo e a potência que de fato é transmitida. A perda de retorno, por sua vez, é a potência do sinal incidente sobre a potência que é refletida novamente para a porta de entrada.

3.6. Heteroestruturas

A fim de obter um aumento do fator de qualidade do filtro, optou-se pela utilização de combinações dos diferentes modelos de células de periodicidade adotados previamente. Isso significa que, em vez de serem incorporadas repetições dos mesmos arranjos de impedâncias características ao dispositivo, foram inseridas células distintas de periodicidade nas extremidades da cavidade. Essa técnica atribuiu ao modelo o perfil de uma heteroestrutura, de forma a contribuir para que não houvesse um descasamento tão abrupto entre as impedâncias das portas de entrada/saída do dispositivo e das trilhas condutoras acopladas a elas. Dessa forma, foi possível que o campo eletromagnético se propagasse com menos perdas ao longo da estrutura.

Em termos gerais, as heteroestruturas são sistemas em que há o compartilhamento de uma interface, denominada heterojunção, entre materiais de diferentes composições ou estruturas. Mais especificamente, a heterojunção é uma superfície comum entre quaisquer dois materiais no estado sólido, incluindo estruturas cristalinas e amorfas de materiais semicondutores, condutores e isolantes. Ainda, as heteroestruturas permitem o controle de diversos parâmetros essenciais em tecnologias envolvendo semicondutores, tais como band gap, índice de refração e mobilidade efetiva de portadores de massa e carga [25].

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Explorada a metodologia do projeto, nesta seção serão analisados os resultados de cada uma das variações do modelo de dispositivo concebido. A princípio, a estrutura deverá apresentar o comportamento de um filtro rejeita-faixa. Os modelos iniciais serão testados a fim de verificar a formação de bandas proibidas cuja frequência central esteja mais próxima da frequência escolhida para a aplicação. Após isso, será inserida a cavidade ressonante à estrutura, que atribuirá as características de um filtro passa-faixa à resposta em frequência do dispositivo. Por fim, será aplicado o conceito de heteroestruturas para conceber um modelo que garanta um aumento no fator de qualidade do filtro.

4.1. Verificação da Formação de Bandas Proibidas

Introduziram-se as análises do dispositivo a partir de experimentos feitos para verificar a formação de EBGs na região de micro-ondas, com frequência central da banda proibida em torno de $f = 2.4\ GHz$. Como mencionado na subseção 3.3, todos os testes foram realizados adotando-se $Z_o = 50\Omega$ para a microfita que, inicialmente, foi estruturada a partir da placa FR4. Foram testadas 3 combinações de impedâncias características das trilhas de cobre para compor cada célula de periodicidade. Para a obtenção das impedâncias projetadas, contou-se com o auxílio do código em MATLAB

referido na subseção 3.3, por meio do qual foram determinadas a largura *w* de cada trilha e as constantes dielétricas efetivas. A Tabela 2 apresenta os valores considerados para cada combinação. Pelo fato de que, posteriormente, será adotado o uso da placa Rogers RO4003 em substituição à FR4, criou-se também a Tabela 3, considerando as diferenças entre os materiais dielétricos.

	Z_{01}	Z_{02}	w_{01}	w_{02}	$\varepsilon_{ef\,01}$	$\varepsilon_{ef\,02}$
1ª Combinação	35 Ω	71 Ω	5.31 mm	1.60 mm	3.42	3.11
2ª Combinação	30 Ω	83 Ω	6.58 mm	1.14 mm	3.49	3.04
3ª Combinação	25 Ω	100 Ω	8.38 mm	0.72 mm	3.56	2.96

Tabela 2 - Combinações de impedâncias características e larguras das trilhas que compõem as células de periodicidade do dispositivo, utilizando-se a placa FR4. Também estão indicados os valores da constante dielétrica efetiva para cada segmento.

	Z_{01}	Z_{02}	w_{01}	w_{02}	$\varepsilon_{ef\,01}$	$\varepsilon_{ef\,02}$
1ª Combinação	35 Ω	71 Ω	5.86 mm	1.84 mm	2.90	2.66
2ª Combinação	30 Ω	83 Ω	7.23 mm	1.34 mm	2.95	2.61
3ª Combinação	25 Ω	100 Ω	9.17 mm	0.87 mm	3.01	2.54

Tabela 3 – Combinações de impedâncias características e larguras das trilhas que compõem as células de periodicidade do dispositivo, utilizando-se a placa Rogers RO4003. Também estão indicados os valores da constante dielétrica efetiva para cada segmento.

O comprimento L_c de cada célula de periodicidade também foi definido com auxílio do software MATLAB. Por meio do código mencionado na subseção 3.4, foi possível obter as curvas de dispersão a partir das impedâncias características das trilhas condutoras e das constantes dielétricas efetivas associadas a elas. Uma vez que as curvas de dispersão permitem identificar as regiões de bandas proibidas, foram testados diferentes valores de L_c a fim de observar qual seria o tamanho de célula mais adequado para que se formasse um EBG com a frequência central f_c próxima a 2.4 GHz. A Tabela 4 resume os testes realizados, destacando com o preenchimento na cor verde os melhores resultados para cada uma das combinações de impedâncias características.

	$L_c = 30\ mm$	$L_c = 32\ mm$	$L_c = 34\ mm$	$L_c = 36\ mm$
35Ω & 71Ω	$f_c = 2.64\ GHz$	$f_c = 2.51\ GHz$	$f_c = 2.35\ GHz$	$f_c = 2.24\ GHz$
30Ω & 83Ω	$f_c = 2.58\ GHz$	$f_c = 2.40\ GHz$	$f_c = 2.32\ GHz$	$f_c = 2.20\ GHz$
25Ω & 100Ω	$f_c = 2.50\ GHz$	$f_c = 2.35\ GHz$	$f_c = 2.22\ GHz$	$f_c = 2.15\ GHz$

Tabela 4 – Resumo dos testes realizados para determinar o valor mais adequado de L_c. Em verde estão destacadas as frequências centrais mais próximas a 2.4 GHz para cada uma das combinações.

