



José André da Costa

**DESENVOLVIMENTO DE FILTROS PASSA-FAIXA
PLANARES BASEADOS NA GEOMETRIA MATRIOSKA
COM TRÊS CAMADAS DE METALIZAÇÃO**

João Pessoa - PB
Agosto de 2024

José André da Costa

**DESENVOLVIMENTO DE FILTROS PASSA-FAIXA
PLANARES BASEADOS NA GEOMETRIA MATRIOSKA
COM TRÊS CAMADAS DE METALIZAÇÃO**

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba, como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Telecomunicações

Linha de Pesquisa: Eletromagnetismo Aplicado

Orientador: Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto

Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Araújo Cavalcante

João Pessoa – PB

Agosto de 2024

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação – CIP
Biblioteca Nilo Peçanha – IFPB, *campus* João Pessoa

C837d Costa, José André da.
Desenvolvimento de filtros passa-faixa planares baseados na geometria matrioska com três camadas de metalização / José André da Costa. – 2024.
51 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba – IFPB / Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Orientador: Orientador: Prof. Dr. Alfrêdo Gomes Neto
Coorientador: Prof. Dr. Gustavo Araújo Cavalcante

1.Filtros Passa-faixa. 2.Geometria Matrioska. 3.Ressonadores Planares. I. Título.

CDU 621.372.852.1

DESENVOLVIMENTO DE FILTROS PASSA-FAIXA PLANARES BASEADOS NA GEOMETRIA MATRIOSKA COM TRÊS CAMADAS DE METALIZAÇÃO

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB – Campus João Pessoa.

Aprovado em 07 de agosto de 2024

MEMBROS DA BANCA EXAMINADORA:

Dr. Alfredo Gomes Neto – IFPB – PPGEE

Dr. Gustavo Araujo Cavalcante – IFPB – PPGEE

Dr. Alexandre Jean René Serres – UFCG

Dr. Adaildo Gomes D'Assunção Junior – IFPB – PPGEE

Dr. Jefferson Costa e Silva – IFPB – PPGEE

Documento assinado eletronicamente por:

- **Alfredo Gomes Neto**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLÓGICO, em 08/08/2024 09:06:33.
- **Jefferson Costa e Silva**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLÓGICO, em 08/08/2024 09:27:44.
- **Adaildo Gomes D Assuncao Junior**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLÓGICO, em 08/08/2024 11:27:21.
- **Gustavo Araujo Cavalcante**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLÓGICO, em 08/08/2024 13:14:03.
- **Alexandre Jean René Serres**, PROFESSOR DE ENSINO SUPERIOR NA ÁREA DE ORIENTAÇÃO EDUCACIONAL, em 12/08/2024 16:04:19.

Este documento foi emitido pelo SUAP em 31/07/2024. Para comprovar sua autenticidade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifpb.edu.br/autenticar-documento/> e forneça os dados abaixo:

Código: 585430
Verificador: 7a33350e5d4
Código de Autenticação:



AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus por me fortalecer diariamente, permitindo assim, a concretização de mais um sonho.

A meus pais, em especial minha mãe, que mesmo com pouca instrução e imersa nas dificuldades da vida, não mensurou esforços e ousou me encaminhar na vivência acadêmica. A senhora minha mãe, meu muito obrigado!

A minha avó materna que acompanhou essa trajetória, e assim como minha mãe, sempre estimulou minha jornada acadêmica. Vocês são prova do quanto a caneta é mais leve que a enxada, pois não tiveram essa opção de seguir estudando, e acreditem, essa confiança em mim depositada, me fortalece e me faz continuar.

Ao meu irmão, minhas tias e demais familiares que acompanharam minha caminhada.

Aos professores do Instituto Federal da Paraíba, IFPB – Campus João Pessoa, que compartilharam seus saberes e me proporcionaram conhecimentos fundamentais não só para carreira docente, como principalmente, para uma participação mais crítica socialmente.

A todo corpo de funcionários do IFPB, desde a coordenação até os vigilantes, que executam suas atividades e permitem o funcionamento do ambiente acadêmico.

Ao meu orientador Dr. Alfredo Gomes Neto por aceitar minha proposta de pesquisa e fomentar constantes dicas para melhoria de tal trabalho, quero também lhe parabenizar pela excelência no que tange as orientações, foi de suma importância para o meu entendimento e crescimento ao longo da pesquisa.

Aos amigos e colegas do mestrado, pelos momentos de convivência e trocas de experiências que enriqueceram as nossas vidas.

E aos respeitáveis professores da banca examinadora.

“Eu acredito que às vezes são as pessoas que ninguém espera nada que fazem as coisas que ninguém consegue imaginar.”

Alan Turing

RESUMO

Nesta dissertação é descrita uma nova configuração de filtro passa-faixa baseado na geometria matrioska, utilizando três camadas de metalização, das quais uma é o plano terra. Diferentemente dos filtros passa-faixa usuais, onde os ressonadores estão no mesmo plano, no filtro proposto os anéis baseados na geometria matrioska estão em camadas de metalização sobrepostas, proporcionando uma considerável redução das dimensões, uma elevada seletividade, assim como perdas de inserção menores que 1 dB. São apresentadas as equações iniciais de projeto e cinco filtros foram caracterizados numericamente e fabricado, observando-se uma boa concordância entre os resultados numéricos e experimentais, bem como as características de miniaturização e seletividade inicialmente previstas para o filtro proposto. Portanto, trata-se de uma configuração de filtro passa-faixa com potencial para diversas aplicações nos sistemas de telecomunicações.

Palavras-chave: Filtros Passa-faixa, Geometria Matrioska, Ressonadores Planares, Filtro de Linhas Acopladas.

ABSTRACT

In this dissertation, a new configuration of band-pass filter based on matryoshka geometry is described, using three layers of metallization, one of which is the ground plane. Unlike the usual band-pass filters, where the resonators are in the same plane, in the proposed filter the rings based on matryoshka geometry are in overlapping metallization layers, providing a considerable reduction in dimensions, high selectivity, as well as insertion losses lower than 1 dB. The initial design equations are presented, and five filters were numerically characterized and manufactured, observing a good agreement between the numerical and experimental results, as well as the miniaturization and selectivity characteristics initially predicted for the proposed filter. Therefore, it is a band-pass filter configuration with potential for various applications in telecommunications systems.

Keywords: Bandpass Filters, Matryoshka Geometry, Planar Resonators, Coupled Line Filter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Evolução dos sistemas de telecomunicações	14
Figura 2 – Bonecas russas matrioskas	15
Figura 3 – Exemplo de geometria matrioska	15
Figura 4 – Filtro com uma e duas camadas de metalização, além do plano terra	16
Figura 5 – Componentes passivos – resistores, capacitores e indutores	17
Figura 6 – Componentes ativos – transistores e amplificadores operacionais	18
Figura 7 – Princípio de funcionamento de um filtro digital	18
Figura 8 – Filtro com componentes distribuídos	19
Figura 9 – Filtro com componentes concentrados	19
Figura 10 – Respostas em frequência de filtros ideais	20
Figura 11 – Respostas em frequência de um filtro passa-baixas	21
Figura 12 – Respostas em frequência de um filtro passa-altas	22
Figura 13 – Respostas em frequência de um filtro passa-faixa	22
Figura 14 – Resposta em frequência de um filtro rejeita-faixa	23
Figura 15 – Estrutura geral de uma linha de microfita	24
Figura 16 – Diferentes configurações de ressonadores	25
Figura 17 – Resposta em frequência de um filtro passa-faixa, destacando algumas de suas características	25
Figura 18 – Filtro proposto	28
Figura 19 – Geometria matrioska passo a passo	29
Figura 20 – Dimensões da geometria matrioska	29
Figura 21 – Filtros projetados	31
Figura 22 – Dimensões do filtro proposto	32
Figura 23 – Detalhes da simulação	32
Figura 24 – Resposta em frequência típica do filtro passa-faixa proposto, destacando algumas de suas características.	33
Figura 25 – Resposta em frequência numérica dos cinco filtros	34
Figura 26 – Exemplar do filtro fabricado	35
Figura 27 – Configuração utilizada na caracterização experimental	35
Figura 28 – Resposta em frequência do filtro sem gap – filtro 1 – resultados numéricos e experimentais	36
Figura 29 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 2 – resultados numéricos e experimentais	37

Figura 30 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 3 – resultados numéricos e experimentais	39
Figura 31 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 4 – resultados numéricos e experimentais	40
Figura 32 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 5 – resultados numéricos e experimentais	41
Figura 33 – Variação da posição do gap	42
Figura 34 – Filtro 2 – Parâmetro $ S_{21} $ em função da frequência	43
Figura 35 – Filtro 5 – Parâmetro $ S_{21} $ em função da frequência	43
Figura 36 – Resposta em frequência para os filtros projetados – Resultados numérico – Detalhe na região da frequência de ressonância e banda de rejeição – Filtro 2	44
Figura 37 – Resposta em frequência para os filtros projetados – Resultados numérico – Detalhe na região da frequência de ressonância e banda de rejeição – Filtro 5	44
Figura 38 - Estrutura geral do filtro passa-faixa de linhas acopladas	45
Figura 39 - Filtro de linhas acoplados simulado na mesma frequência de ressonância do filtro 3	46
Figura 40 – Resposta em frequência para o filtro de linhas acopladas	47

LISTA DE TABELAS

Tabela 01 – Especificações utilizadas nas simulações	31
Tabela 02 – Dimensões do filtro com dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, com gap (dimensões em mm)	32
Tabela 03 – Resultados numéricos e experimentais – filtro 1	36
Tabela 04 – Resultados numéricos e experimentais – filtro 2	38
Tabela 05 – Resultados numéricos e experimentais – filtro 3	39
Tabela 06 – Resultados numéricos e experimentais – filtro 4	40
Tabela 07 – Resultados numéricos e experimentais – filtro 5	41
Tabela 8: Dimensões do filtro de linhas acopladas - Valores das admitâncias dos inversores J_i e das impedâncias de modo par (Z_{0e}) e de modo ímpar (Z_{0o})	46
Tabela 9 – Resultados numéricos do filtro de linhas acopladas	47

LISTA DE SIGLAS

RF	Radiofrequência
GTEMA	Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado
LMTel	Laboratório de Medidas em Telecomunicações
FPB	Filtro passa-baixas
FPA	Filtro passa-altas
FPF	Filtro passa-faixa
FRF	Filtro rejeita-faixa
f_c	Frequência de corte
f_l	Frequência de corte inferior
f_h	Frequência de corte superior
BW	Largura de banda
ϵ_r	Permissividade elétrica relativa
f_{res}	Frequência de ressonância
f_s	Frequência de rejeição ou supressão
IL	Perda de inserção
h_0 e h_1	Espessura das camadas do substrato
W_x	Largura do filtro na direção x
W_y	Largura do filtro na direção y
W_{ma1}	Largura do anel externo, anel 1
W_{ma2}	Largura do anel interno, anel 2
W_{ma}	Largura da microfita do anel matrioska
W_{ms}	Largura da microfita de alimentação do filtro
g_{ma}	Fenda na região de interconexão dos anéis concêntricos que formam o anel matrioska
g_{sl}	Fenda introduzida no anel externo
d_{sl}	Deslocamento da posição da fenda introduzida no anel externo
L_{efe}	Comprimento efetivo do anel matrioska
λ_0	Comprimento de onda no espaço livre

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	14
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1. Teoria e classificação dos filtros	17
2.2. Ressonadores planares	23
2.3. Parâmetros de avaliação do filtro	25
2.4. Filtro proposto	28
3. RESULTADOS OBTIDOS	30
3.1 Resultados numéricos e experimentais	30
3.2 Otimização do d_{sl}	42
3.3 Comparação com o filtro de linhas acopladas	45
4. CONCLUSÃO	48
4.1. Considerações finais	48
4.2 Propostas de trabalhos futuros	49
REFERÊNCIAS	51

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, a sociedade encontra-se cada vez mais dependente de diversas tecnologias, como 5G, Wi-Fi 6, inteligência artificial. Esse panorama exige uma maior eficiência dos atuais sistemas de telecomunicações, que são responsáveis pela comunicação e transmissão de dados. Os sistemas de telecomunicações impulsionam o desenvolvimento social, educacional e cultural, conectando pessoas e comunidades, facilitando o acesso à informação e à educação, além de promover a inclusão digital. No âmbito econômico, as telecomunicações são indispensáveis para o crescimento, viabilizando o comércio eletrônico, o trabalho remoto, a telemedicina e outros setores que dependem da conectividade para prosperar [1], [2].

A Figura 1 ilustra o processo evolutivo das telecomunicações ao longo das últimas décadas. Essas aplicações compartilham o espectro de radiofrequências, de modo que cada tecnologia está alocada em uma determinada faixa de frequência [3].

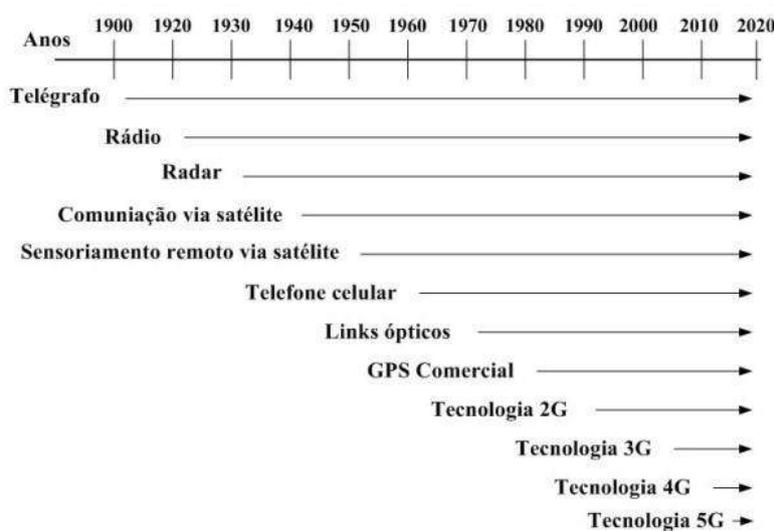


Figura 1 - Evolução dos sistemas de telecomunicações [3].

Oferecer acesso às redes de telecomunicações nas mais diversas localidades, com qualidade de serviço e sem perder a mobilidade, impõe grandes desafios aos fabricantes de equipamentos de infraestrutura e dispositivos móveis. Em ambos os casos, separar os sinais desejados dos indesejados é um requisito indispensável. Os sistemas de telecomunicações exigem filtros com condições de operação cada vez mais restritas em termos de resposta em frequência, além de baixo custo, miniaturização, peso e volume reduzidos. Nesse contexto, novas configurações de filtros de micro-ondas têm sido desenvolvidas [4]-[6].

Existem diferentes tipos de filtros na engenharia, com aplicações em diferentes áreas, como sistema de potência, eletrônica e na telecomunicação [7]. Do ponto de vista da

aplicabilidade, não há como considerar qualquer que seja o sistema de telecomunicação de moderada complexidade que não faça uso de pelo menos um filtro em sua configuração, tendo em vista que em alguns casos há uma limitação no espectro de radiofrequência e que esse precisa ser compartilhado.

Diante dos desafios presentes no uso compartilhado do espectro de radiofrequência, assim como nos requisitos de mobilidade e portabilidade dos equipamentos, o Grupo de Telecomunicações e Eletromagnetismo Aplicado (GTEMA), do Instituto Federal da Paraíba (IFPB), tem desenvolvido pesquisas de dispositivos com novas configurações que atendam a essas demandas [8]-[11].

Um dos estudos realizados no GTEMA-IFPB, utiliza uma geometria inspirada nas bonecas russas, denominadas matrioskas. As bonecas russas matrioskas são constituídas por um conjunto de bonecas de tamanhos decrescentes, colocadas uma dentro da outra, Figura 2, [12]. A partir da boneca maior, as demais são inseridas uma dentro da outra, até a menor localizada mais internamente, formando várias bonecas que ocupam o volume delimitado pela boneca mais externa.



