

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**  
**"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA - CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA**

**GUILHERME OLIVEIRA DOS SANTOS**

**Design de filtros passa-faixa usando linhas acopladas para operação em ondas milimétricas**

São João da Boa Vista

2023

**Guilherme Oliveira dos Santos**

**Design de filtros passa-faixa usando linhas acopladas para operação em ondas milimétricas**

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Prof<sup>o</sup> Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2023



S237d

Santos, Guilherme Oliveira dos

Design de filtros passa-faixa usando linhas acopladas para operação em ondas milimétricas / Guilherme Oliveira dos Santos. -- São João da Boa Vista, 2023

47 p. : il., tabs., fotos

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista

Orientador: Rafael Abrantes Penchel

1. Radiofrequência. 2. Ondas milimétricas. 3. Linhas de transmissão de microondas. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”  
FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA  
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA AERONÁUTICA**

**TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO**

**DESIGN DE FILTROS DE PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS PARA ONDAS  
MILIMÉTRICAS**

Aluno: Guilherme Oliveira dos Santos  
Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Ivan Aritz Aldaya Garde (Examinador)
- Helton Silva Bernardo (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Expediente nº 079/2022)

São João da Boa Vista, 08 de agosto de 2023

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA**  
**"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"**  
**CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA**

**GUILHERME OLIVEIRA DOS SANTOS**

ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO COMO PARTE DO REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE "GRADUANDO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES "

APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

Profº Dr. RAFAEL ABRANTES PENCHEL  
Coordenadora

**BANCA EXAMINADORA:**

---

Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel  
Orientador/UNESP-SJBV

---

Profº Dr. Ivan Aritz Aldaya Garde  
UNESP-SJBV

---

Engº Helton Silva Bernardo  
UNESP-SJBV

Agosto , 2023

## **DADOS CURRICULARES**

### **GUILHERME OLIVEIRA DOS SANTOS**

**NASCIMENTO** 14/02/2000

**FILIAÇÃO** Odair José dos Santos  
Ana Cristina Oliveira dos Santos

**2018 / 2023** Graduação em Engenharia Eletrônica e de  
Telecomunicações  
UNESP-SJBV

A minha família, a Deus e a todos que me deram forças e me ajudaram a seguir em frente.

## AGRADECIMENTOS

Com imensa gratidão e satisfação, venho expressar meus sinceros agradecimentos a todos os envolvidos na realização deste Trabalho de Conclusão de Curso (TCC). Este momento marca o culminar de uma jornada de estudos, aprendizados e dedicação, e não poderia deixar de reconhecer o apoio e o auxílio de pessoas fundamentais nessa caminhada.

Primeiramente, agradeço à meu orientador/professor Rafael Abrantes Penchel, cuja orientação e incentivo foram essenciais para o desenvolvimento deste trabalho. Sua paciência, sabedoria e expertise foram fundamentais para direcionar meus esforços, corrigir rumos e enriquecer cada etapa deste processo. Muito obrigado pela oportunidade.

Agradeço também aos demais membros da banca examinadora, Professor Ivan Aritz Aldaya Garde e Helton Silva Bernardo, pelos valiosos comentários, críticas construtivas e sugestões que contribuíram significativamente para aprimorar este estudo.

Não posso deixar de mencionar minha família e amigos, que sempre estiveram ao meu lado, me apoiando e encorajando nos momentos mais desafiadores. Em especial a minha mãe e pai que nunca duvidaram um segundo da minha capacidade.

Aos amigos, gostaria de agradecer a toda minha turma 018, principalmente a Stephanie, uma irmã de outra vida. Sem suas risadas e ideias nada seria possível. A minha namorada, Tamires, por ter confiado em mim até em momentos que eu mesmo duvidei, você é o amor da minha vida. Seu apoio, sua felicidade e seu jeito de ver a vida me mudou completamente. Obrigado.

Além disso, gostaria de agradecer aos professores e colegas de curso que, ao longo desta jornada acadêmica, compartilharam conhecimentos, debates enriquecedores e momentos de convívio que tornaram a experiência universitária mais significativa e enriquecedora.