Uma vez identificados os melhores resultados, convém apresentar as curvas de dispersão, as perdas de inserção e as perdas de retorno associadas a cada um deles, que permitem visualizar com precisão a região em que ocorre o EBG. A começar pelas relações de dispersão, elas são exibidas pelas figuras 5(a), 5(b) e 5(c), que estão associadas respectivamente ao primeiro, ao segundo e ao terceiro modelo de célula de periodicidade utilizado. Pela análise dessas curvas, observa-se que nas proximidades da banda proibida haverá grande dispersão na propagação da onda, representada pela descontinuidade da curva. Este fenômeno ocorre devido às reflexões das ondas eletromagnéticas, provocadas pela variação do valor de Z_0 das trilhas. Nota-se também

que, quanto maior é o descasamento entre as impedâncias características, mais ampla é a banda proibida.

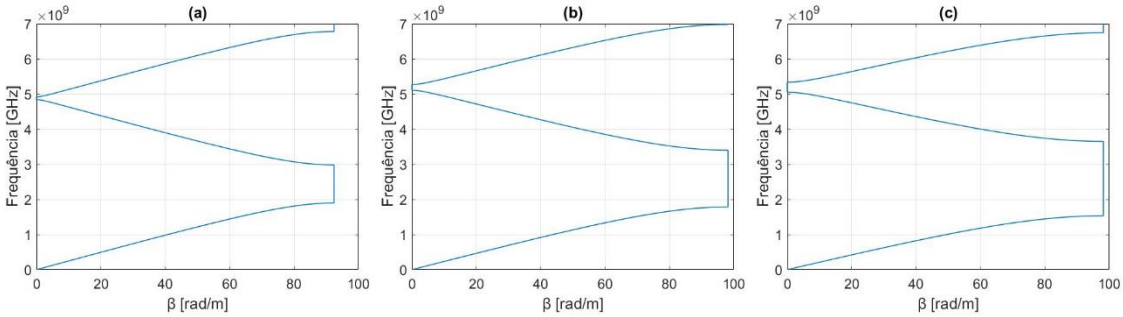

Figura 5 – Curvas de dispersão obtidas por meio do software MATLAB, referentes às microfitas com células de periodicidade compostas pelas seguintes combinações de impedâncias características: **(a)** 35 Ω e 71 Ω, **(b)** 30 Ω e 83 Ω e **(c)** 25 Ω e 100 Ω.

No que diz respeito às perdas atreladas aos diferentes modelos, após serem finalizadas as simulações das estruturas no HFSS, foram obtidos os parâmetros ilustrados pela Figura 6. Pela análise dos resultados mostrados na parte (a), é possível observar um efeito semelhante ao gerado nas curvas de dispersão com o aumento do descasamento entre as impedâncias características das trilhas: quanto maior a diferença entre os valores de Z_0, maior é a atenuação do sinal na região de banda proibida. Examinando-se a parte (b) da figura, que mostra a banda proibida obtida a partir da estrutura com células de periodicidade que combinam de 30 Ω e 83 Ω, nota-se que o parâmetro $S_{(2,1)}$ apresenta um ponto de mínimo na frequência central, ao passo que $S_{(1,1)}$ exibe um ponto de máximo, próximo de 0 dB. Isso indica que, para as frequências situadas na vizinhança desse ponto, a energia vinculada ao sinal acoplado à entrada do dispositivo não é transmitida para a saída, ou seja, não há propagação da onda.

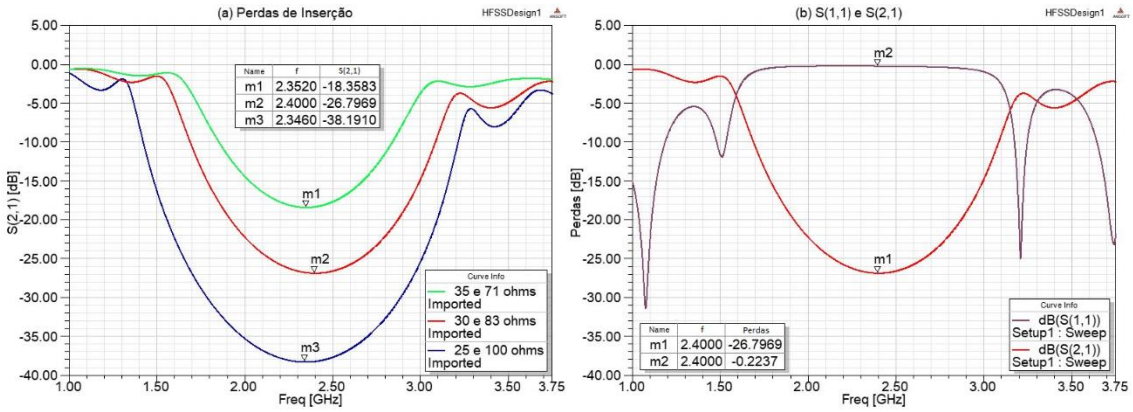

Figura 6 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção dos modelos com diferentes combinações de Z_0 **(b)** Comportamento dos parâmetros S obtidos da microfita com células de periodicidade de 32 mm, compostas por trilhas de 30 Ω e 83 Ω.

A utilização de diferentes impedâncias características para compor as células de periodicidade pode ser observada também no próprio dispositivo, dadas as alterações da largura dos segmentos da trilha condutora. Por meio da Figura 7 é possível comparar as três estruturas em questão e constatar as diferenças visíveis entre cada uma delas. Cabe aqui mencionar que, para os testes realizados nesta primeira etapa, foram utilizadas 4

células de periodicidade para compor os modelos, cujas respostas em frequência assemelham-se às de um filtro rejeita-faixa. Por fim, em relação à largura da placa FR4 utilizada e, consequentemente, do plano terra, optou-se por mantê-las iguais a 40 mm.