Figura 2 - Bonecas russas matrioskas [12].

A geometria matrioska proposta é composta por anéis concêntricos, que permanecem interligado, porém com sua área limitada à área do anel mais externo, formando assim, um único anel, com um maior comprimento efetivo, Figura 3, [8]-[11].



a) Geometria matrioska aberta com três anéis concêntricos



b) Geometria matrioska expandida

Figura 3 – Exemplo de geometria matrioska.

Entretanto, os trabalhos até então desenvolvidos abordaram filtros rejeita-faixa e passa-baixas, com duas camadas de metalização, sendo uma das camadas o plano terra, Figura 4(a). Dando continuidade às pesquisas realizadas no GTEMA-IFPB, nesta dissertação é implementada uma configuração original, com três camadas de metalização, baseados na geometria matrioska, Figura 4(b). Trata-se, portanto, da continuidade de uma linha de pesquisa, estendendo a aplicação da geometria matrioska aos filtros passa-faixa.

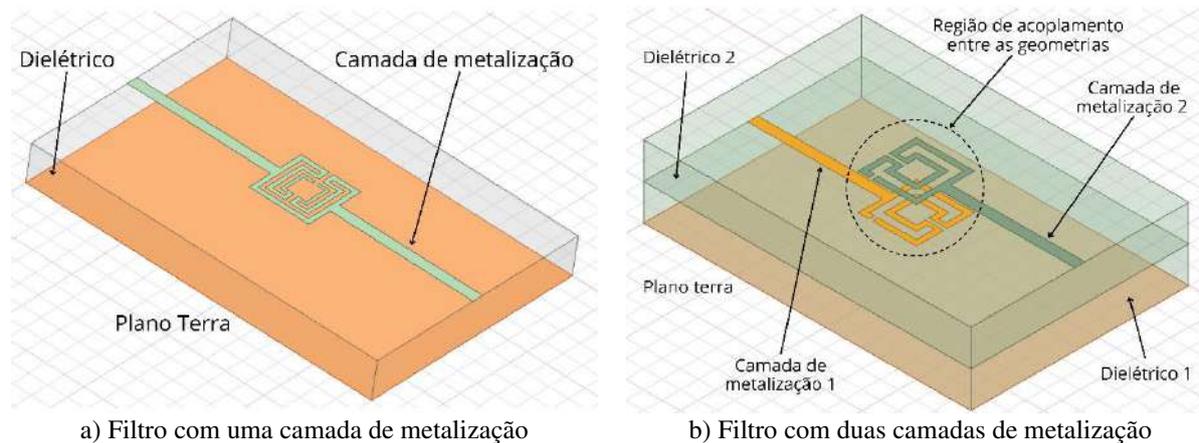


Figura 4 – Filtro com uma e duas camadas de metalização, além do plano terra.

Os valores correspondentes às espessuras dos substratos dielétricos na Figura 4 foram aumentados com intuito de permitir uma melhor visualização das camadas de metalização.

Os próximos capítulos deste trabalho estão organizados da seguinte forma:

- No Capítulo 2 são abordados conceitos fundamentais sobre filtros seletores de frequência, incluindo suas classificações, principais características, importância da microfita e ressonadores planares. Também é apresentado o filtro proposto, juntamente com a caracterização dos filtros baseados na geometria matrioska.
- No Capítulo 3 são apresentados os resultados numéricos e experimentais do filtro passa-faixa planar baseado na geometria matrioska com três camadas de metalização. Adicionalmente, se apresenta os resultados com a otimização do d_{sl} , finalizando com um comparativo entre o filtro proposto e um filtro de linhas acopladas.
- Por fim, no Capítulo 4 são apresentadas as conclusões da dissertação, bem como sugestões para futuros trabalhos.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O desenvolvimento dos filtros de micro-ondas começou antes da Segunda Guerra Mundial, mas o início da teoria e prática dos filtros modernos ocorreu durante o período da guerra e nos anos seguintes [13]. Um filtro pode ser visto como um circuito de duas portas usado para controlar a resposta em frequência, permitindo a transmissão com baixas perdas nas frequências para a banda passante e alta atenuação nas demais frequências. Tendo em vista que há limitações inerentes ao espectro de radiofrequência, podendo causar degradações indesejadas na qualidade da informação, especialmente em certas faixas compartilhadas e com elevada ocupação, se faz uso dos filtros para selecionar ou confinar os sinais de radiofrequência/micro-ondas dentro dos limites espectrais atribuídos [9], [14]. A seguir, são apresentados conceitos da teoria e classificação dos filtros.

2.1. Teoria e classificação dos filtros

Os filtros podem ser classificados como analógicos e digitais, dependendo da tecnologia, dos componentes utilizados e da função no circuito eletrônico [13]. Os filtros analógicos, por sua vez, são estabelecidos em uma faixa de frequência e podem ser caracterizados como filtros passivos e ativos. A seguir serão descritas as definições destes com base na tecnologia empregada:

- Filtros passivos: são projetados e construídos exclusivamente com elementos passivos, sendo esses: resistores, indutores e capacitores, associados em arranjos série e/ou paralelo, Figura 5 [9], [14];



Figura 5 – Componentes passivos – resistores, capacitores e indutores.

- Filtros ativos: são filtros que empregam na sua construção elementos passivos associados a algum elemento ativo amplificador, como exemplo, transistores e amplificadores operacionais, Figura 6 [15].

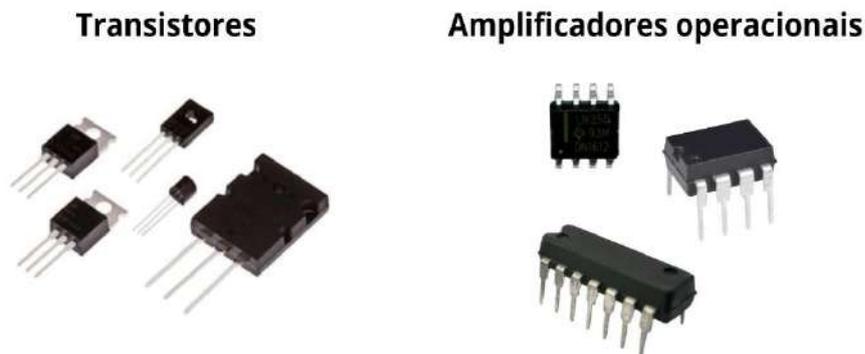


Figura 6 – Componentes ativos – transistores e amplificadores operacionais.

- Filtros digitais: são filtros implementados por meio de dispositivo lógico programável (*hardware*) e/ou *software*. Seu princípio básico de funcionamento consiste na conversão analógico/digital da informação (amostragem) e processamento digital, Figura 7 [9], [16], [17], [26]. Neste tipo de filtro destacam-se os seguintes pontos positivos: flexibilização de suas características por hardware e/ou software e a possibilidade de se construir dispositivos com ordens muito altas a depender do número de bits empregados. Como necessitam de conversores analógico/digital (A/D) no lado do transmissor e digital/analógico (D/A) no lado do receptor, dependendo da aplicação proposta, o aumento do número de bits eleva a complexidade do hardware, resultando em maiores custos. Além disso, podem apresentar limitações na faixa de frequência a serem utilizados [9], [17].

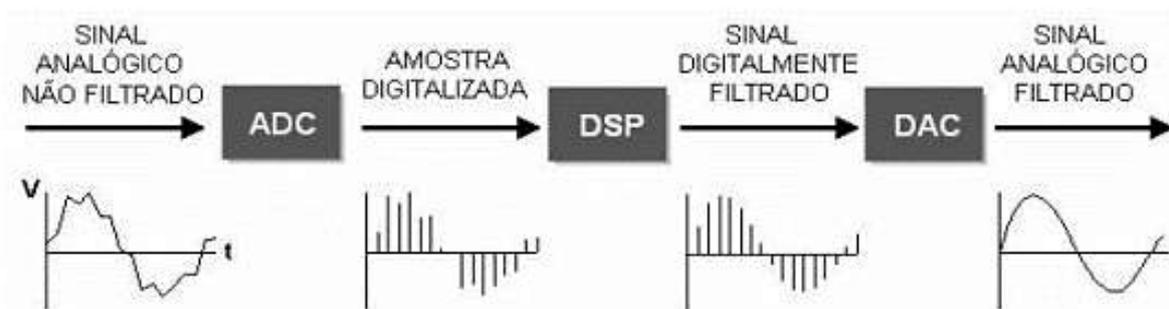


Figura 7 – Princípio de funcionamento de um filtro digital [26].

Outra importante classificação dos filtros é baseada em suas dimensões em relação ao menor comprimento de onda guiada de operação, ou seja, em relação à maior frequência de operação. Neste caso, os filtros podem ser constituídos por elementos distribuídos ou

concentrados, mas alguns autores adotam uma terminologia de componentes semiconcentrados ou quase concentrados. A seguir tem-se as definições dos filtros com componentes distribuídos e concentrados, no entanto, estas não podem ser adotadas com rigidez, tendo em vista que os casos limites são analisados de acordo com suas características particulares, sendo elas [18], [19]:

- Filtros com componentes distribuídos são constituídos por componentes (resistores, indutores, capacitores, linhas de transmissão etc.) cujas dimensões máximas são muito menores que o menor comprimento de onda guiado, ou seja, na máxima frequência de interesse, Figura 8 [27]. Uma aproximação adotada é $l_{máx.} < \lambda/20$. Neste caso, as leis de Kirchhoff das Tensões e das Correntes e a lei de Ohm são aplicáveis.

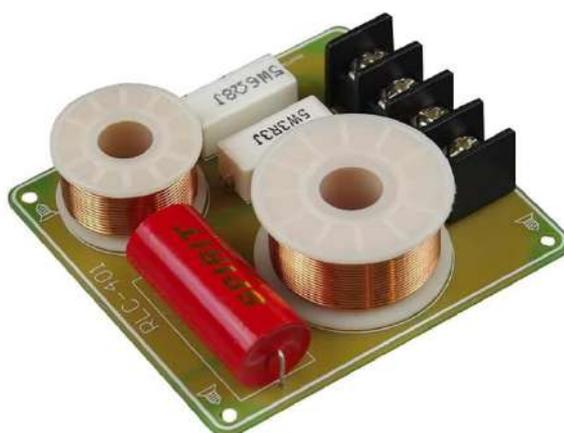


Figura 8 – Filtro com componentes distribuídos [27]

- Filtros com componentes concentrados são constituídos por componentes cujas dimensões são da ordem de grandeza do menor comprimento de onda guiado, Figura 9 [28]. Neste caso, a análise desses circuitos é realizada utilizando as equações de Maxwell.

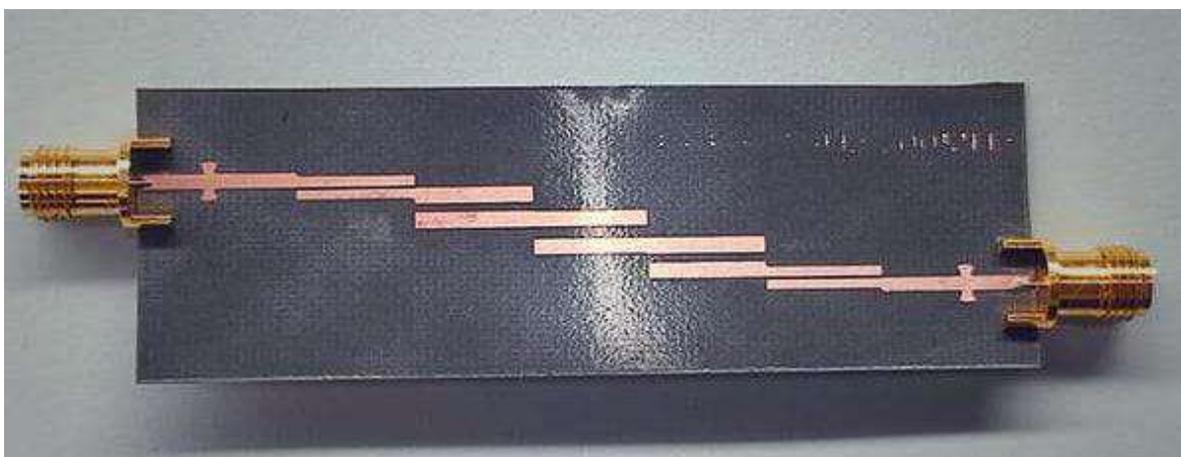


Figura 9 – Filtro com componentes concentrados [28]

Em relação à resposta em frequência, que é uma de suas principais características de operação, os filtros são usualmente classificados em: passa-baixas, passa-altas, rejeita-faixa e passa-faixa [20]. As curvas de resposta em frequência, ganho em função da frequência, de forma ideal, são apresentadas na Figura 10.

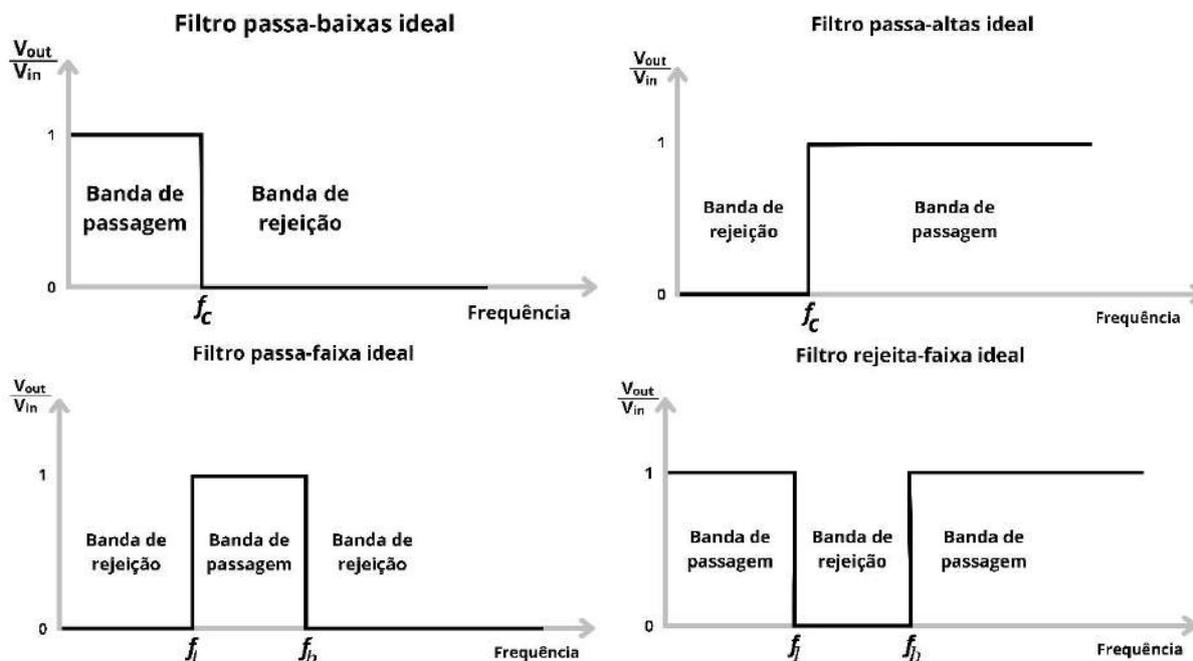


Figura 10 – Respostas em frequência de filtros ideais.

Os parâmetros de operação mostrados na Figura 10 são: frequência de corte (f_c), frequência de corte inferior (f_l) e frequência de corte superior (f_h). Em filtros reais, as transições da banda passante/banda de rejeição não são instantâneas devido às respostas dos componentes (resistores, indutores e capacitores). Isso resulta em uma resposta em frequência que não é perfeitamente seletiva, como ilustrado na Figura 10 [9]. A seguir, será detalhada a classificação dos filtros em relação à resposta em frequência de filtros reais:

2.1.1. Filtro passa-baixas (FPB)

Um filtro passa-baixas permite a passagem de sinais que possuam frequências abaixo da frequência de corte (f_{c2}), atenuando o máximo possível os sinais com frequências acima da frequência de corte [7], [9]. Na Figura 11 pode-se observar a curva típica de resposta em frequência, considerando o parâmetro S em função da frequência.