Também quero expressar meu agradecimento às instituições de ensino, seus professores e funcionários, que proporcionaram a infraestrutura e os recursos necessários para o desenvolvimento desta pesquisa.

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho e para a minha formação acadêmica e pessoal. Sem o apoio e incentivo de cada um de vocês, este TCC não teria sido concluído com tanto êxito.

Que este trabalho possa servir como uma pequena contribuição para o conhecimento em nossa área de estudo e que possamos seguir em busca de novas aprendizagens e conquistas.

*"Não existe nada fora de você que permita que você se torne melhor, mais forte, mais rico, mais rápido ou mais inteligente. Tudo vem de dentro. Tudo existe. Não procure nada fora de si mesmo."  
(Miyamoto Musashi)*

## RESUMO

Este trabalho de conclusão de curso tem como objetivo realizar a projeção, construção, caracterização e análise de dois modelos de construção de filtros passa-faixa em alta frequência (57 à 66 GHz). Com o mercado atual apresentando um grande aumento na demanda de novos serviços com altas taxas de dados, novas faixas de frequências estão sendo visadas para estudo na academia, onde com a resposta em frequência Chebyshev e fazendo uso do método da perda de inserção, selecionou-se os modelos de linhas acopladas em paralelo e ressonadores em anel, visto que grande parte dos países em volta do globo tem a faixa de 60 GHz como a faixa para uso não licenciado que, juntamente com uma banda alocada de 7GHz, o acesso via rádio se torna um grande facilitador tecnológico. Este trabalho de conclusão de curso tem como meta verificar a eficiência e funcionalidade dos dois modelos utilizados nesta faixa de frequência. Em suma, os dois modelos se mostraram eficientes e aplicáveis na prática para eventuais projetos futuros.

**PALAVRAS-CHAVE:** Rádiofrequência. Filtros passa-faixa. Linhas acopladas.

## **ABSTRACT**

This final course project aims to project, construct, characterize, and analyze two models of high-frequency (57 to 66 GHz) bandpass filters. With the current market experiencing a significant increase in demand for new services with high data rates, new frequency bands are being targeted for academic study. Using the Chebyshev frequency response and the insertion loss method, parallel-coupled line and ring resonator models were selected. This choice was made because a large number of countries around the world have allocated the 60 GHz range for unlicensed use. Together with an allocated 7 GHz band, radio access becomes a major technological facilitator.

The objective of this final course project is to assess the efficiency and functionality of the two models used in this frequency range. In summary, both models proved to be efficient and applicable in practice for future projects.

**KEYWORDS:** Radio Frequency. Bandpass. Coupled Lines.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

1	Faixas de frequência. . . . .	16
2	Aplicações <i>Indoor</i> . . . . .	16
3	Filtros passa-baixa e passa-alta. . . . .	20
4	Filtros passa-faixa e rejeita-faixa. . . . .	21
5	Resposta em frequência do filtro Butterworth. . . . .	22
6	Respostas em frequência do filtro Chebyshev. . . . .	22
7	Resposta em frequência do filtro de Cauer. . . . .	23
8	Transformação dos elementos de um filtro passa-baixa para um filtro passa-faixa. . . . .	25
9	Circuito proposto convertido em rede T. . . . .	25
10	Linha de transmissão acoplada do tipo <i>microstrip</i> . . . . .	26
11	Uma seção de linha acoplada em paralelo com definições de tensão e corrente nas portas. . . . .	26
12	Uma seção de linha acoplada em paralelo com fontes de corrente em modo par e modo ímpar. . . . .	27
13	Principais circuitos de linhas acopladas. . . . .	29
14	Uma seção de linha acoplada de duas portas que possui uma resposta de passa-banda. . . . .	30
15	Circuito equivalente de uma seção de linhas acopladas. . . . .	31
16	Filtro passa-faixa com (N+1) linhas acopladas. . . . .	32
17	Circuito projetado no ADS das linhas acopladas. . . . .	34
18	Resultado da simulação do ADS. . . . .	35
19	Filtro projetado no Ansys Software. . . . .	35
20	Resultado da simulação no Ansys Software. . . . .	36
21	Comparação entre as simulações. . . . .	36
22	Ansys e medida 1. . . . .	37
23	Ansys e medida 2. . . . .	38
24	Ansys construído e medida 1. . . . .	38
25	Ansys construído e medida 2. . . . .	39
26	Modelo do filtro em parâmetros concentrados. . . . .	40
27	Resultado ideal dos parâmetros concentrados. . . . .	40
28	Modelo do filtro construído pelo Nuhertz. . . . .	41
29	Coefficientes de transmissão e reflexão da simulação teórica. . . . .	41
30	Capturas de tela projeto já construído no Ansys. . . . .	42
31	Resultado da simulação capturada do software Ansys com as dimensões projetadas. . . . .	43
32	Parametrização do GAP entre os anéis. . . . .	43
33	Parametrização do comprimento dos anéis. . . . .	44
34	Parametrização do comprimento dos anéis. . . . .	44