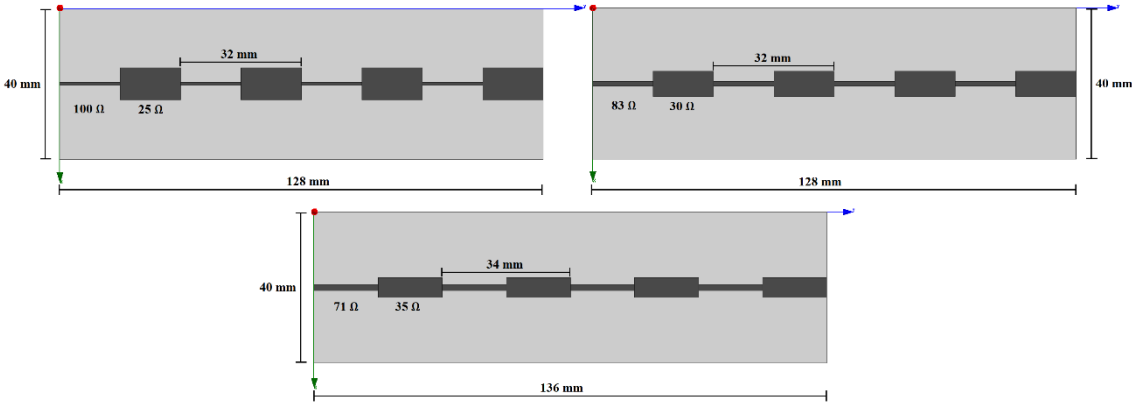

Figura 7 – Vista superior dos modelos de microfita com diferentes combinações de impedâncias características para compor as células de periodicidade. O design e a simulação das estruturas foram feitos pelo software HFSS.

Conhecidos os efeitos ocasionados pelas diferentes combinações de Z_0 das trilhas condutoras, verificaram-se os impactos da alteração da quantidade n de células de periodicidade que compõem os modelos. Para isso, foi considerada a estrutura com $L_c = 32\ mm$, $Z_{01} = 30\Omega$ e $Z_{02} = 83\Omega$, que apresentou a melhor centralização do EBG em relação à frequência de 2.4 GHz na etapa anterior. A Figura 8 apresenta os resultados obtidos para $n = 2, n = 4, n = 6$ e $n = 8$. Nota-se que, quanto maior o número de células de periodicidade, maiores são os níveis de rejeição à propagação do campo eletromagnético na banda proibida.

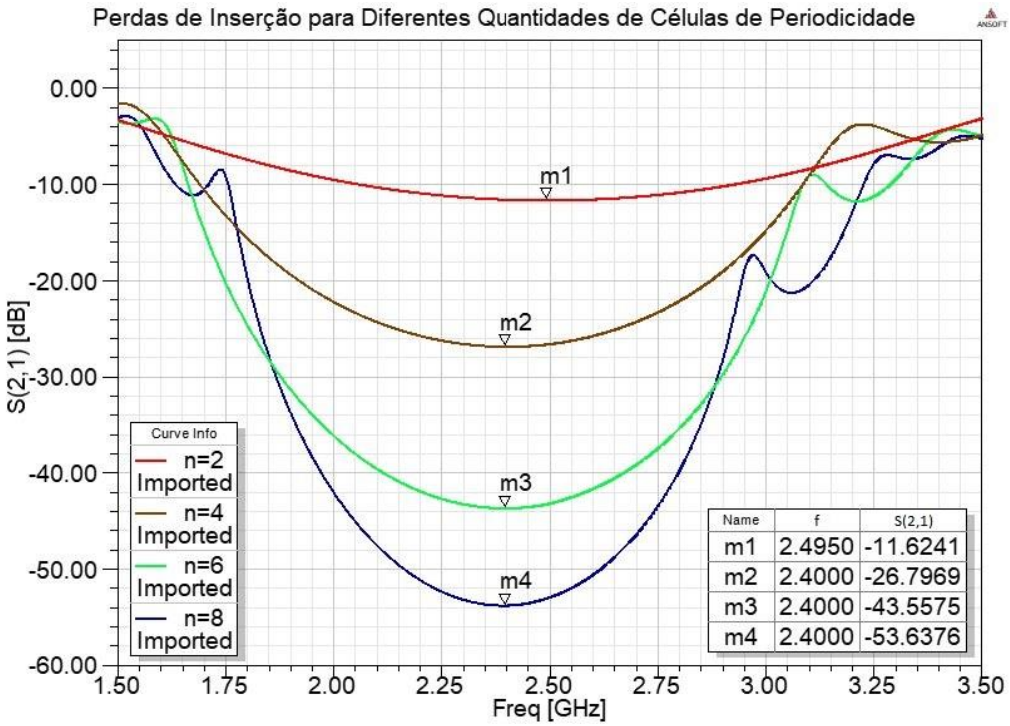

Figura 8 – Comparação entre as perdas de inserção de estruturas compostas por diferentes quantidades de células de periodicidade: $n = 2$, $n = 4$, $n = 6$, $n = 8$.

4.2. Inserção da Cavidade Ressonante

Na terceira etapa das análises, introduziu-se a cavidade (ou defeito) ao modelo, representada por uma trilha de ressonância posicionada entre os refletores de Bragg. A impedância característica dessa trilha permaneceu inalterada ao longo de toda a sua extensão, assumindo o valor de 50 Ω. O comprimento da cavidade foi definido a partir das equações (20), (21) e (22), abordadas na subseção 3.5. O efeito produzido pela adição do defeito foi o aparecimento de uma banda passante nos intermédios da região proibida, atribuindo à estrutura a característica de um filtro passa-faixa do tipo Fabry-Perot, como abordado na subseção 2.7. Além disso, de acordo com a teoria apresentada na subseção 2.3, o fator de qualidade Q do dispositivo está associado à sua seletividade de forma diretamente proporcional, isto é, quanto maior for o valor de Q, mais seletivo será o filtro. Semelhantemente, a constante dielétrica do substrato desempenha um papel importante na determinação do fator de qualidade, sendo estes inversamente proporcionais.