Filtro passa-baixas

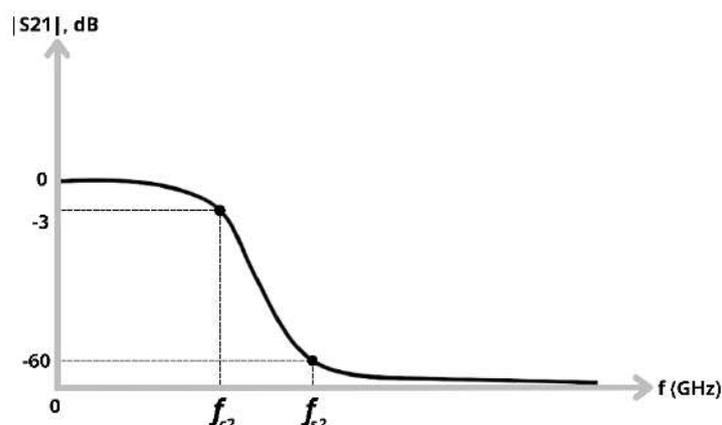


Figura 11 – Resposta em frequência de um filtro passa-baixas.

A frequência de corte (f_{c2}) é a frequência na qual a potência do sinal de saída cai para a metade do seu máximo valor, ou, em termos de decibéis (dB), que corresponde a uma queda de -3 dB, delimitando assim a largura de banda do dispositivo [7], [9]. Em termos da tensão do sinal, a queda de -3 dB na potência de saída equivale ao valor de aproximadamente 70,7% da tensão máxima de saída. Pode-se observar também a frequência de rejeição (f_{s2}), que é um parâmetro fundamental em sistemas de filtragem e amplificação de sinais, indicando a capacidade de um dispositivo em atenuar ou eliminar sinais indesejados em uma determinada faixa de frequência, de forma que, o intervalo entre f_{c2} a f_{s2} é a região de transição, onde a curva do parâmetro $|S21|$ em função da frequência muda continuamente entre um nível alto e um especificado de atenuação [9], [21].

2.1.2. Filtro passa-altas (FPA)

Um filtro passa-altas é um dispositivo projetado para permitir a passagem de sinais que possuam frequências acima da frequência de corte (f_{c1}), atenuando o máximo possível os sinais com frequências inferiores [7], [9]. Na Figura 12 pode-se visualizar a curva de resposta em frequência, parâmetro S em função da frequência.

Filtro passa-altas

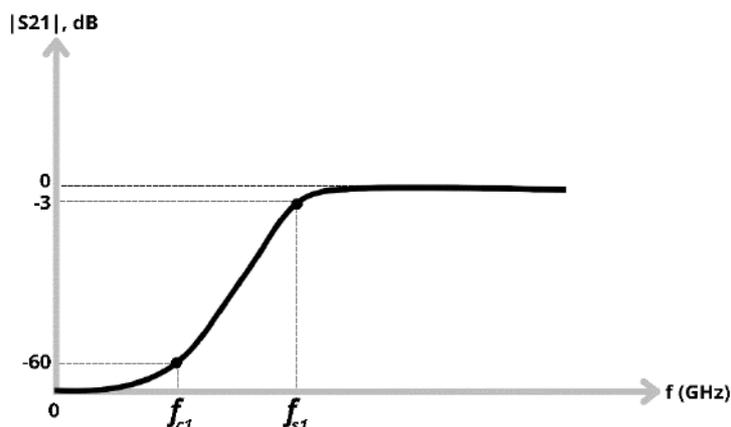


Figura 12 – Resposta em frequência de um filtro passa-altas.

2.1.3. Filtro passa-faixa (FPF)

O filtro passa-faixa é um dispositivo que permite apenas a passagem de sinais que estejam situados em uma determinada faixa de frequência ou largura de banda específica e impedem ou atenuam a passagem dos sinais que não estejam inseridos nesta faixa, ou seja, permitem a passagem em determinado intervalo entre duas frequências de corte (f_{c1} e f_{c2}), ou também chamadas de frequência de corte inferior (f_{c1}) e frequência de corte superior (f_{c2}), atenuando o máximo possível os sinais com frequências fora dessa faixa desejada [7], [9]. Na Figura 13 pode-se visualizar a curva de resposta em frequência, parâmetro S em função da frequência.

Filtro passa-faixa

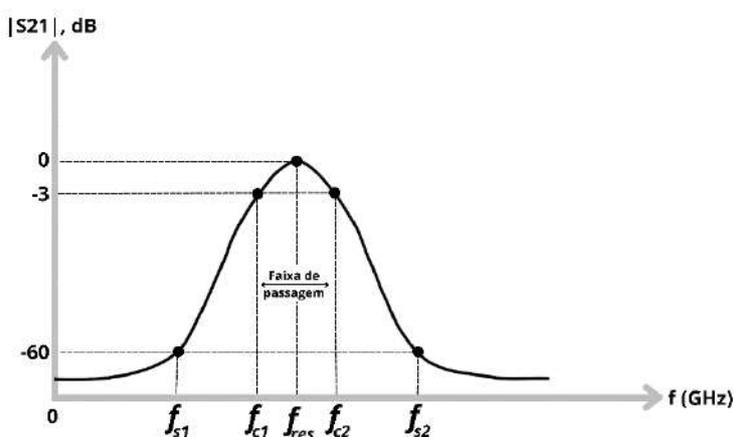


Figura 13 – Resposta em frequência de um filtro passa-faixa.

2.1.4. Filtro rejeita-faixa (FRF)

Os filtros rejeita-faixa impedem a passagem de sinais em uma determinada faixa de frequência (f_{c1} e f_{c2}), atenuando-os o máximo possível os sinais cujas frequências estejam dentro da faixa de rejeição, que está localizada entre as duas frequências de corte, ou mais precisamente, entre as frequências de rejeição inferior (f_{s1}) e superior (f_{s2}) [7], [9]. Na Figura 14 pode-se visualizar a curva de resposta em frequência, parâmetro S em função da frequência.

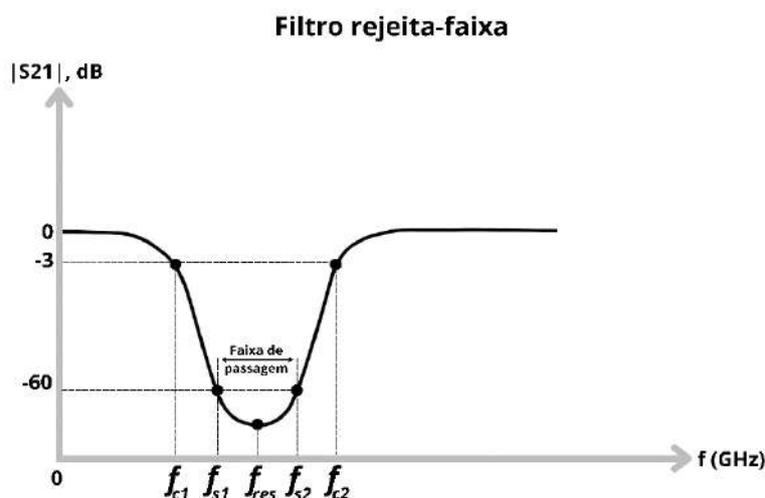


Figura 14 – Resposta em frequência de um filtro rejeita-faixa.

2.2. Ressonadores planares

A busca por novas soluções para o projeto de filtros de dimensões reduzidas e/ou melhoria das suas propriedades seletivas são demandas atuais e estão entre os problemas mais estudados da Engenharia de Telecomunicações. Em aplicações de micro-ondas, é importante que os filtros apresentem baixo custo, tamanho e peso reduzidos [14], especialmente para dispositivos móveis. Neste caso, as estruturas, que podem ser fabricadas usando tecnologias de circuito impresso, são uma das opções mais escolhidas. Sendo usualmente filtros concentrados ou semiconcentrados, na forma planar, ou seja, quando uma das suas dimensões é muito menor que o comprimento de onda guiado. Em geral, essa dimensão é a espessura do substrato dielétrico.

Na composição de filtros planares se utiliza comumente ressonadores que são estruturas que ressoam em frequências bem definidas [7], [20]. Como nesta dissertação os ressonadores são construídos a partir de linhas de microfita, apenas esse tipo de estrutura planar será considerada. A estrutura geral de uma microfita como pode ser vista na Figura 15, contendo uma fita condutora (linha de microfita) com uma largura w e uma espessura da camada de metalização t , um

substrato dielétrico que tem uma permissividade relativa ϵ_r , uma espessura h , e na parte inferior do substrato é um plano terra (condutor) [7].

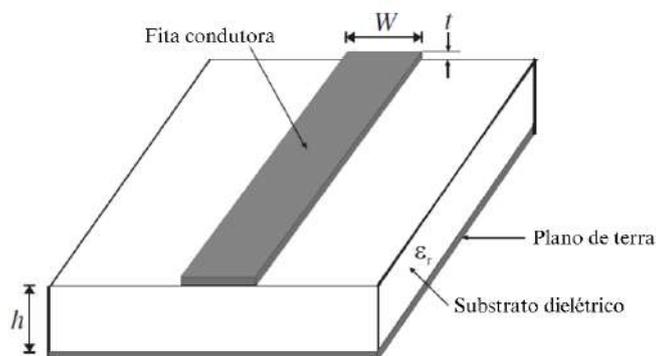


Figura 15 – Estrutura geral de uma linha de microfita [7].

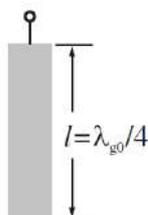
Existem inúmeras formas de ressonadores de microfita. Em geral, os ressonadores de microfita para projetos de filtros podem ser classificados como ressonadores de elementos concentrados, ou elementos semiconcentrados, e ressonadores de linha distribuída ou *patch* [7]. A escolha da configuração depende do tipo de filtro desejado, da técnica de fabricação, das perdas aceitáveis, bem como da frequência de operação. Algumas configurações típicas desses ressonadores são ilustradas na Figura 16.



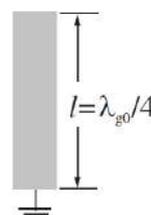
a) Ressonador com componentes concentrados



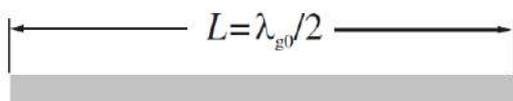
b) Ressonador com componentes quase concentrados



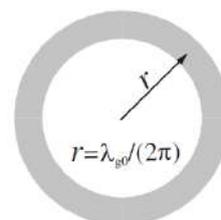
c) Ressonador de $\lambda_g/4$ (série ou paralelo)



d) Ressonador de $\lambda_g/4$ (série ou paralelo)



e) Ressonador de $\lambda_g/2$ (série ou paralelo)



f) Ressonador em anel

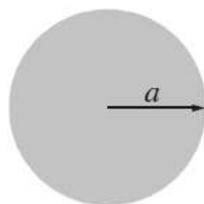
g) Ressonador tipo *patch* circularh) Ressonador tipo *patch* triangular

Figura 16 – Diferentes configurações de ressonadores [7].

Destacando de forma particular o ressonador de anel mostrado na Figura 16(f), por através desse ser possível a construção de diferentes configurações, como espiras quadradas e meandros. Aplicada neste trabalho, a geometria matrioska pode ser considerada um ressonador do tipo anel.

2.3. Parâmetros de avaliação do filtro

O processo de análise dos filtros ocorre por meio de parâmetros que merecem destaque, pois são importantes para a determinação da qualidade e seletividade do circuito. Na Figura 17 é possível visualizar alguns desses parâmetros, sendo eles: largura de banda, frequência de ressonância, frequência de corte, faixas de passagem e de rejeição, atenuação e perda de inserção.

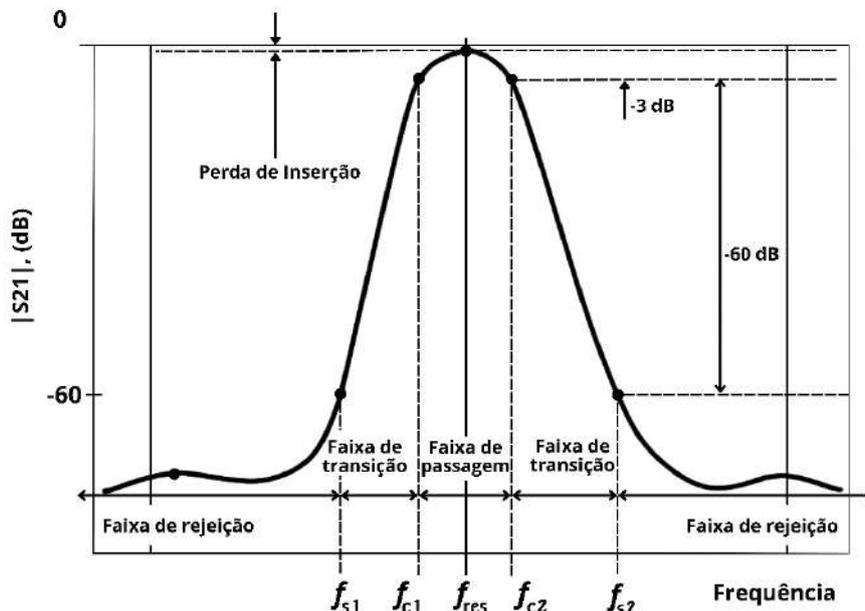


Figura 17 – Resposta em frequência de um filtro passa-faixa, destacando algumas de suas características.

A largura de banda (BW) como já definida anteriormente representa o tamanho da faixa de operação do filtro e pode ser calculada através da diferença entre as frequências de corte superior (f_{c2}) e inferior (f_{c1}) [7], [9].

$$BW = f_{c2} - f_{c1} \quad (1)$$

Quando se considera a frequência de ressonância de um filtro e suas frequências de corte, é possível calcular a sua largura de banda fracionária, em percentual (BW%), da seguinte forma:

$$BW\% = \frac{BW}{f_{res}} \times 100\% \quad (2)$$

A largura de banda fracionária classifica os dispositivos em: banda estreita, banda larga e ultralarga. De forma que os dispositivos com BW% menores que 5% são denominados de banda estreita, os que possuem BW% entre 5% e 25% são considerados de banda larga e os que possuem BW% superior a 25% são denominados de banda ultralarga [7], [9].

A frequência de ressonância (f_{res}) corresponde ao valor máximo possível do sinal na saída do filtro e é alcançada no instante em que as reatâncias indutiva e capacitiva se anulam por completo e, como resultado desses dois componentes reativos, o filtro terá uma resposta de pico em sua frequência ressonante.

Abaixo do máximo valor de saída tem-se as frequências de corte (f_{c1}, f_{c2}) que corresponde à queda da amplitude do sinal na saída do filtro para 0,707 (ou 70,7%) de seu valor máximo de tensão. Este valor de amplitude implica numa redução da potência do sinal para 0,5 (ou 50%) da potência máxima, correspondendo, em ambos os casos, a uma variação de potência de -3 dB [22]. Entretanto, dependendo da aplicação, outros valores de redução da potência de saída podem ser adotados.

A largura de banda de transição irá determinar que fração do sinal interferente irá permanecer junto com o sinal, ou seja, a inevitável distorção aplicada ao sinal desejado pela interferência. Ao apresentar uma curva de resposta em frequência bastante íngreme, o filtro indica boa seletividade, resultando em maior eficiência e aplicabilidade. A faixa de transição em Hz, expressa a faixa de frequências compreendida entre a frequência de corte e a de rejeição (ou de passagem) [7], [9], [20].