35 Resultado final obtido através da simulação no Ansys Software. . . . . 45

36 Filtro construído. . . . . 45

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Valores normalizados dos elementos para protótipos de filtros passa-baixa com resposta Chebyshev. . . . .	24
Tabela 2 – Impedâncias de modo par e ímpar do projeto. . . . .	33
Tabela 3 – Dimensões projetadas. . . . .	37
Tabela 4 – Dimensões utilizadas na construção. . . . .	37
Tabela 5 – Dimensões projetadas. . . . .	42
Tabela 6 – Dimensões e medidas. . . . .	43

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> . . . . .	<b>15</b>
1.1	Contextualização do Problema . . . . .	15
1.2	Objetivo Geral . . . . .	19
1.3	Organização do Trabalho . . . . .	19
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b> . . . . .	<b>20</b>
2.1	Topologias de Filtros Passivos . . . . .	20
2.2	Principais filtros e Suas Respostas em Frequência . . . . .	21
<b>2.2.1</b>	<b>Filtro <i>Butterworth</i></b> . . . . .	<b>21</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Filtro <i>Chebyshev</i></b> . . . . .	<b>22</b>
<b>2.2.3</b>	<b>Filtro Elíptico</b> . . . . .	<b>22</b>
2.3	Método da Perda de Inserção . . . . .	23
2.4	Linhas Acopladas . . . . .	25
<b>3</b>	<b>DESIGN, FABRICAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO</b> . . . . .	<b>34</b>
3.1	Filtro de Linhas de <i>Microstrip</i> Paralelas . . . . .	34
3.2	Filtro com Anéis Ressonadores . . . . .	39
<b>4</b>	<b>CONCLUSÃO</b> . . . . .	<b>46</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>47</b>

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO DO PROBLEMA

O estudo das ondas milimétricas [Millimeter waves - mmW] tem o potencial de trazer grandes impactos na indústria e no mundo em geral. "Os sistemas mmW possuem faixas de frequência entre 30 e 300 GHz, onde estão disponíveis aproximadamente 250 GHz de largura de banda no total"(BOGALE; WANG; LE, 2017). As mmW são uma forma de radiação eletromagnética com comprimentos de onda na faixa de milímetros, o que as torna úteis em diversas aplicações, como comunicações sem fio, radar, sensoriamento remoto e imagens médicas (BOVADILLA, 2013).