Para manter o equilíbrio entre a atenuação das bandas de rejeição do filtro e o tamanho do dispositivo, optou-se inicialmente pela utilização de 4 células de periodicidade acopladas a cada uma das extremidades do defeito. A princípio, a combinação de valores de Z_0 escolhida para a realização dos testes foi de 35Ω e 71Ω, e a placa utilizada para a concepção do novo modelo continuou sendo a FR4, com espessura do substrato $h_{sub} = 1.58\ mm$ e permissividade elétrica relativa $\varepsilon_r = 4.3$. Para o cálculo do parâmetro d da relação expressa em (20), primeiramente utilizou-se o código em MATLAB referido na subseção 3.3, determinando-se o valor da constante dielétrica efetiva. Sabendo-se que $\varepsilon_{ef} = 3.2664$, empregou-se a combinação entre (21) e (22) para obter (23), cuja resolução resultou em $d = 34{,}558\ mm$. A partir desse valor, foram feitos os testes mencionados na subseção 3.5 para determinar o fator multiplicativo m mais adequado para a composição de (20).

$$d = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{ef}}\, f} \tag{23}$$

Para que se obtenha um filtro passa-faixa eficiente, a perda de inserção nas bandas de rejeição deve ser a mais negativa possível, enquanto a atenuação na banda passante deve estar próxima de zero. Para ajustar o fator multiplicativo m que compõe L_r, é preciso ter em mente essas características desejáveis e, aplicando-se alterações graduais em seu valor, observar o quão apropriados estão os parâmetros S. Devido à elevada tangente de perdas atrelada à placa FR4, as perdas de inserção obtidas para os modelos simulados não foram satisfatórias, pois a atenuação não se manteve apenas para as bandas de rejeição, afetando significativamente a banda passante.

A Figura 9 apresenta alguns dos resultados obtidos, considerando-se diferentes valores de L_r para a estrutura composta por células de periodicidade de 32 mm. Pela análise da parte (a), entende-se que, conforme é modificado o valor do comprimento da cavidade, a resposta em frequência do filtro também sofre alterações, que afetam principalmente a frequência central do pico de ressonância e os níveis de atenuação nas bandas de rejeição. A parte (b) da figura, por sua vez, mostra o fator de qualidade do filtro que, como mencionado na subseção 2.3, foi obtido pela razão entre a frequência de ressonância e a largura de banda medida a -3 dB do pico de amplitude do sinal. A equação

(24) indica em termos numéricos como foi determinado o valor de 64.6 para o fator Q do filtro com $L_r = 1.9d$, que é considerado baixo para este projeto.

$$Q = \frac{2.4860}{(2.5060 - 2.4675)} \approx 64.6 \tag{24}$$

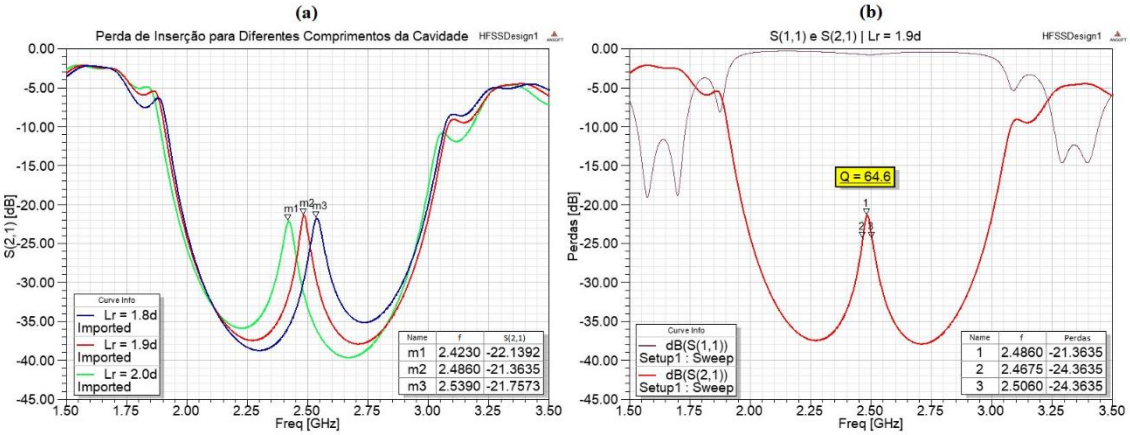

Figura 9 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção de estruturas projetadas com FR4. Foram considerados $L_r = 1.8d$, $L_r = 1.9d$ e $L_r = 2.0d$. **(b)** Determinação do fator de qualidade da microfita com células de periodicidade de 32 mm, compostas por trilhas de 35 Ω e 71 Ω.

Para melhorar a resposta em frequência do filtro, isto é, para diminuir a rejeição da banda passante e torná-la mais estreita, adotou-se o uso da placa Rogers RO4003, que apresenta uma tangente de perdas menor em comparação à FR4, conforme indicado na Tabela 1 da subseção 3.2. Por conta da alteração do material dielétrico que constitui o dispositivo, convém ter em mãos a relação indicada pela Tabela 3 da subseção 4.1, que considera o substrato da nova placa. A partir dessa tabela é possível conferir os novos valores dos parâmetros que determinam a constante dielétrica efetiva, que passa a ser $\varepsilon_{ef} = 2.7804$. Com este valor e por meio de (23), obteve-se $d = 37.456\ mm$. A Figura 10 indica alguns dos resultados obtidos, considerando-se diferentes valores de L_r para a estrutura composta por células de periodicidade de 36 mm.