A frequência de rejeição ou de supressão, do inglês *Supressed* (f_{s1}, f_{s2}), em geral, trata-se da frequência na qual a amplitude do sinal na saída de um filtro cai para um milésimo (ou 0,01%) de seu valor máximo. Essa relação de amplitudes implica numa redução da potência do sinal para um milionésimo (ou 0,0001%) da potência máxima, o que corresponde a uma atenuação de -60 dB na potência do sinal. Normalmente a atenuação de -60 dB é considerada suficiente para suprimir a maior parte das interferências, no entanto, como nem sempre é conseguida ou necessária, pode-se utilizar de outros valores para se definir a frequência de rejeição [22].

A faixa de passagem constitui toda faixa de frequência na qual o sinal de saída apresenta um valor maior do que o nível presente na frequência de corte, resultando assim em uma passagem do sinal sem perdas significativas (há uma atenuação mínima em relação ao sinal de entrada). Essencialmente, nos filtros passa-baixas e passa-faixa, por remeter a toda a faixa de operação desses filtros e indicar que a faixa de frequência em que os sinais aplicados entre os pontos de -3 dB atingirão a saída do filtro com um mínimo de atenuação [7], [9], [22].

A faixa de rejeição indica a faixa de frequência na qual o sinal de saída é atenuado, tendo em vista os parâmetros de sensibilidade que resulta em perdas significativas do sinal de entrada. Os sinais cujas frequências estejam dentro da faixa de rejeição não causam interferências, pois são praticamente eliminados da saída do filtro [7], [9], [22].

A atenuação corresponde ao decaimento do sinal na saída do filtro. Se tratando das características de aplicação, a atenuação mínima desejada é aquela que garante a função proposta pelo filtro, de forma que, a faixa de rejeição apresente valores adequados à sensibilidade do sistema [7], [9].

A perda de inserção (IL), do inglês *Insertion Loss*, trata-se da perda de potência na carga, na faixa de passagem, causada pela inserção de um filtro entre a carga e a fonte do sinal, ou seja, relaciona-se as potências de saída (P_0) e de entrada (P_i) para mensurar o quanto de potência é perdida ao passar pelo dispositivo [23]. A perda por inserção em decibel é dada por:

$$P_{IL}[dB] = -10 \log \left(\frac{P_0}{P_i} \right) = -10 \log(|S_{21}|^2) = -20 \log(|S_{21}|) \quad (3)$$

2.4. Filtro proposto

Neste trabalho propõe-se a implementação de filtros passa-faixa baseados geometria matrioska, tratando-se de uma configuração original, pois apresenta três camadas de metalização, sendo uma o plano terra, com camadas do substrato de espessuras h_0 e h_1 , e permissividade dielétrica relativa ϵ_r . Um dos motivos por optar pela utilização das três camadas de metalização é a possibilidade de obtenção de filtros mais seletivos e compactos, além de apresentarem uma baixa perda de inserção.

A geometria é baseada em anéis matrioska quadrados com alimentação simétrica para facilitar a análise dos dados e são utilizados dois anéis matrioska acoplados verticalmente com cada porta do filtro correspondendo a uma camada de metalização, conforme ilustrado na Figura 18.

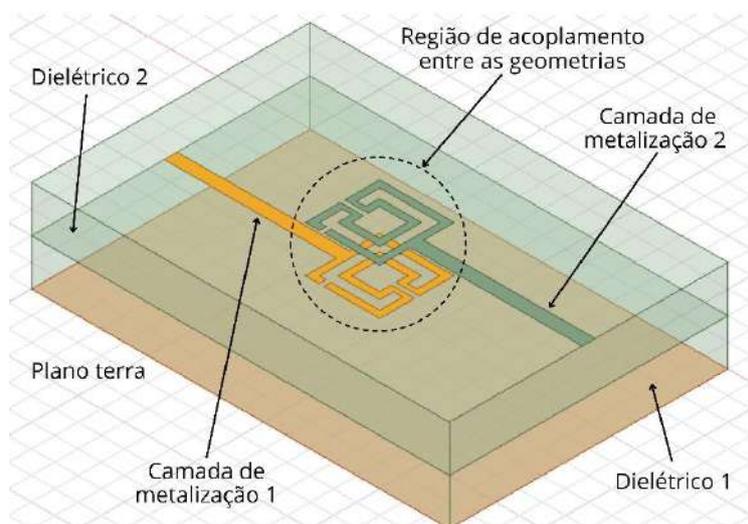


Figura 18 – Filtro proposto

A obtenção da geometria matrioska é descrita em [8], [9], [10]. O processo de alteração dos parâmetros como as dimensões dos anéis concêntricos, a quantidade de anéis, o espaçamento entre os anéis, a posição do *gap* que é a fenda inserida no anel externo, dentre outros, são variáveis que podem ser utilizadas para obtenção de determinada resposta em frequência, mantendo-se ainda a mesma área ocupada pelo anel mais externo. Embora possam ser considerados mais de dois anéis concêntricos, nesta dissertação são considerados apenas dois anéis concêntricos, formando o anel matrioska.

A geometria matrioska é inicialmente obtida a partir dos dois anéis concêntricos, Figura 19 (a). Logo após, uma fenda é inserida na mesma posição dos dois anéis, Figura 19(b). Por fim, os anéis concêntricos são interligados e o anel matrioska obtido, Figura 19(c). As dimensões

consideradas para o anel matrioska são mostradas na Figura 20 e de forma usual tem-se que

$$w_{xma1} = w_{yma1} = w_{ma1} \text{ e } w_{xma2} = w_{yma2} = w_{ma2}.$$

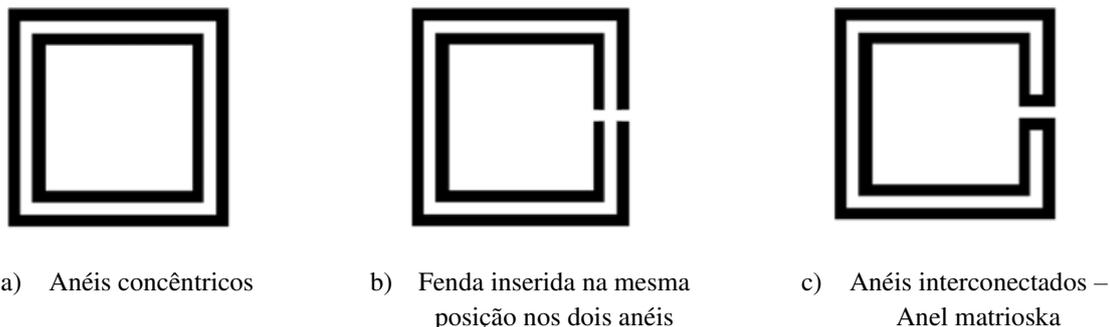


Figura 19 – Geometria matrioska passo a passo

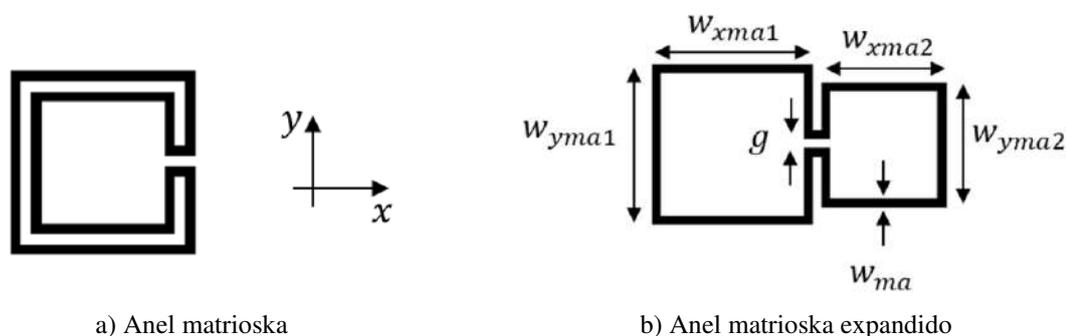


Figura 20 – Dimensões da geometria matrioska.

Como uma primeira aproximação a frequência de ressonância pode ser calculada por:

$$f_{res.}(GHz) = \frac{0,3}{4L_{efe}\sqrt{\epsilon_{ref}}}, \quad (4)$$

Sendo,

$$L_{efe} = 3 \times (w_{ma1} + w_{ma2}). \quad (5)$$

ϵ_{refe} é a permissividade elétrica relativa para linha de microfita com largura w_{ma} , dielétrico com espessura h e permissividade elétrica relativa ϵ_r , que pode ser facilmente calculada utilizando programas computacionais, como, por exemplo, o AppCAD [24]. Destacando que as equações (4) e (5) são equações iniciais do projeto, podendo as dimensões calculadas serem otimizada numericamente.

3. RESULTADOS OBTIDOS

Neste Capítulo são apresentados os resultados obtidos e as análises realizadas. Os resultados são divididos em resultados numéricos e experimentais, otimização do d_{sl} e comparação com o filtro de linhas acopladas.

3.1 Resultados numéricos e experimentais

Os resultados numéricos foram obtidos por meio de simulações realizadas no módulo HFSS do programa ANSYS Electromagnetics Suite, versão 19.1.0 [25], onde foi possível avaliar o comportamento do filtro proposto, como também avaliar os resultados obtidos a partir das equações iniciais do projeto. O processo de simulação consiste na emulação de uma situação real, tratando-se, portanto, de um modelo detalhado de um sistema real, para determinar como o sistema responderá a mudanças em sua estrutura, ambiente ou condições de contorno [29], [30].

No processo de simulação se projetou e caracterizou numericamente cinco filtros (Figura 21) contendo um plano terra com $w_x = 60,0 \text{ mm}$ e $w_y = 90,0 \text{ mm}$, nas duas camadas do substrato dielétrico foi utilizado um laminado ROGERS 3003 com demais especificações detalhadas na Tabela 1. A largura da microfita é $2,8 \text{ mm}$ e em virtude do filtro ser composto por duas camadas de dielétrico, não foi possível determinar uma única largura para a impedância característica de aproximadamente 50Ω , para um melhor entendimento pensemos numa primeira situação considerando $w = 2,8 \text{ mm}$ para um dielétrico com espessura $h = 0,76 \text{ mm}$, a impedância característica é de aproximadamente $38,6 \Omega$, em uma segunda situação ao se considerar o mesmo valor de w para um dielétrico com espessura $h = 1,52 \text{ mm}$, a impedância característica é aproximadamente $60,5 \Omega$. Dessa maneira, o valor intermediário está próximo de 50Ω , como pode ser observado pela baixa perda de inserção. Sendo que tal fator não interferiu na obtenção de um bom casamento de impedância, possivelmente em função do ajuste da fenda no anel externo. O deslocamento da posição da fenda introduzida no anel externo da matrioska, $d_{sl} = 1 \text{ mm}$, foi otimizada numericamente e os anéis matrioska das camadas de metalização 1 e 2 são quadrados e apresentam as mesmas dimensões, Figura 22 e Tabela 2. No programa ANSYS o plano terra juntamente com as camadas de metalização tem como atribuição: Assign Boundary – Perfect E. Para as fontes de alimentação: Assign Excitation – Lumped Port. A caixa para a região de radiação tem as seguintes dimensões: $X_{\text{Tamanho}} = 75 \text{ mm}$, $Y_{\text{Tamanho}} = 112,5 \text{ mm}$ e $Z_{\text{Tamanho}} = 11,4 \text{ mm}$, Figura 23.

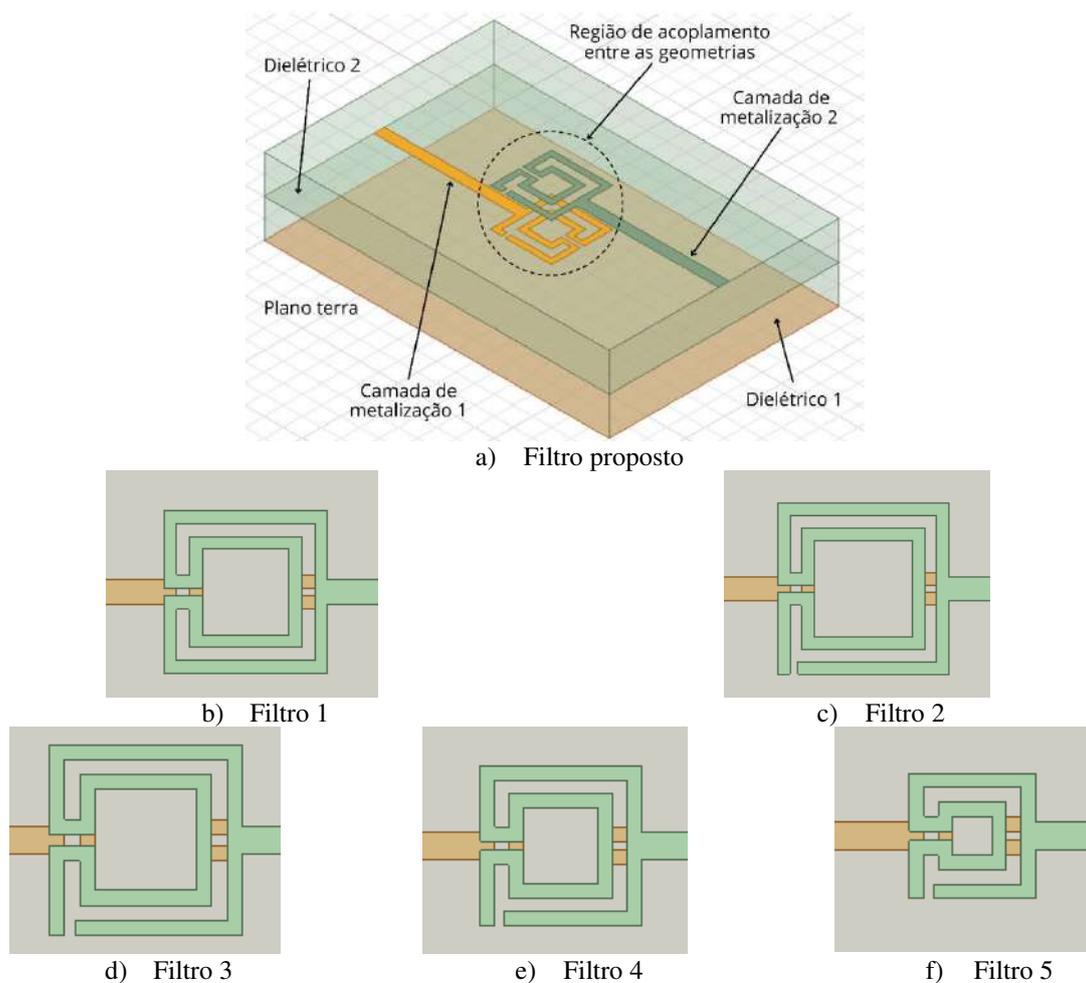


Figura 21 – Filtro projetados

Tabela 01: Especificações utilizadas nas simulações

Especificação	Valor utilizado
Espessura do substrato RO3003	0,76mm
Constantes dielétrica ϵ_r do substrato RO3003	3,0
Tangente de perdas do substrato RO3003	0,001
Impedância característica da linha de transmissão (Porta 1 e 2)	50 Ω
Distância entre as portas 1 e 2	60mm

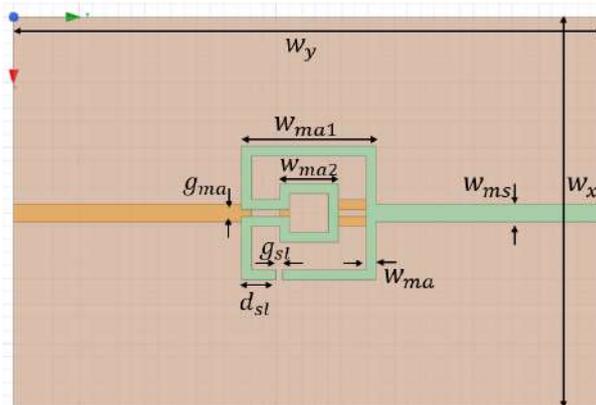


Figura 22 – Dimensões do filtro proposto.