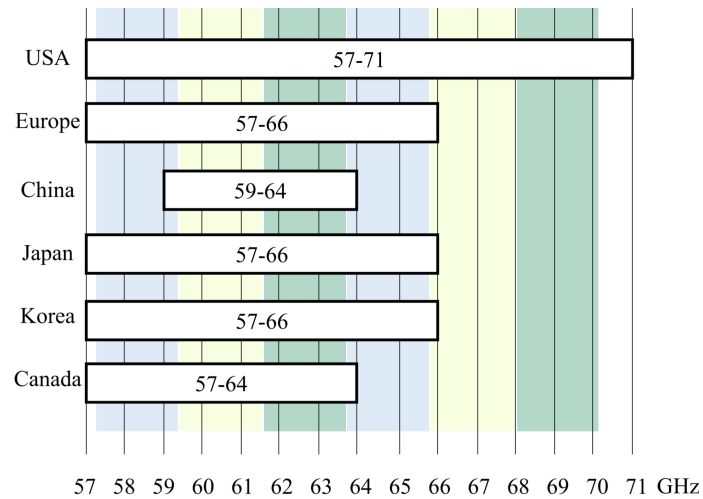
Uma das suas principais vantagens é que elas têm a capacidade de transportar grandes quantidades de dados, permitindo uma comunicação mais rápida e eficiente em dispositivos sem fio (ZHU et al., 2021). Além disso, as ondas milimétricas têm uma menor alcance de propagação, o que significa que elas não interferem em outras comunicações, o que pode ajudar a reduzir a interferência em redes de comunicação. Outra aplicação importante das ondas milimétricas é o sensoriamento remoto, que pode ser usado para monitorar a terra, o clima, a atmosfera e outras condições ambientais. Isso é particularmente útil para a agricultura 4.0, onde os dados coletados podem ser usados para melhorar a produtividade e a eficiência das colheitas.

Na faixa de 60 GHz, vários países destinaram este espectro para uso não licenciado, como pode ser observado na Figura 1, que ilustra as faixas já alocadas ao redor do mundo. A pouco tempo atrás, houve a liberação de 9 GHz de espectro na Europa e 14 GHz nos EUA, fornecendo muito mais espectro não licenciado que que nas outras bandas não licenciadas, como 2.4 GHz e 5 GHz (LAGÉN et al., 2018). Com uma largura de banda alocada de 7 GHz na maioria desses países, o acesso via rádio em 60 GHz se tornou um facilitador tecnológico para diversas aplicações de transmissão de gigabit, que são tecnicamente inviáveis em frequências mais baixas. Abaixo estão alguns exemplos de aplicações em ambientes internos, ilustrados na Figura 2. Essas aplicações incluem a substituição de cabos ou a transmissão de vídeo de alta definição, permitindo que os usuários exibam conteúdo sem fio em uma tela remota com qualidade e experiência equivalentes. Além disso, a transferência de arquivos de gigabytes pode ser realizada em questão de segundos. As estações de encaixe sem fio possibilitam a conexão de vários periféricos, incluindo um monitor externo, sem a necessidade de cabos. Além disso, a rede Ethernet. (comunicação física utilizada em redes locais (LAN) multi-gigabit. Ela estabelece a conexão entre sistemas e dispositivos para a transmissão de pacotes de dados, é capaz de suportar longas distâncias e altas taxas de bit. Permite um tráfego bidirecional de alta velocidade e também é um aspecto importante para a indústria do 5G. (INOUE et al., 2015)

O estudo das frequências milimétricas pode agregar em uma evolução significativa nas aplicações em ambientes internos, ou seja, aquelas que ocorrem dentro de edifícios e estruturas fechadas. Essas frequências são caracterizadas por apresentarem comprimentos de onda extremamente curtos e alta frequência, permitindo a transmissão de grandes volumes de dados em velocidades muito altas.

A propriedade das ondas milimétricas em altas frequências é especialmente vantajosa em ambientes internos, nos quais a comunicação sem fio não pode ser impactada por barreiras físicas, como paredes,

Figura 1 – Faixas de frequência.



Fonte: (LAGÉN et al., 2018)

móveis e outras estruturas. As ondas milimétricas têm a capacidade de penetrar facilmente esses obstáculos, o que resulta em uma conexão mais estável e confiável em ambientes fechados. Com a alocação de uma largura de banda de 7 GHz na maioria dos países, o acesso via rádio em 60 GHz se tornou um catalisador tecnológico para uma ampla gama de aplicações de transmissão gigabit, que são tecnicamente inviáveis em frequências mais baixas. Abaixo estão alguns exemplos de aplicações em ambientes internos, listados e ilustrados na Figura 2:

Figura 2 – Aplicações *Indoor*.

Fonte: Modificado de Anthony de (ALLIANCE, 2012).

Substituição de cabo ou *streaming* de vídeo de alta definição permitindo aos usuários exibir conteúdo sem fio em uma tela remota com qualidade/experiência equivalentes; transferência de gigabytes arquivos em poucos segundos; estações de encaixe sem fio que permitem vários periféricos (incluindo um externo monitor) sem a necessidade de plugues; e rede ethernet multi-gigabit com tráfego bidirecional.