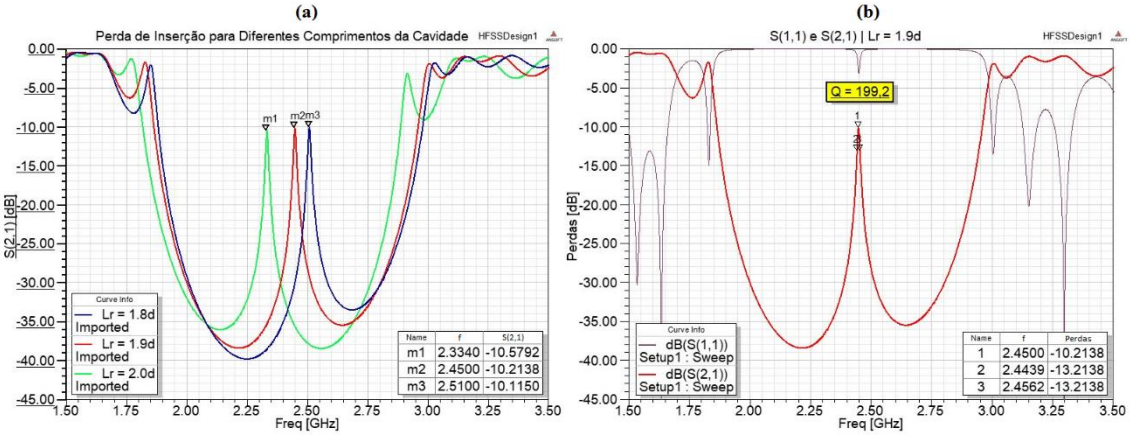

Figura 10 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção de estruturas projetadas com a placa Rogers RO4003. Foram considerados $L_r = 1.8d$, $L_r = 1.9d$ e $L_r = 2.0d$. **(b)** Determinação do fator Q da microfita com células de 36 mm, compostas por trilhas de 35 Ω e 71 Ω.

A análise dos resultados obtidos permite observar uma significativa melhoria na resposta do filtro. Com a utilização da placa Rogers RO4003, a atenuação da banda passante foi reduzida de 21 dB para 10 dB, sem alterações na quantidade de células de periodicidade e na combinação de impedâncias características das trilhas. Além disso, o fator de qualidade do dispositivo atingiu o valor de 199.2, aumentando cerca de 308% em relação ao seu valor anterior. Embora tenha sido necessário aumentar o tamanho das células de periodicidade para manter a banda passante com o centro próximo de 2.4 GHz, do ponto de vista prático, o acréscimo no comprimento da estrutura foi compensado pelo aprimoramento de seu desempenho. A Figura 11 mostra a representação da geometria da microfita em questão.

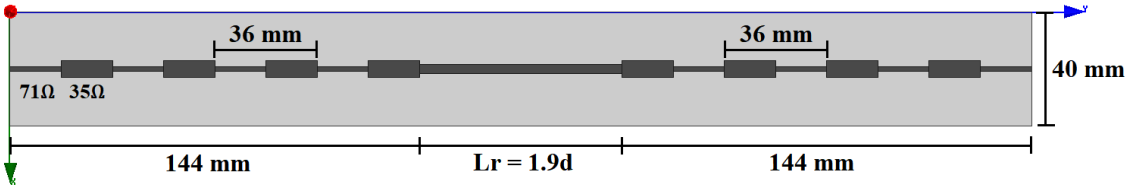

Figura 11 – Vista superior do modelo de microfita com a inserção da cavidade ressonante de comprimento $L_r = 1.9d$. O design e a simulação das estruturas foram feitos pelo software HFSS.

Para investigar os efeitos da variação do número n de células de periodicidade acopladas às extremidades da cavidade ressonante, foi feito um experimento comparando-se a perda de inserção para $n = 2$, $n = 3$, $n = 4$ e $n = 5$. A Figura 12 indica os resultados obtidos, por meio dos quais é possível observar que, quanto maior for o valor de n, maiores serão os níveis de rejeição nas regiões das bandas proibidas e, consequentemente, maior será a atenuação na banda passante.

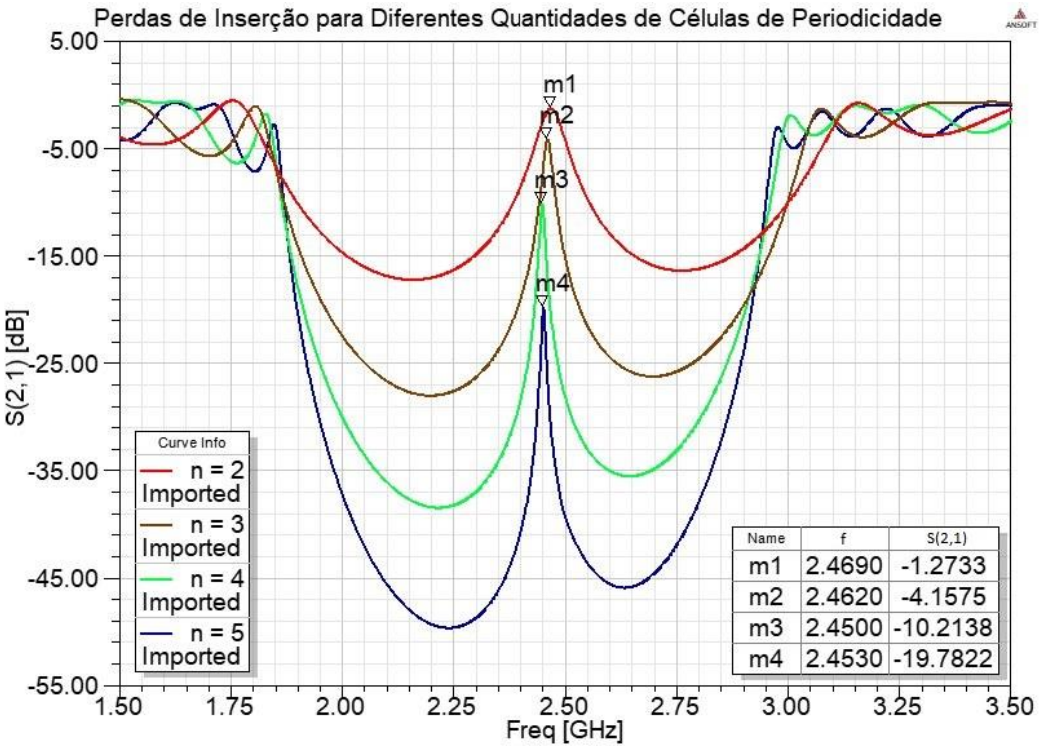

Figura 12 - Comparação entre as perdas de inserção da microfita com $n = 2$, $n = 3$, $n = 4$ e $n = 5$.