Tabela 02: Dimensões do filtro com dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, com gap (dimensões em *mm*)

	w_{ma1}	w_{ma2}	g_{ma}	g_{sl}	d_{sl}	w_{ma}	w_{ms}
Filtro 1	19,0	13,0	1,0	1,0	1,0	1,5	2,8
Filtro 2	21,0	15,0	1,0	1,0	1,0	1,5	2,8
Filtro 3	19,0	13,0	1,0	1,0	1,0	1,5	2,8
Filtro 4	17,0	11,0	1,0	1,0	1,0	1,5	2,8
Filtro 5	13,0	7,0	1,0	1,0	1,0	1,5	2,8

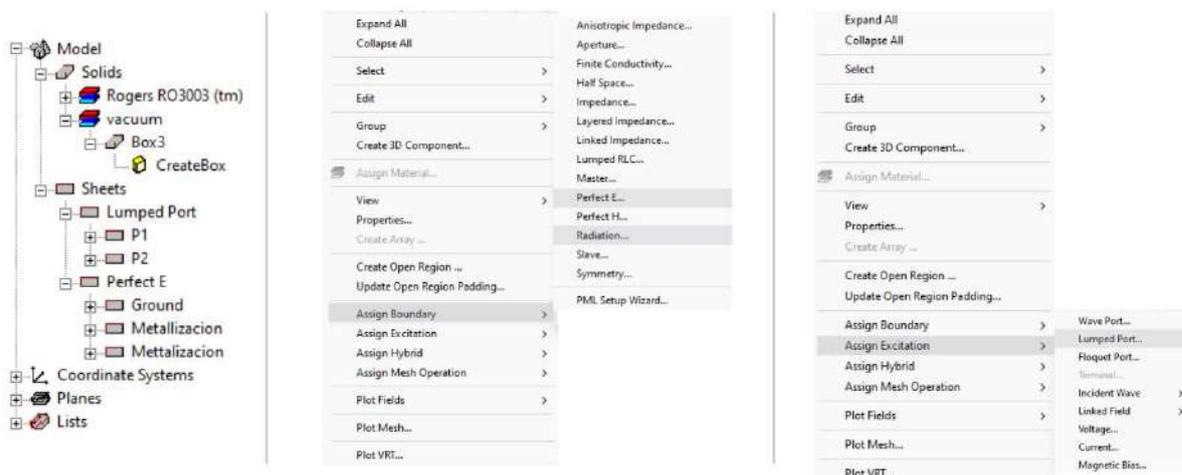


Figura 23 – Detalhes da simulação.

O uso do substrato RO3003 da Rogers Corporation ocorreu em virtude de sua qualidade e baixa perda do material, como também, das suas características de operação [31], em especial da estabilidade da constante dielétrica em várias temperaturas e frequências e disponibilidade desse material no GTEMA.

As simulações devem ponderar alguns parâmetros básicos de operação no processo de análise dos filtros, como foi mostrado no Subtópico 2.3 do Capítulo 2. Esses parâmetros, em geral, estão relacionados à faixa de frequência e seletividade desejadas, Figura 24. Em consonância com as características dos filtros baseados na geometria matrioska, serão adotados os seguintes parâmetros:

- Frequência de ressonância, f_{res} ;
- Perda de inserção (IL);
- Frequências de corte em -3 dB abaixo do máximo valor de saída, f_{c1} e f_{c2} ;
- Frequência de corte para uma atenuação de -20 dB , f_{c3} e f_{c4} ;
- Largura de banda passante em -3 dB abaixo do máximo valor de saída, $BW1$;
- Largura da banda passante para uma atenuação de -20 dB , $BW2$;
- Banda de rejeição de -10 dB .

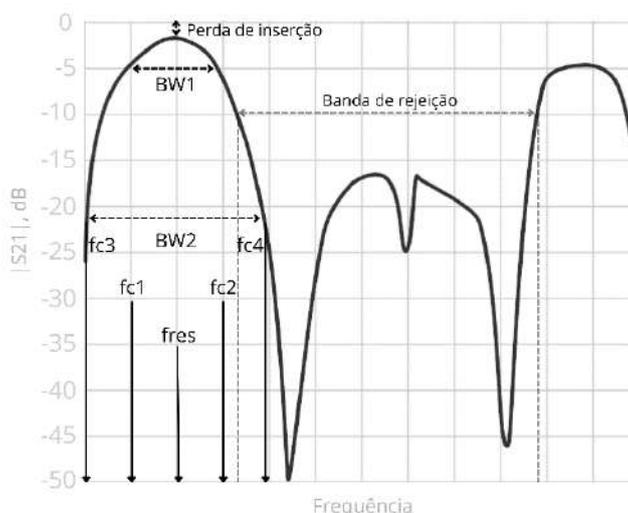


Figura 24 – Resposta em frequência típica do filtro passa-faixa proposto, destacando algumas de suas características.

Na Figura 21(b) pode-se observar que o filtro 1 não possui fenda no anel externo, sendo que os outros quatro apresentam, também é possível perceber que foi feita a variação da largura dos anéis externo e interno (W_{ma1} e W_{ma2}). As respostas em frequência (S_{21} (dB) em função da frequência (GHz)), obtidas de forma numérica para os cinco filtros, foram sobrepostas e são apresentada na Figura 25.

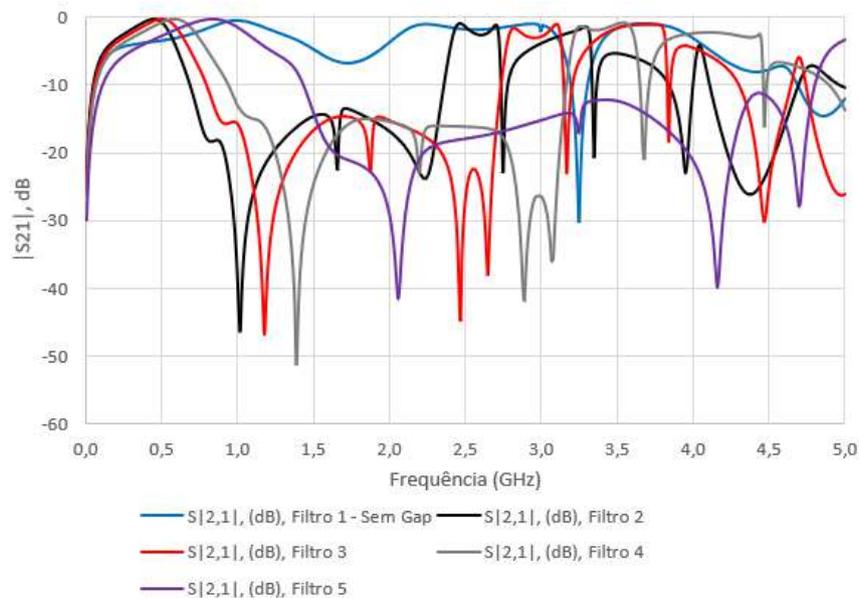
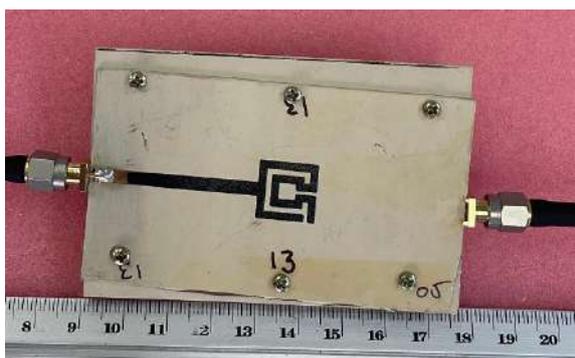


Figura 25 – Resposta em frequência numérica dos cinco filtros.

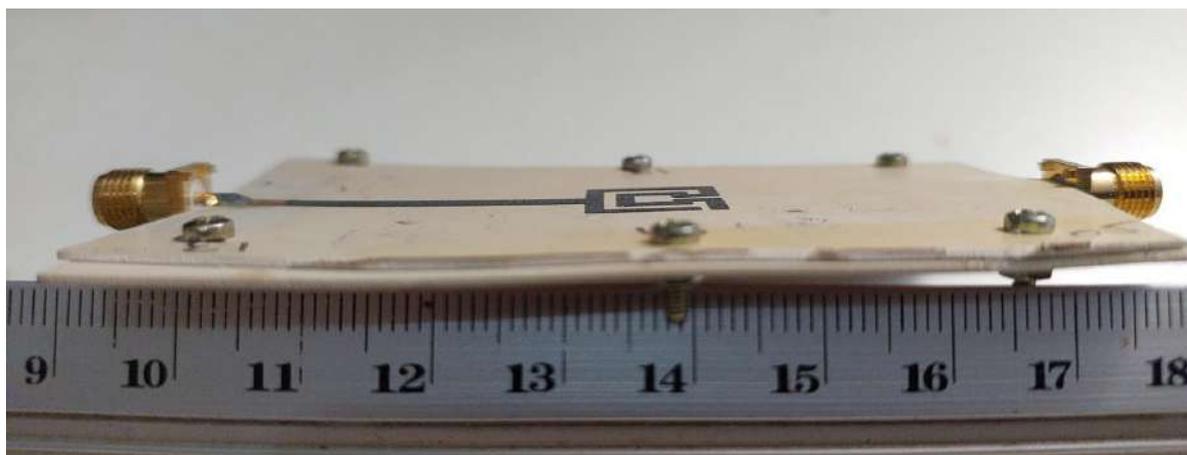
De posse dos resultados numéricos, a próxima etapa consistiu na fabricação dos filtros, tendo como intuito a comparação dos resultados medidos com os simulados. Na Figura 26 é ilustrado um dos filtros fabricados (Filtro 5), observando na Figura 26(a) a vista superior do filtro, na Figura 26(b) a vista inferior, sendo o plano terra, e na Figura 26(c) as camadas de dielétrico mais o plano terra. Como a espessura das camadas do dielétrico é bem reduzida, equivalente a $h = 0,76 \text{ mm}$, tal fator dificultou a obtenção de uma imagem nítida, mas tendo um pouco de atenção se consegue visualizar.



a) Vista superior



b) Vista inferior – plano terra



c) Vista lateral – Camadas de dielétricos mais plano terra
 Figura 26 – Exemplar do filtro fabricado

Após o processo de fabricação, realizaram-se medições no Laboratório de Medidas em Telecomunicações – LMTel, utilizando um analisador de redes vetorial Agilent E5071C [32], conforme mostrado na Figura 27. Obteve-se para cada filtro, o parâmetro S_{21} , equivalente ao coeficiente de transmissão para as faixas de frequências analisadas de 10 MHz a 5 GHz.

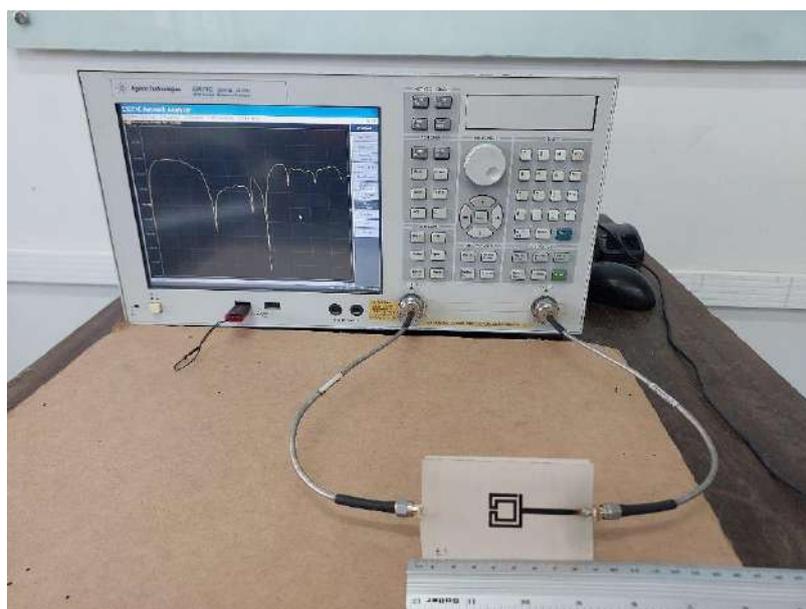


Figura 27 – Configuração utilizada na caracterização experimental.

O primeiro filtro passa-faixa projetado apresenta dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, sem gap (Fig. 21(b)). Tendo as larguras do anel externo e interno equivalente a $W_{ma1} = 19mm$ e $W_{ma2} = 13mm$ e a resposta em frequência, $S_{21}(dB)$ em função da frequência (GHz), é apresentada na Figura 28 e os parâmetros avaliados na Tabela 03. Esse filtro em particular tem como intuito a análise da resposta em frequência sem a presença do gap e pode-

se observar que a ressonância apresenta uma baixa seletividade. Analisando a perda de inserção tem-se, valores mínimos, $IL = 0,510$ dB de forma numérica e $IL = 0,650$ dB de forma experimental. A área ocupada pelo filtro é igual a $0,0040\lambda_0 \times 0,0040\lambda_0$ e experimental $0,0065\lambda_0 \times 0,0065\lambda_0$, sendo λ_0 o comprimento de onda no espaço livre, na frequência do projeto $f_{res.-num} = 1,001$ GHz e $f_{res.-exp} = 1,277$ GHz. Trata-se, portanto, de um filtro com baixa seletividade, e presença de uma segunda ressonância em aproximadamente 3,2 GHz, limitando assim, a faixa de frequência de utilização desse filtro.

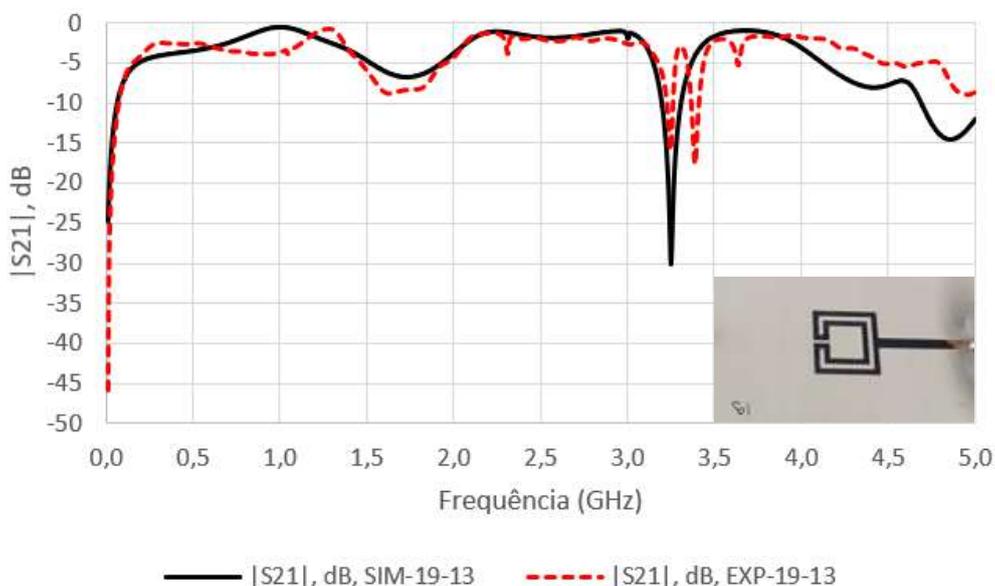


Figura 28 – Resposta em frequência do filtro sem gap – filtro 1 – resultados numérico e experimental

Os principais parâmetros avaliados e seus respectivos valores numéricos e experimentais compõem a Tabela 03.