A partir do início dos anos 2000, houve um crescente interesse e esforço em explorar o potencial dos espectros disponíveis em 60 GHz. Nessa época, uma série de padrões e tecnologias foram desenvolvidos para aproveitar essa faixa de frequência e suas características únicas. Organizações e instituições de padronização, como o Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) e a

União Internacional de Telecomunicações (UIT) desempenharam um papel fundamental na definição de padrões e diretrizes para o uso eficiente e compatível dos espectros em 60 GHz. Isso possibilitou o desenvolvimento de tecnologias como o WiGig (Wireless Gigabit) e o IEEE 802.11ad, que visavam fornecer comunicações de alta velocidade e baixa latência em ambientes internos. Em 2017 tem início o desenvolvimento do padrão sucessor IEEE 802.11ay quadruplicando a largura de banda e adicionando MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*. Uma tecnologia sem fio que aumenta a capacidade de dados fazendo uso de múltiplas antenas de transmissão e recepção.) com até 8 *streams*. Esses esforços iniciais abriram caminho para uma ampla gama de aplicações em áreas como redes sem fio de alta velocidade, transmissão de dados em alta definição, realidade virtual, comunicações entre dispositivos móveis e muito mais. À medida que os padrões foram estabelecidos e as tecnologias foram aprimoradas, o uso dos espectros disponíveis em 60 GHz se tornou um marco importante na evolução das comunicações sem fio no escopo de ondas milimétricas.

Outro mercado com grande interesse na banda é o de comunicações móveis celulares. Atualmente, o 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) está em processo de padronização do New Radio (NR), a Tecnologia de Acesso por Rádio (RAT) para o sistemas de comunicação móvel de quinta geração (5G), que tem suporte para operação em mmW (INOUE et al., 2015). A faixa de 60 GHz apresenta uma menor interferência devido à sua alta frequência. Isso significa que é possível obter um melhor desempenho e uma comunicação mais confiável, mesmo em áreas densamente povoadas ou com grande quantidade de dispositivos móveis conectados simultaneamente.

Outro benefício importante é a capacidade de suportar comunicações de curto alcance em ambientes internos. As ondas em 60 GHz sofrem pouca penetração em obstáculos físicos, como paredes e móveis, visto que o ar atmosférico (oxigênio) absorve grande parte da energia radiada. Isso permite a implementação de redes de comunicação de alta capacidade em ambientes internos, como edifícios comerciais, residenciais e escritórios, para oferecer conectividade de alta velocidade e baixa latência aos usuários.

E na tecnologia de ondas milimétricas (mmW), os componentes passivos, como antenas, filtros, baluns e defasadores, são reduzidos a dimensões de alguns milímetros ou menos, devido ao aumento da frequência e da diminuição do comprimento de onda em comparação com as dimensões físicas do dispositivo. Isso torna viável a integração desses componentes com componentes ativos, como transmissores e amplificadores de baixo ruído e de potência, no mesmo substrato.

Tradicionalmente, os sistemas mmW são baseados em circuitos integrados monolíticos de micro-ondas fabricados com arseneto de gálio. Isso ocorre devido à maior mobilidade dos elétrons e à maior tensão de ruptura desse material, o que resulta em circuitos passivos e ativos de alto desempenho. No entanto, essa tecnologia é cara, mesmo quando usada em larga escala, o que resulta em custos indesejáveis para as novas aplicações direcionadas ao mercado consumidor.

Portanto, busca-se desenvolver alternativas mais acessíveis para essas aplicações em ondas milimétricas, visando reduzir os custos sem comprometer o desempenho. Isso pode incluir o uso de materiais e processos de fabricação mais econômicos, bem como a exploração de novas tecnologias e técnicas de integração. O objetivo é tornar viável a adoção dessas aplicações no mercado de consumo, possibilitando a expansão das redes mmW e o acesso a benefícios como altas taxas de dados e baixa

latência em uma variedade de dispositivos e serviços, com o objetivo de produzir componentes a baixo custo, as tecnologias em silício vêm ganhando cada vez mais força.