4.3. Utilização de Heteroestruturas

Com o intuito de reduzir o tamanho do dispositivo e aprimorar ainda mais seu fator de qualidade, optou-se pela aplicação da teoria de heteroestruturas, abordada na subseção 3.6. A ideia principal foi compor um único modelo com variações dos tipos de células de periodicidade testados anteriormente. As células com combinações de impedâncias características menos distantes de 50 Ω foram colocadas próximas às portas de entrada/saída do dispositivo, enquanto as células com combinações mais heterogêneas foram anexadas às extremidades da cavidade ressonante. A Figura 13 ilustra o dispositivo concebido neste caso, com células de periodicidade de 35 mm.

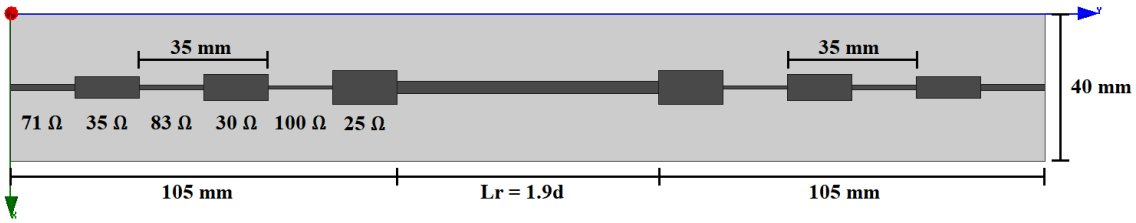

Figura 13 – Vista superior do modelo da heteroestrutura com cavidade ressonante de comprimento $L_r = 1.9d$. O design e a simulação das estruturas foram feitos pelo software HFSS.

Para compreender melhor o efeito do uso da heteroestrutura, imagina-se, por exemplo, o filtro composto pela repetição das células de periodicidade de 25 Ω e 100 Ω. Nesse caso, dado o descasamento acentuado entre as trilhas, o campo eletromagnético sofre reflexões mais abruptas, o que ocasiona um aumento dos níveis de atenuação das bandas de rejeição. Porém, como consequência das reflexões, a banda passante também é afetada e atenuada a ponto de fazer a resposta em frequência do dispositivo perder a característica de filtro passa-faixa. Utilizando-se a heteroestrutura, essa situação pode ser contornada. Por conta do aumento gradual do descasamento de impedâncias entre as portas e as trilhas acopladas a elas, as reflexões do campo eletromagnético ao longo da estrutura ocorrem de tal forma que é possível atingir bons níveis de atenuação das bandas de rejeição sem afetar tanto a banda passante. Ainda, consegue-se obter efeitos semelhantes aos apresentados na subseção 4.2 com uma menor quantidade de células de periodicidade.

A Figura 14 (a) aponta a relação entre as perdas de inserção obtidas para a heteroestrutura com diferentes comprimentos da cavidade ressonante. Observa-se que, para cada um dos valores de L_r, as bandas de rejeição do filtro assumem proporções diferentes, de modo que a frequência central da banda passante também se desloca. O melhor resultado atingido foi o da cavidade com comprimento $L_r = 1.9d$, cujas bandas proibidas apresentam simetria do nível de atenuação e a frequência de ressonância está bem próxima de 2.4 GHz. Já a Figura 14 (b) mostra o comportamento dos parâmetros S(2,1) e S(1,1), determinados por meio do dispositivo selecionado na etapa de comparação. Observa-se que o filtro apresenta um fator de qualidade ainda maior do que o último obtido na subseção 4.2. Para o caso em questão, o valor de Q foi calculado como indicado por (25).

$$Q = \frac{2.4560}{(2.4617 - 2.4502)} \approx 213.6 \qquad (25)$$

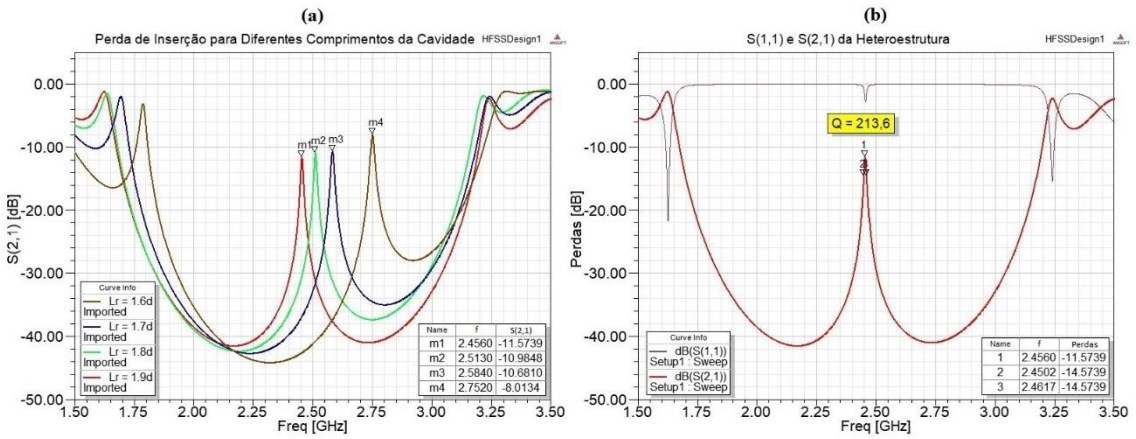

Figura 14 – **(a)** Comparação entre as perdas de inserção das heteroestruturas projetadas com a placa Rogers RO4003. Foram considerados $L_r = 1.6d$, $L_r = 1.7d$, $L_r = 1.8d$ e $L_r = 1.9d$. **(b)** Determinação do fator Q da heteroestrutura com células de 35 mm.