Tabela 03: Resultados numéricos e experimentais – filtro 1

Parâmetros	Resultados numéricos	Resultados experimentais
f_{res} (GHz)	1,001	1,277
IL (dB)	0,510	0,650
f_{c1} (GHz)	0,487	0,215
f_{c2} (GHz)	1,405	1,405
$BW1$ (GHz)	0,918	1,190
f_{c3} (GHz)	0,017	0,025
f_{c4} (GHz)	3,237	-
$BW2$ (GHz)	3,220	-
Banda de rejeição de -10 dB (GHz)	0,109	0,139
Área ocupada	$0,0040\lambda_0^2$	$0,0065\lambda_0^2$

O segundo filtro projetado apresenta dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, com gap (Fig. 21(c)), tendo as larguras do anel externo e interno equivalente a $W_{ma1} = 21mm$ e $W_{ma2} = 15mm$. Na Figura 29 pode-se observar pelas curvas de ressonância uma diminuição expressiva do valor da frequência de ressonância que foi de 0,454 GHz de forma numérica e de 0,419 GHz de forma experimental, nota-se também, uma maior seletividade. Quando comparadas as frequências de ressonância numérica e experimental com a obtida através da equação (4)-(5), esta foi de 0,454 GHz sendo igual a obtida de forma numérica e bem próxima da obtida experimentalmente, portanto uma aproximação muito boa. Analisando os valores obtidos para cada parâmetro avaliado (Tabela 04), percebe-se uma redução de mais de 50% quando se comparado com os valores obtidos no filtro anterior que não possui o gap, caracterizando assim, resultados satisfatórios. Graficamente observa-se que a resposta em frequência se apresenta com valores ligeiramente maiores no resultado experimental, provavelmente, deve-se ao fato das camadas de dielétrico não serem perfeitamente unidas, criando entre elas uma camada de ar, ainda que com espessura muito reduzida. Entretanto, de forma geral, tem-se uma boa concordância entre os resultados. Portanto, tem-se um filtro mais seletivo e com uma maior intensidade de ressonância.

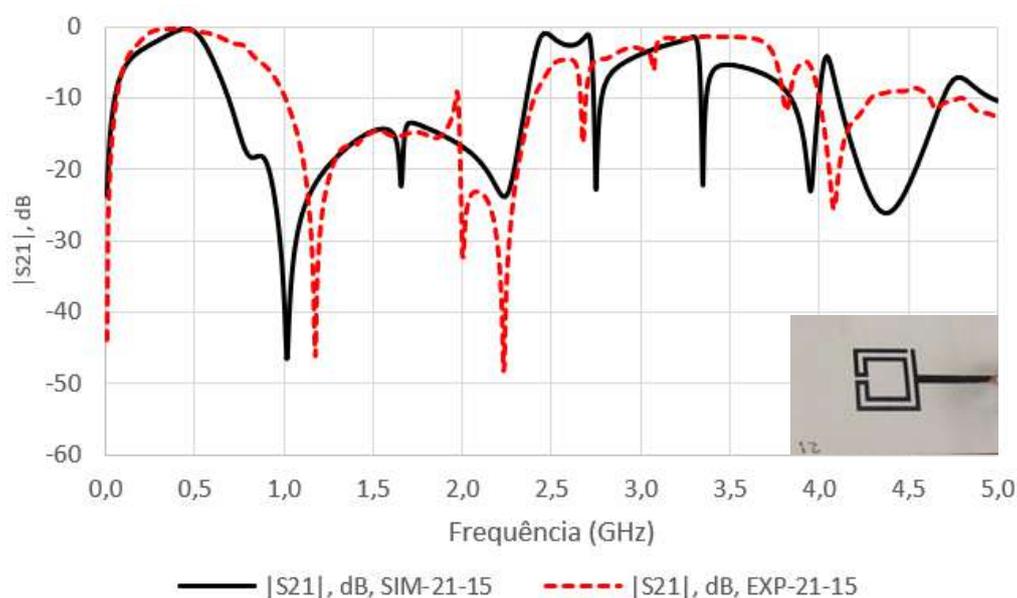


Figura 29 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 2 – resultados numérico e experimental

Tabela 04: Resultados numéricos e experimentais – filtro 2

Parâmetros	Resultados numéricos	Resultados experimentais
f_{res} (GHz)	0,454	0,419
$f_{res.-calc.}$ (GHz)	0,454	0,454
IL (dB)	0,255	0,252
f_{c1} (GHz)	0,205	0,153
f_{c2} (GHz)	0,577	0,806
$BW1$ (GHz)	0,372	0,653
f_{c3} (GHz)	0,013	0,025
f_{c4} (GHz)	0,926	0,121
$BW2$ (GHz)	0,913	0,096
Banda de rejeição de -10 dB (GHz)	1,656	1,387
Área ocupada	$0,0010\lambda_0^2$	$0,0009\lambda_0^2$

O terceiro filtro projetado também apresenta dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, com gap (Fig. 21(d)), tendo as larguras do anel externo e interno equivalente a $W_{ma1} = 19mm$ e $W_{ma2} = 13mm$. Graficamente (Figura 30) e na Tabela 05 pode-se observar as frequências de ressonâncias obtidas foram de $f_{res.-num.} = 0,509 GHz$ e $f_{res.-exp.} = 0,624 GHz$, caracterizando bons resultados quando se comparado com o filtro 01 sem gap. Analisando a perda de inserção tem-se valores mínimos equivalente a: $IL_{num.} = 0,230 dB$ e $IL_{exp.} = 0,252 dB$, resultados estes satisfatórios, uma vez que, quanto menor a perda de inserção, melhor o desempenho. Se tratando da banda de rejeição através do parâmetro $|S21|$ em -10 dB, pode-se perceber que o valor do parâmetro fica abaixo de -10 dB até aproximadamente 2,8 GHz, correspondendo a uma banda de rejeição numérica igual a 1,922 GHz e de 1,892 GHz experimental, caracterizando assim, uma boa faixa de operação e permitindo a utilização desse filtro quando uma maior banda de rejeição for requerida. Destaque-se ainda que a área ocupada pelo filtro é de $0,0010\lambda_0 \times 0,0010\lambda_0$, confirmando assim, a característica de miniaturização da geometria matrioska.

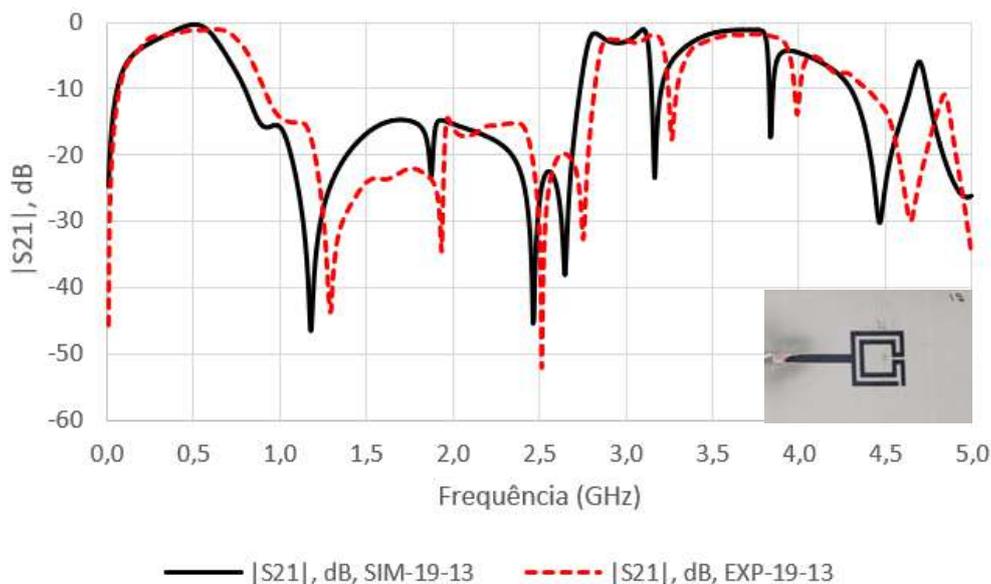


Figura 30 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 3 – resultados numérico e experimental

Tabela 05: Resultados numéricos e experimentais – filtro 3

Parâmetros	Resultados numéricos	Resultados experimentais
f_{res} (GHz)	0,509	0,624
$f_{res.-calc.}$ (GHz)	0,510	0,510
IL (dB)	0,230	0,252
f_{c1} (GHz)	0,218	0,188
f_{c2} (GHz)	0,657	0,801
$BW1$ (GHz)	0,439	0,613
f_{c3} (GHz)	0,018	0,028
f_{c4} (GHz)	1,076	1,211
$BW2$ (GHz)	1,058	1,183
Banda de rejeição de -10 dB (GHz)	1,922	1,892
Área ocupada	$0,0010\lambda_0^2$	$0,0016\lambda_0^2$

O quarto filtro projetado apresenta dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, com gap (Fig. 21(e)), tendo as larguras do anel externo e interno equivalente a $W_{ma1} = 17mm$ e $W_{ma2} = 11mm$. Como pode ser visto na Figura 31 e Tabela 06, as frequências de ressonâncias obtidas foram de $f_{res.-num.} = 0,583 GHz$ e $f_{res.-exp.} = 0,544 GHz$, sendo estes bons resultados. Quando comparada com a frequência de ressonância calculada que foi igual a 0,583 GHz, sendo esta a igual a obtida de forma numérica, caracterizando assim, uma ótima aproximação. Em relação a banda de rejeição em -10 dB, observa-se que os resultados numéricos e experimentais

diferem, e como já exposto anteriormente, é muito provável que isso ocorreu em virtude das camadas de dielétrico não serem perfeitamente unidas. Nota-se também uma diminuição expressiva no que tange a área ocupada pelo filtro, sendo esta igual a $0,0308\lambda_0 \times 0,0308\lambda_0$. Percebe-se graficamente que a largura de banda numérica e experimental ($BW1$ e $BW2$), se apresenta com um valor ligeiramente maior no resultado experimental, como consequência, tem-se um filtro menos seletivo.

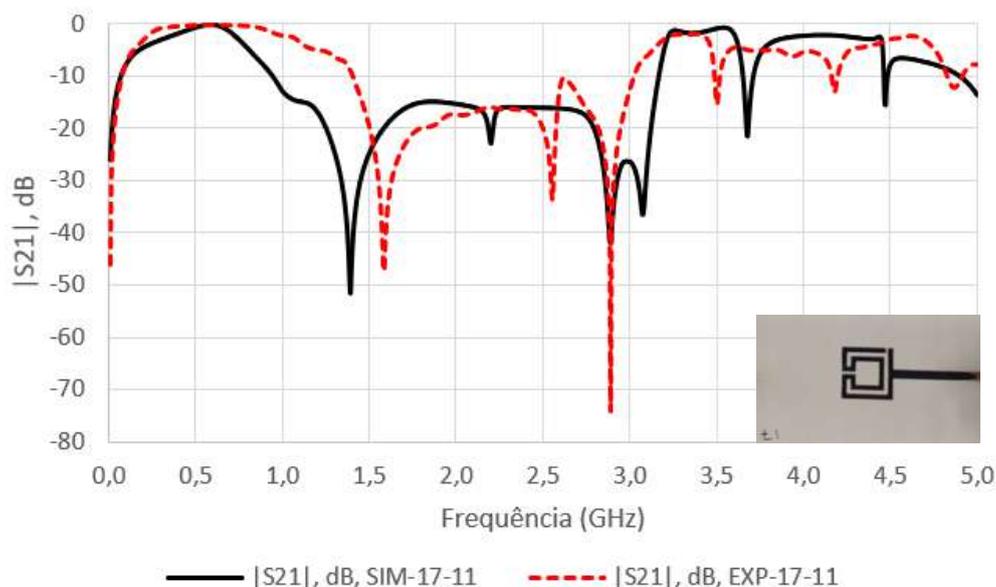


Figura 31 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 4 – resultados numérico e experimental

Tabela 06: Resultados numéricos e experimentais – filtro 4

Parâmetros	Resultados numéricos	Resultados experimentais
f_{res} (GHz)	0,583	0,544
$f_{res.-calc.}$ (GHz)	0,583	0,583
IL (dB)	0,210	0,330
f_{c1} (GHz)	0,292	0,198
f_{c2} (GHz)	0,757	1,090
$BW1$ (GHz)	0,465	0,892
f_{c3} (GHz)	0,018	0,033
f_{c4} (GHz)	1,256	1,505
$BW2$ (GHz)	1,238	1,472
Banda de rejeição de -10 dB (GHz)	2,222	1,622
Área ocupada	$0,0011\lambda_0^2$	$0,0010\lambda_0^2$

O quinto filtro projetado apresenta dois anéis concêntricos, formando um anel matrioska, com gap (Fig. 21(f)), tendo as larguras do anel externo e interno equivalente a $W_{ma1} = 13mm$ e $W_{ma2} = 7mm$. Observando graficamente (Figura 32) e por meio da Tabela 07, percebe-se que a curva de frequência numérica é igual a $f_{res.-num.} = 0,828 GHz$ e experimental equivalente a $f_{res.-exp.} = 1,183 GHz$, a perda de inserção de forma experimental foi de 1,380 GHz, sendo estes valores expressivos quando comparado com os obtidos nos filtros anteriores com a presença do gap. Referente a banda de rejeição em -10 dB de forma numérica foi igual a 3,338 GHz e experimental correspondente a 1,896 GHz, valores bem divergentes, e graficamente pode-se melhor visualizar, pois nota-se a presença de um pico na curva de frequência experimental em aproximadamente 3,4 GHz, limitando a faixa de operação desse filtro. Se tratando da área ocupada pelo filtro também não é o resultado mais satisfatório, sendo este equivalente a $0,0026\lambda_0 \times 0,0026\lambda_0$. Logo, tem-se um filtro com baixa seletividade e ocupando uma área maior.

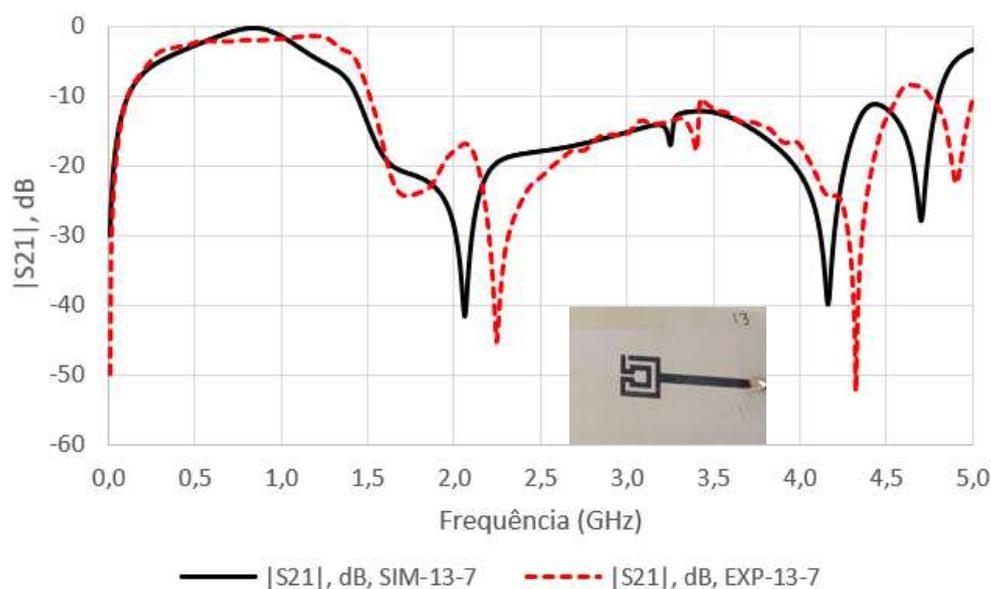


Figura 32 – Resposta em frequência do filtro com gap – filtro 5 – resultados numérico e experimental

Tabela 07: Resultados numéricos e experimentais – filtro 5

Parâmetros	Resultados numéricos	Resultados experimentais
f_{res} (GHz)	0,828	1,183
$f_{res.-calc.}$ (GHz)	0,817	0,817
IL (dB)	0,250	1,380
f_{c1} (GHz)	0,452	0,264
f_{c2} (GHz)	1,116	1,420
$BW1$ (GHz)	0,664	1,156

f_{c3} (GHz)	0,033	0,038
f_{c4} (GHz)	1,660	1,635
$BW2$ (GHz)	1,627	1,597
Banda de rejeição de -10 dB (GHz)	3,338	1,896
Área ocupada	$0,0013\lambda_0^2$	$0,0026\lambda_0^2$

3.2 Otimização do d_{sl}

Nesta etapa foi feita a variação da posição do gap ao longo do anel externo (W_{ma1}) e para isso foram selecionados os filtros 2 e 5, Figura 21. Em cada filtro se variou a posição do gap em quatro posições distintas, Figura 33. Tal variação teve como intuito a observação das respostas dos parâmetros avaliados, sendo eles: frequência de ressonância, perda de inserção, banda de rejeição, dentre outros.

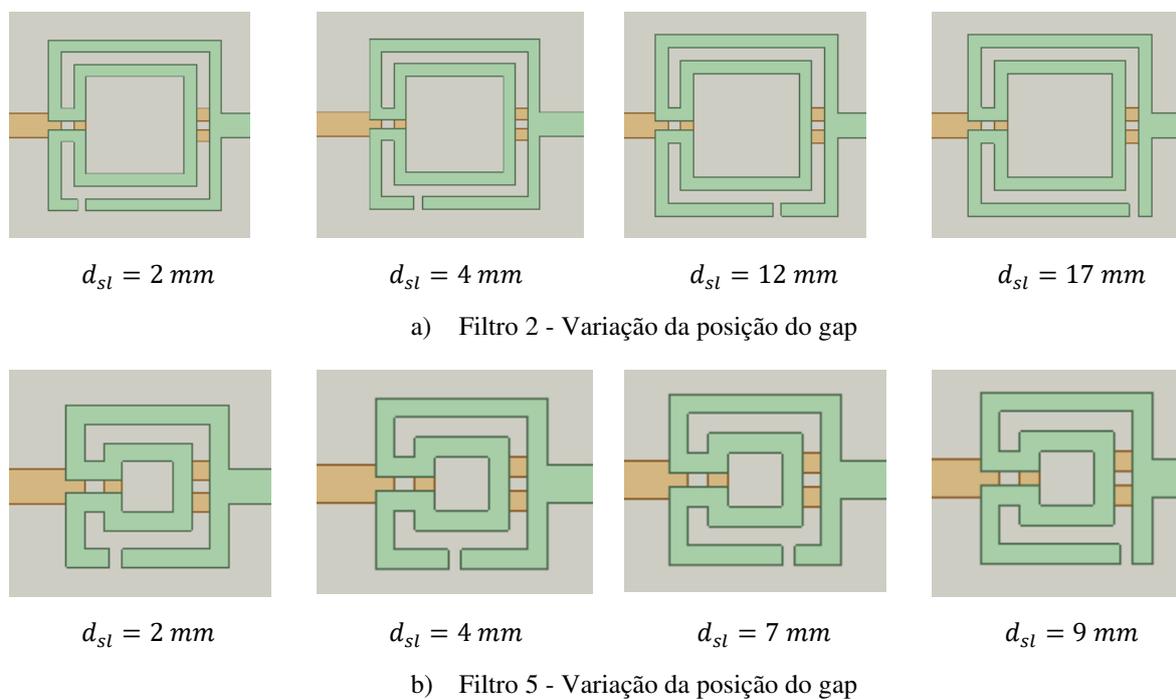


Figura 33 – Variação da posição do gap

As respostas em frequência (S_{21} (dB) em função da frequência (GHz)), obtidas de forma numérica para os filtros 1 e 5, variando a posição da fenda, foram sobrepostas e são apresentadas nas Figuras 34 e 35.

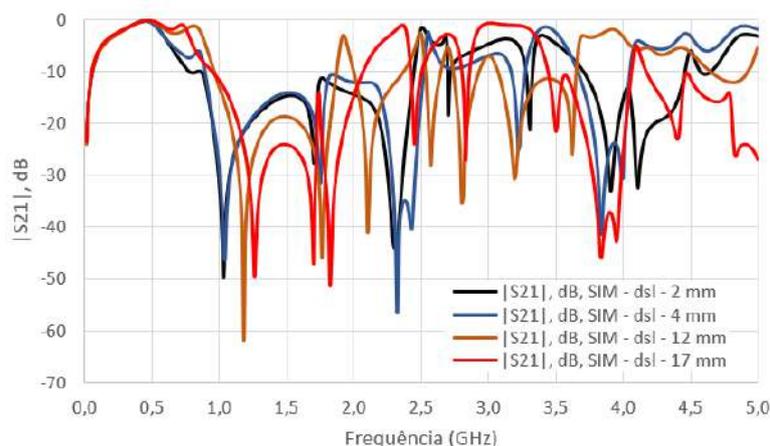


Figura 34 – Filtro 2 – Parâmetro $|S_{21}|$ em função da frequência

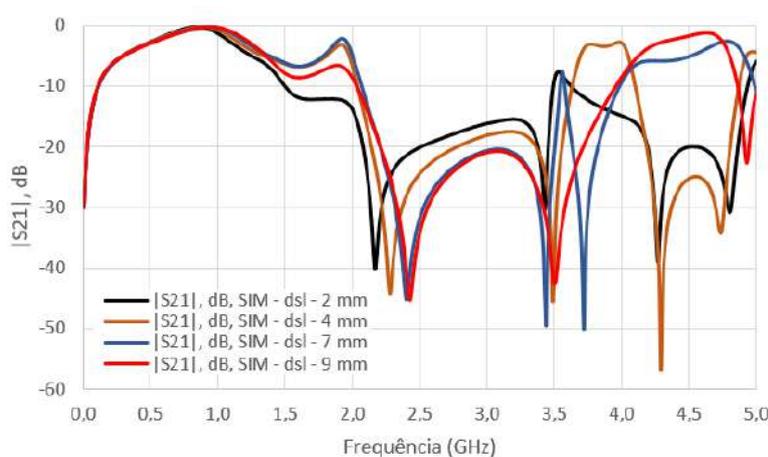
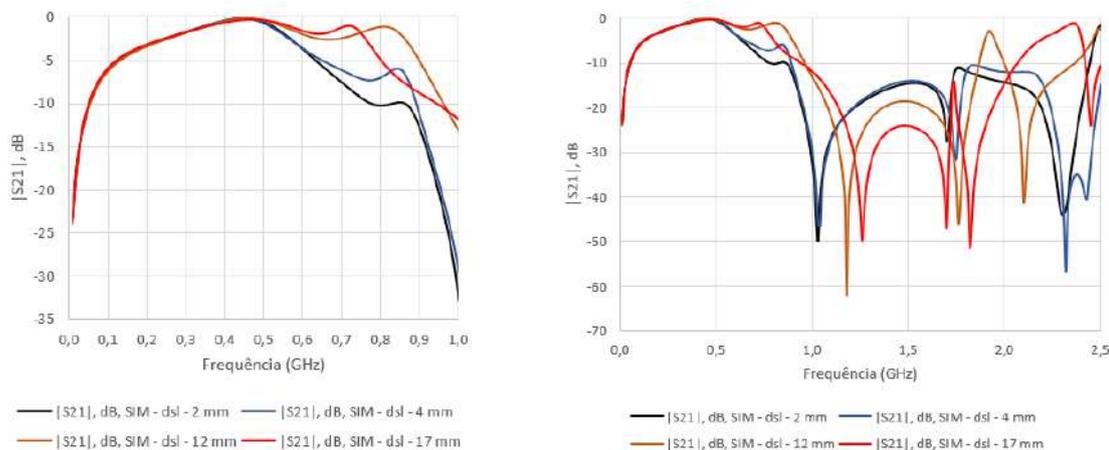


Figura 35 – Filtro 5 – Parâmetro $|S_{21}|$ em função da frequência

Na Figura 36 tem-se em destaque a região da frequência de ressonância e banda de rejeição do filtro 2, onde na Figura 36(a) pode-se observar uma frequência de ressonância de aproximadamente 0,4 GHz nas quatro posições da fenda, como também, a presença de uma segunda ressonância de valores distintos. Observa-se ainda que, na frequência de ressonância, a perda de inserção é aproximadamente 0 dB.

Considerando a banda de rejeição de -10 dB (Figura 36(b)), ou seja, a largura de banda para a qual a saída do filtro fica abaixo de -10 dB, pode-se observar para o filtro com $d_{sl} = 2$ mm, que após a segunda ressonância em aproximadamente 0,8 GHz, o valor do parâmetro $|S_{21}|$ permanece abaixo de -10 dB até aproximadamente 2,49 GHz, totalizando uma banda livre igual a 1,670 GHz, o que permite a utilização do filtro proposto quando uma maior banda de rejeição for requerida.

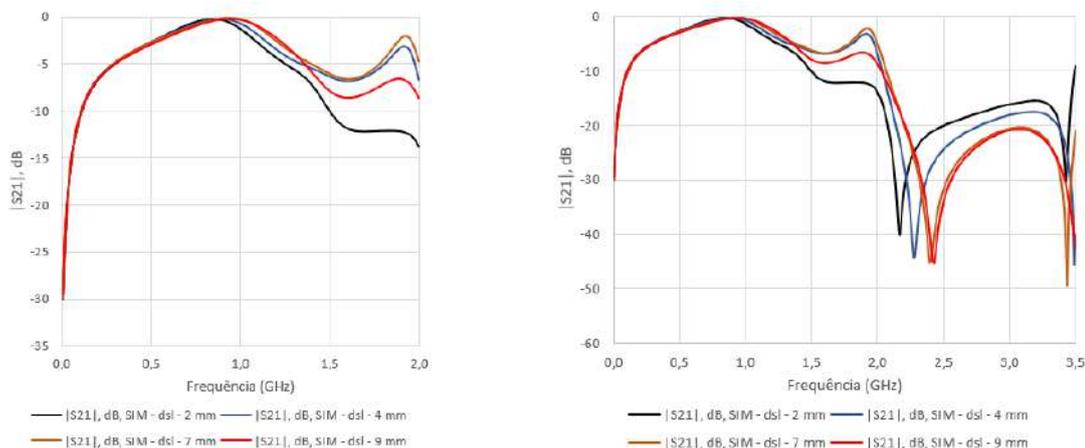


a) Detalhe na região da frequência de ressonância

b) Detalhe na região da banda de rejeição

Figura 36 – Resposta em frequência para os filtros projetados – Resultados numérico – Detalhe na região da frequência de ressonância e banda de rejeição – Filtro 2.

Na Figura 37 tem-se em destaque a região da frequência de ressonância e banda de rejeição do filtro 5, onde pode-se observar na Figura 37(a) que as frequências de ressonância para as quatro posições foram de aproximadamente 0,9 GHz, com a presença de uma segunda ressonância em 1,9 GHz. Analisando a banda de rejeição em -10 dB (Figura 37(b)), nota-se para o filtro com $d_{sl} = 2$ mm, que o parâmetro $|S_{21}|$ permanece abaixo de -10 dB até aproximadamente 3,49 GHz, totalizando uma banda livre igual a 1,940 GHz.



a) Detalhe na região da frequência de ressonância

b) Detalhe na região da banda de rejeição

Figura 37 – Resposta em frequência para os filtros projetados – Resultados numérico – Detalhe na região da frequência de ressonância e banda de rejeição – Filtro 5.

Pode-se perceber a partir dos resultados numéricos obtidos para o filtro 2 e 5, que a otimização do d_{sl} possibilita o ajuste da frequência de ressonância. Além disso, observa-se

também uma maior seletividade, baixa perda de inserção e elevada banda de rejeição, o que torna a configuração proposta bastante atrativa para diversas aplicações nos sistemas de telecomunicações.

3.3 Comparação com o filtro de linhas acopladas

Para estabelecer uma comparação em relação às características como área ocupada e banda de rejeição, foi considerado um filtro passa-faixa de linhas acopladas clássico por serem compactos e poderem ser implementados em configurações de microfita [7], [33]. A estrutura típica é constituída por ressonadores $1/4$ de comprimento de onda, e cada ressonador é posicionado paralelamente a seu adjacente a uma distância S . Cada ressonador possui uma largura W e um comprimento de onda físico l de $1/4$ de comprimento de onda da frequência de ressonância, Figura 38 [7], [20], [33].

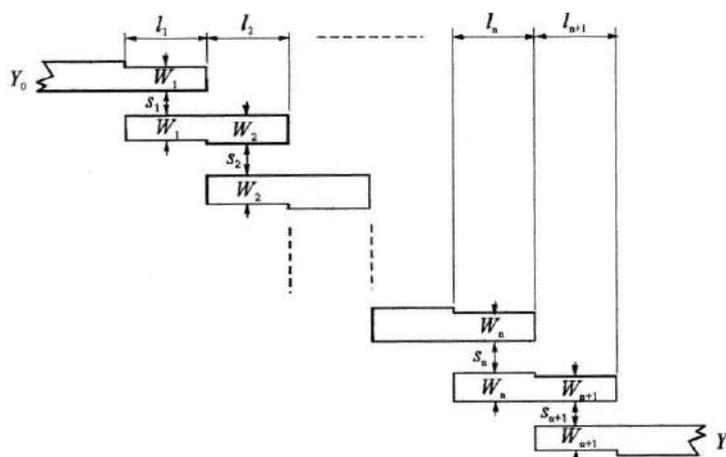
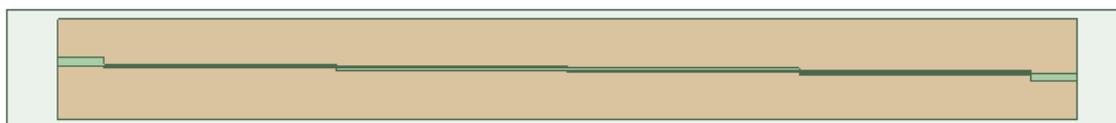
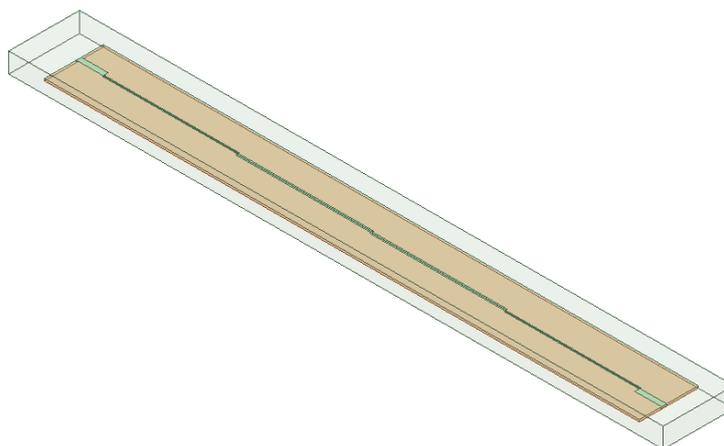


Figura 38 - Estrutura geral do filtro passa-faixa de linhas acopladas

Tendo como intuito a análise da viabilidade do filtro passa-faixa desenvolvido nesta dissertação, foi simulado no programa ANSYS Electromagnetics Suite um filtro de linhas acopladas, Figura 39 e Tabela 8. No processo de simulação se considerou a frequência de ressonância equivalente a um dos filtros passa-faixa com geometria matrioska anteriormente expostos, de forma que, o filtro escolhido para esta etapa foi o filtro 3, Figura 21(d) e Tabela 2.