Para encerrar esta seção de resultados, a Figura 15 indica o contraste entre as perdas de inserção da heteroestrutura e da microfita com células de periodicidade de 36 mm, compostas por trilhas de 35 Ω e 71 Ω. Nota-se que, além de possuir bandas de rejeição mais atenuadas, a heteroestrutura apresenta EBGs mais largos que os da outra microfita. Essa característica pode ser muito útil em aplicações que exigem uma maior seletividade do filtro. Por fim, vale ressaltar que o aprimoramento da resposta em frequência foi obtido utilizando-se um dispositivo com redução de 7.8 cm do comprimento total, o que é possível perceber pela comparação entre as geometrias ilustradas nas figuras 11 e 13.

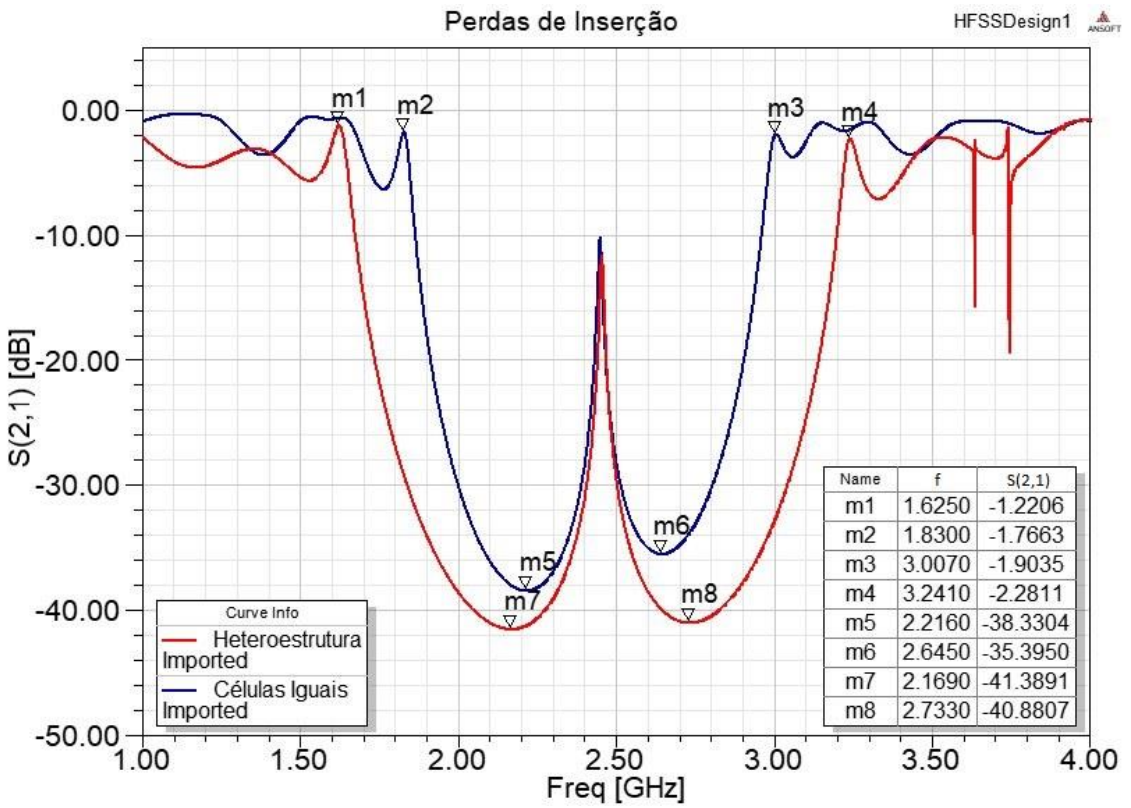

Figura 15 – Comparação entre as perdas de inserção antes e após a aplicação da teoria de heteroestruturas ao dispositivo.

5. CONCLUSÕES

A partir das análises efetuadas na primeira etapa de desenvolvimento deste trabalho, verificou-se a formação de bandas eletromagnéticas proibidas por meio da distribuição de estruturas de periodicidade ao longo da linha de transmissão do tipo microfita. Essas estruturas foram compostas pela combinação de segmentos de trilhas condutoras com diferentes impedâncias características, cuja média geométrica igualou-se ao valor de Z_0 do dispositivo como um todo. O comprimento L_c das células de periodicidade foi definido por meio da análise das curvas de dispersão obtidas para cada caso. Os perfis das respostas em frequência dos filtros obtidos neste contexto assemelharam-se aos de filtros rejeita-faixa. Ainda, tendo sido realizados os testes para diferentes combinações das trilhas condutoras, foram investigados os efeitos do aumento da quantidade n de células de periodicidade na estrutura. Constatou-se que esse número interfere diretamente nos níveis de rejeição da banda proibida. Em outras palavras, quanto maior for o valor de n, maior será a atenuação do sinal na região de EBG.

Na segunda etapa, introduziu-se a cavidade ressonante ao dispositivo, acomodada entre as células de periodicidade que funcionaram como Refletores de Bragg. O modelo estruturado dessa maneira tornou-se análogo ao de um Filtro Fabry-Perot, por meio do qual foi possível obter uma banda passante entre as faixas de frequências rejeitadas. Dessa forma, o filtro adquiriu as características de um passa-faixa. Entretanto, o substrato inicialmente utilizado, específico da placa FR4, ocasionou perdas muito acentuadas na banda passante, o que resultou em um fator de qualidade baixo para o modelo testado. Por essa razão, optou-se pela substituição da placa pela Rogers RO4003, cujo material dielétrico apresenta uma tangente de perdas consideravelmente menor. Com o novo modelo, foi possível obter um fator Q 308% maior em relação ao anterior. Além disso, constatou-se que o comprimento L_r da cavidade ressonante, assim como o das células de periodicidade, afeta o valor da frequência em que ocorre o pico de ressonância do dispositivo.

Na terceira etapa, com o intuito de aumentar o fator de qualidade do filtro e reduzir o valor de n necessário para obter uma boa atenuação da banda de rejeição, foram introduzidos os modelos de heteroestruturas. Para isso, em vez de incorporar ao dispositivo repetições dos mesmos arranjos de Z_0 das trilhas condutoras, foram inseridas variações das células de periodicidade nas extremidades da cavidade ressonante. O fator de qualidade final obtido para esse modelo foi de $Q = 213.6$, e a redução do dispositivo em relação ao utilizado previamente foi de 7.8 cm, obtendo-se também um alargamento das bandas de rejeição do filtro. Assim, conclui-se que o objetivo do projeto foi alcançado, embora ainda existam melhorias que podem ser aplicadas ao modelo final, as quais serão mencionadas na próxima subseção.

5.1. Trabalhos futuros

Uma das possibilidades de melhoria dos resultados obtidos neste trabalho é a diminuição da atenuação da banda passante do filtro, de modo que alcance as proximidades de 0 dB. Para isso, o dispositivo poderia ser combinado a um amplificador projetado para atuar sobre sua frequência de ressonância. Ou, ainda, poderia ser aplicada uma modulação mais suavizada das trilhas condutoras, de modo a melhorar o

acoplamento do sinal entre cada segmento das células de periodicidade. Por fim, seria interessante trabalhar na construção do dispositivo na prática, para que fosse medido o seu desempenho real. Essa etapa não foi realizada no presente projeto excepcionalmente por conta da situação de pandemia de Covid 19, que ocasionou um contexto em que os laboratórios de testes tiveram que permanecer fechados por medidas de segurança.

6. BIBLIOGRAFIA

[1] E. Yablonovitch, “Inhibited Spontaneous Emission in Solid-State Physics and Electronics,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 58, no. 20, pp. 2059–2062, May 1987, doi: 10.1103/PhysRevLett.58.2059.

[2] E. Yablonovitch, “Photonic band-gap structures,” *J. Clin. Comput.*, vol. 10, no. 2, pp. 283–295, 1993.

[3] K. M. Ho, C. T. Chan, and C. M. Soukoulis, “Existence of a PBG in periodic Dielectric structures,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 65, no. 25, pp. 3152–3155, 1990.

[4] R. Dalichaouch, J. P. Armstrong, S. Schultz, P. M. Platzman, and S. L. McCall, “Microwave Localization by Two-Dimensional Random Scattering,” *Nature*, vol. 354, pp. 53–55, 1991.

[5] R. Zhang, “Novel Planar Microstrip and Dielectric Resonator Filters,” University of Waterloo, 2007.

[6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. John Wiley & Sons, 1997.

[7] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4th ed. Wiley, 2016.

[8] C. J. Kikkert, “A design technique for microstrip filters,” *2nd Int. Conf. Signal Process. Commun. Syst. ICSPCS 2008 - Proc.*, no. 2, pp. 1–5, 2008, doi: 10.1109/ICSPCS.2008.4813713.

[9] N. A. R. B. Lima, “Estruturas EBG em Circuitos Microstrip,” Universidade do Portoassoci, 2008.

[10] J. S. Foresi *et al.*, “Photonic-bandgap Microcavities in Optical Waveguides,” *Nature*, vol. 390, pp. 143–145, 1997.

[11] D. Labilloy, H. Benisty, C. Weisbuch, T. F. Krauss, V. Bardinal, and U. Oesterle, “Demonstration of cavity mode between two-dimensional photonic-crystal mirrors,” *Electron. Lett.*, vol. 33, no. 23, pp. 1978–1979, 1997, doi: 10.1049/el:19971321.

[12] A. K. Charles and M. N. O. Sadiku, *Fundamentos de Circuitos Elétricos*, 5th ed. AMGH Editora Ltda., 2013.

[13] R. L. Boylestad and L. Nashelsky, *Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos*, 11th ed. Pearson Education do Brasil Ltda., 2013.

[14] H. Venghaus, *Wavelength Filters in Fibre Optics*, vol. 123. 2006.

[15] M. N. O. Sadiku, *Elementos de Eletromagnetismo*, 5th ed. Bookman, 2012.

[16] V. Radisic, Y. Qian, R. Coccioli, and T. Itoh, “Novel 2-D Photonic Bandgap Structure for Microstrip Lines,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 8, no. 2, pp. 69–71, 1998, doi: 10.1109/75.658644.

[17] J. D. Joannopoulos, S. G. Johnson, J. N. Winn, and R. D. Meade, *Photonic Crystals Molding The Flow of Light*, 2nd ed. New Jersey: Princeton University Press, 2008.

[18] Y. Akahane, T. Asano, B. S. Song, and S. Noda, “High-Q photonic nanocavity in a two-dimensional photonic crystal,” *Nature*, vol. 425, no. 6961, pp. 944–947,

2003, doi: 10.1038/nature02063.

[19] M. F. Karim and L. C. Ong, “Narrow band Fabry-Perot based EBG bandpass filter,” *2010 IEEE Int. Conf. Commun. Syst.*, no. 2, pp. 32–35, Nov. 2010, doi: 10.1109/ICCS.2010.5686106.

[20] M. S. Gonçalves, Y. H. Isayama, and H. E. Hernández-Figueroa, “A novel three dimensional vector finite element method for periodic photonic devices,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 11, pp. 2665–2668, Nov. 2016, doi: 10.1002/mop.30125.

[21] G. P. Agrawal, *Sistemas De Comunicação Por Fibra Óptica*, 4th ed. Elsevier Editora Ltda., 2014.

[22] E. G. L. Rangel, “Estudo das Propriedades Dielétricas em Micro-Ondas de Cerâmicas do Sistema ZnO-Nb2O5-TiO2 para Aplicações em Comunicações Espaciais,” Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais - INPE, São José dos Campos, 2011.

[23] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 2nd ed. Wiley, 2001.

[24] A. G. Sahú and M. S. Gonçalves, “Novo Casador de Impedâncias de Duas Bandas Utilizando Stubs e Estruturas Periódicas,” *XXXVIII Simpósio Bras. Telecomunicações e Process. Sinais*, pp. 22–25, 2020.

[25] R. T. Bueno, O. F. Lopes, K. T. G. Carvalho, C. Ribeiro, and A. J. L. Mourão, “Semicondutores heteroestruturados: uma abordagem sobre os principais desafios para a obtenção e aplicação em processos fotoquímicos ambientais e energéticos,” *Quim. Nov.*, vol. XY, no. 00, pp. 1–15, 2019.