a) Filtro de linhas acopladas – Visão topo



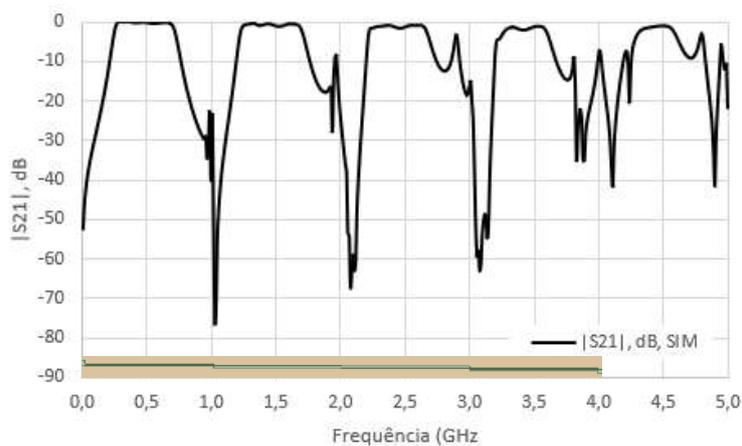
b) Filtro de linhas acopladas – Visão isométrica

Figura 39 - Filtro de linhas acopladas simulado na mesma frequência de ressonância do filtro 3

Tabela 8: Dimensões do filtro de linhas acopladas - Valores das admitâncias dos inversores J_i e das impedâncias de modo par (Z_{0e}) e de modo ímpar (Z_{0o}).

i	g_i	J_i	Z_{0e} (Ω)	Z_{0o} (Ω)	W	S	I
1	1,000	0,0233	87,97	29,77	0,582	0,13	101,3
2	2,000	0,0192	71,89	23,99	0,95	0,09	100,3
3	1,000	0,0192	71,89	23,99	0,95	0,09	100,3
4	1,000	0,0233	87,97	29,77	0,582	0,13	101,3

A resposta em frequência (S_{21} (dB) em função da frequência (GHz)), obtida de forma numérica para o filtro de linhas acopladas é apresentado na Figura 40(a), e na Figura 40(b) a resposta em frequência do filtro 3. Os resultados obtidos para cada parâmetro encontram-se detalhado na Tabela 10.

a) Filtro de linhas acopladas – Parâmetro $|S_{21}|$ em função da frequência

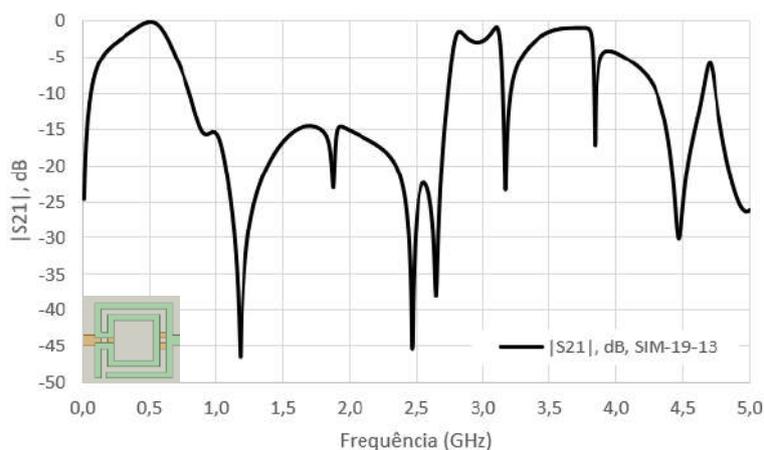
b) Filtro 3 – Parâmetro $|S_{21}|$ em função da frequência

Figura 40 – Resposta em frequência para o filtro de linhas acopladas

De posse dos resultados, é possível observar que o filtro de linhas acopladas na mesma frequência do filtro 3, apresenta uma perda de inserção equivalente a $IL_{num.} = 0,340 \text{ dB}$, Tabela 10, observando-se ainda novas ressonâncias, limitando a faixa de utilização desse filtro. Contudo, um dos pontos mais críticos do filtro de linhas acopladas é o quesito fabricação, pois esse filtro se apresenta valores referentes às distâncias S entre os ressonadores bastante reduzidos. Além disso, destaque-se a área ocupada pelo filtro ($0,0127\lambda_0^2$), muito maior que a área ocupada pelo filtro proposto. Diante dessa análise, é possível evidenciar o potencial de aplicabilidade do filtro passa-faixa matrioska com três camadas de metalização proposto nessa dissertação.

Tabela 10: Resultados numéricos do filtro de linhas acopladas

Parâmetros	Resultados numéricos	
	Filtro de linhas acopladas	Filtro 3
f_{res} (GHz)	0,509	0,509
IL (dB)	0,340	0,230
f_{c1} (GHz)	0,245	0,218
f_{c2} (GHz)	0,725	0,657
$BW1$ (GHz)	0,480	0,439
f_{c3} (GHz)	0,165	0,018
f_{c4} (GHz)	0,835	1,076
$BW2$ (GHz)	0,670	1,058
Banda de rejeição de -10 dB (GHz)	0,550	1,922
Área ocupada	$0,0127\lambda_0^2$	$0,0010\lambda_0^2$

4. CONCLUSÃO

4.1. Considerações finais

O presente trabalho teve o intuito de realizar o desenvolvimento de uma nova configuração de filtro passa-faixa, baseado na geometria matrioska, com, além do plano terra, duas camadas de metalização. Diferentemente dos filtros passa-faixa planares usuais, onde os ressonadores encontram-se no mesmo plano, no filtro proposto os ressonadores estão em camadas sobrepostas.

O desenvolvimento deste trabalho, a princípio, proporcionou um estudo a respeito dos tipos de filtros, seus princípios básicos, classificações, características e aplicações. Os filtros de micro-ondas receberam atenção especial, pelo fato dos ressonadores da presente dissertação terem sua construção a partir de linhas de microfita. Foi feita a revisão de trabalhos anteriores, a forma geométrica matrioska foi descrita e as equações iniciais do projeto foram propostas.

A caracterização numérica foi realizada utilizando o módulo HFSS, do programa ANSYS Electromagnetics Suite, onde foi possível realizar as inúmeras simulações para obtenção dos resultados numéricos. A etapa experimental ocorreu no laboratório de micro-ondas do GTEMA-IFPB, sendo utilizado um analisador de redes vetorial Agilent, modelo E5071C.

Cinco filtros passa-faixa foram projetados, fabricados e caracterizados numericamente e experimentalmente, sendo que quatro possuíam uma fenda no anel externo da geometria matrioska e um sem a fenda. A geometria matrioska foi adotada em função das suas características de miniaturização e maior seletividade, com rápida transição entre as bandas passante e de rejeição.

Os resultados numéricos e experimentais obtidos para os cinco filtros foram considerados satisfatórios, do ponto de vista de concordância, mesmo apresentando um deslocamento da resposta em frequência para valores ligeiramente maiores, no resultado experimental, e como já citado anteriormente, é provável que isso ocorra por consequência das camadas de dielétricos não serem perfeitamente unidas, possibilitando assim, o surgimento de uma camada de ar entre os dielétricos. As equações iniciais de projeto propostas apresentaram bons resultados, se comparados aos valores obtidos nas medições. Tendo em vista que se trata de uma pesquisa inédita, a viabilidade das equações representa um avanço nas pesquisas recentes do IFPB.

De acordo com os dados numéricos e experimentais, pode-se concluir que os filtros passa-faixa, baseados na geometria matrioska, com três camadas de metalização apresentaram

características de miniaturização, baixa perda de inserção e elevada banda de rejeição. Tais resultados torna a configuração proposta bastante atrativa para diversas aplicações nos sistemas de telecomunicações. Como aspecto negativo, foi possível observar o surgimento de novas ressonâncias, limitando a faixa de operação, mas essa característica pode ser mitigada por meio da otimização da posição da fenda.

4.2 Propostas de trabalhos futuros

Em trabalhos futuros, poderá ser explorada a construção de filtros com ressonadores matrioska em outra faixa de frequência, qual seja, 5,8 GHz, além de faixas de interesse comercial, por exemplo, 700 MHz (4G e 5G). Também poderão ser realizadas configurações adicionais com ressonadores matrioska retangulares e circulares.

Destaque-se ainda uma análise mais detalhada referente a otimização da fenda, tendo como intuito a redução das frequências que limitam a faixa de utilização do filtro em questão.

Concluindo, propõe-se a implementação de novos protótipos em laminados FR4, visando não só a redução de custos, como também, uma possível melhora dos resultados experimentais.

TRABALHOS PUBLICADOS

Neto, A. G., Costa, J. A., Cavalcante, G. A., Henrique, R. L., Santos, L. K. L., resultados numéricos para um filtro passa-faixa baseado na geometria matrioska utilizando três camadas de metalização. In: 5º Simpósio de pesquisa, Inovação e Pós-graduação, realizado pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e tecnologia da Paraíba, 2023, Cabedelo, PB.

Neto, A. G., Costa, J. A., Andrade, M. C., Henrique, R. L., Araújo, E. B., Cavalcante, G. A., uma nova configuração de filtro passa-faixa baseado na geometria matrioska com três camadas de metalização. In: 16º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – CBMAG, 2024. Goiânia, GO.

Neto, A. G., Silva, J. F., Carvalho, J. N., Mamedes, D. F., Andrade, M. C., Costa, J. A., miniaturização de uma DGS baseada na geometria matrioska utilizando um ressonador dielétrico. In: 16º Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – CBMAG, 2024. Goiânia, GO.

A. G. Neto, J. C. E. Silva, J. N. de Carvalho, D. F. Mamedes, M. C. de Andrade and J. A. da Costa, "Compact Matryoshka DGS Using Dielectric Resonator," in IEEE Access, vol. 12, pp. 21947-21953, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3363874.

REFERÊNCIAS

- [1] Quy Vu, K, et al. "Innovative Trends in the 6G Era: A Comprehensive Survey of Architecture, Applications, Technologies, and Challenges," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 39824-39844, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3269297.
- [2] MASTER, "O que é telecomunicação e quais as tendências do futuro no setor," Disponível em: <<https://master.org.br/regulamentacao-anatel/telecomunicacao/>>. Acesso em: 01/05/2023.
- [3] Fernanda de Oliveira Lima, **Desenvolvimento de filtros de sinais de micro-ondas utilizando linhas de microfita na banda L**, TCC. Universidade Federal de Uberlândia, 2017.
- [4] Kartik Gupta, Namrata Sahayam, "A Review on Microstrip Filter for the Application in Communication System," *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 05, pp. 709-717, Dec. 2018.
- [5] Hussain Bohra and Giriraj Prajapati, "Microstrip Filters: A Review of Different Filter Designs Used in Ultrawide Band Technology," *Makara J. Technol.* vol. 24, pp. 79-86, 2020, doi: 10.7454/mst.v24i2.3903
- [6] W. Fu, Z. -M. Li, J. -W. Cheng and X. Qiu, "A Review of Microwave Filter Designs based on CMRC," *2020 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS)*, Shanghai, China, 2020, pp. 1-3, doi: 10.1109/IWS49314.2020.9360131.
- [7] Jia-Shen G. Hong, Michael J. Lancaster, **Microstrip Filters for RF/microwave applications**, John Wiley & Sons, 2004.
- [8] Josefa Gilliane de Oliveira Mariano, **Implementação de filtros Planares Baseados na Geometria Matrioska**. Dissertação de Mestrado, PPGEE, IFPB, 2017.
- [9] Amaro Flor Neto, **Filtros Planares Baseados na Geometria Matrioska com Anéis Retangulares e Circulares**. Dissertação de Mestrado, PPGEE, IFPB, 2020.
- [10] Alfredo Gomes Neto, Jefferson Costa e Silva, Ianes Barbosa Grécia Coutinho, Saulo Souto Camilo Filho, Danila Araújo Santos, Bruno Lima Cavalcanti de Albuquerque, "A Defected ground structure based on matryoshka geometry," in *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 21, no. 2, pp. 284—293, June 2022, doi: 10.1590/2179-10742022v21i2256115.
- [11] A. Gomes Neto, A. Flor Neto, M. C. Andrade, J. C. e Silva, J. N. de Carvalho, "Filtro rejeita-faixa compacto com reduzida região de transição para aplicação na faixa de 2,4 GHz," in: XXXVI Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais, 2018, Campina Grande, PB, 2018. pp. 75-79.
- [12] Tatiane, O. "Matrioskas (Matrioskas) no Brasil" Disponível em: <<https://www.bonecarussa.com.br/novidade/matrioshkas-matrioskas-no-brasil/>>. Acesso em: 03/04/2023.

- [13] M. Makimoto, S. Yamashita, **Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication**, ISBN 1437-0387, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001.
- [14] Jitha B, **Development of Compact Microwave Filters Using Microstrip Loop Resonators**, PhD. Thesis, Cochin University of Science and Technology, Cochin, 2010.
- [15] Fernando, L. R. M. & C. G. Esperança **Resposta em frequência: Filtros passivos**. Florianópolis, Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa Catarina. Edição 2.0, 2004.
- [16] Bhagwandas P. L. **Modern digital and analog communication systems**. New York: Oxford University Press, 1990.
- [17] Sidnei Noceti Filho, **Filtros seletores de sinais**, 3 ed. Florianópolis, Universidade Federal de Santa Catarina, 1998.
- [18] Charles A. Desoer, Ernest S. Kuh, **Teoria Básica de Circuitos**, Editora Guanabara Dois S.A., Rio de Janeiro, 1979.
- [19] David M. Pozar, **Microwave Engineering**, Fourth Edition, John Wiley & Sons, Inc., USA, 2012.
- [20] Vitor, F. T. **Projeto de filtro passa-faixa em tecnologia de microfita acoplada**. 2022. 112 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2022.
- [21] K. Lacanette, A Basic Introduction to Filters – Active, Passive and Switched Capacitor, *Application Note 779*, National Semiconductor, 22p, April, 1991.
- [22] Flavio Barbieri, “Filtros de RF,” Disponível em: <https://flaviobarbieri.blogspot.com/2013/03/filtros-de-rf_1.html>. Acesso em: 01/11/2023.
- [23] Roberta Neves Guimarães de Carvalho, “Filtros passivos de micro-ondas aplicados a osciladores,” A. PPGEET – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações, Niterói, 2020.
- [24] APPCAD. Disponível em: <<http://www.hp.woodshot.com/>>. Acesso em 10/10/2023.
- [25] Ansys, Designer 8.0. Disponível em: <<http://www.ansys.com>>. Acesso em: 01/03/2023.
- [26] Rafael Astuto Arouche Nunes, et al. "Introdução a Processadores de Sinais Digitais-DSP." *Apostila Da CBPF, Rio De Janeiro* (2006).
- [27] Filtro RLC para áudio. Disponível em <https://www.amazon.com.br/JINGERL-Divisor-frequência-fidelidade-Alto-falante/dp/B09TLFKQXJ>. Acesso em: 25/07/2024.
- [28] Filtro passa-banda RF – linha acoplada. Disponível em: <<https://medivague.com/bpf-coupled-line-theory/>>. Acesso em: 02/06/2024.
- [29] <<https://vibroacustica.com.br/pt/simulacao-em-engenharia-o-que-e-e-como-funciona/>>. Acesso em: 15/04/2024.
- [30] Amado, José Alberto Diaz, and Amélia Moreira Santos. "O Ensino da Engenharia Por Meio de Laboratórios de Simulação Computacional: PSPICE, Uma Reflexão Sobre a Importância do Uso da Simulação na Análise de Circuitos Elétricos e Eletrônicos." (2012).
- [31] RO3003. Disponível em: <<https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro3000-series-laminates/ro3003-laminates>>. Acesso em: 02/06/2024.

- [32] E5071C, Analisador de redes vetorial. Disponível em: <<https://www.keysight.com/br/pt/product/E5071C/e5071c-ena-vector-network-analyzer.html>>. Acesso em: 02/06/2024.
- [33] T. C. Edwards, M. B. Steer, **Foundations of Interconnect and Microstrip Design**, Third Edition, John Wiley & Sons, Ltd, Baffins Lane, Chichester, England. 2000.