Uma outra questão de extrema importância para a redução de custos e melhoria de desempenho em sistemas de ondas milimétricas (mmW) é a utilização de tecnologias heterogêneas para cada componente do sistema, incluindo componentes ativos, passivos de baixa frequência e diferentes circuitos integrados (CI) como lógica, memória, alimentação e sensores. Para isso, é necessária uma interface elétrica conhecida como *interposer*, que permite a interconexão entre as diferentes tecnologias, possibilitando a passagem do sinal entre diferentes camadas ou CIs com alto desempenho, a fim de evitar perdas adicionais no sistema.

Atualmente, as interconexões em sistemas mmW têm se tornado uma limitação significativa tanto para o desempenho quanto para a dissipação de energia, especialmente quando se trata de integrações 3D, que envolvem interconexões verticais ou empilhamento entre diferentes camadas ou CIs. Essas interconexões representam um desafio técnico, pois exigem altas taxas de transmissão de dados, baixa perda de sinal, baixa interferência e dissipação eficiente de calor.

Para superar esses desafios, são necessárias soluções inovadoras, como a utilização de materiais e processos de fabricação avançados, o desenvolvimento de técnicas de empacotamento avançadas, como empilhamento de chips, e a otimização das interfaces elétricas e térmicas. Essas abordagens visam melhorar a eficiência e confiabilidade das interconexões em sistemas mmW, permitindo avanços significativos no desempenho e na eficiência energética desses sistemas em diferentes aplicações.

Recentemente, no Laboratório de Microeletrônica da Universidade de São Paulo (USP), foi desenvolvido um *interposer* baseado em óxido de alumínio anodizado (AAO) e nanofios de cobre (MnM – *Metallic nanowire Membrane*) que tem demonstrado resultados muito promissores. No entanto, até o momento, a técnica não foi aplicada para o design de filtros de parâmetros distribuídos. Desta forma, dispositivos passivos como filtros passa-banda são dispositivos fundamentais para selecionar frequências específicas em sistemas de transmissão de RF e são demanda para aplicações em ondas milimétricas. Enquanto em baixas frequências são comumente utilizados filtros de parâmetros concentrados, em altas frequências, graças aos avanços em materiais e estratégias de fabricação, emprega-se filtros de parâmetros distribuídos, baseados em linhas de transmissão. Essa abordagem nos leva a atual necessidade de filtros passivos em mmW.

Existem várias topologias disponíveis para a implementação desses filtros. Uma opção comumente utilizada é a combinação de ressonadores acoplados, fabricados a partir de linhas de transmissão abertas ou curtas com um quarto de onda, chamados de stubs. Esses stubs comportam-se como circuitos ressonantes em série ou em paralelo, respectivamente. É possível utilizar os stubs em derivação ao longo de uma linha de transmissão para a implementação de filtros.

Essa abordagem proporciona vantagens significativas, como a capacidade de sintonizar a frequência de ressonância ajustando o comprimento do stub, permitindo uma maior flexibilidade de projeto. Além disso, a utilização de linhas de transmissão distribuídas permite a miniaturização dos filtros, tornando-os adequados para aplicações onde o espaço físico é limitado e a exigência de espaços menores permitem dispositivos em mmW já que possuem dimensões reduzidas.

Esses filtros passa-banda baseados em stubs e linhas de transmissão são amplamente empregados

em uma variedade de sistemas de comunicação, como redes sem fio, comunicações por satélite, sistemas de radar e outros dispositivos de alta frequência. Sua implementação eficiente e econômica contribui para o desenvolvimento e o avanço contínuo dessas tecnologias, proporcionando um desempenho seletivo e confiável na faixa de frequência desejada (SHAMAN; ALMORQI; ALAMOUDI, 2014). Os filtros desempenham um papel crucial em isolar e selecionar frequências específicas dentro de um espectro amplo. Ao miniaturizar os filtros, é possível reduzir as perdas de sinal e minimizar a interferência de outras frequências, o que melhora a qualidade e a confiabilidade da comunicação em mmW.

## 1.2 OBJETIVO GERAL

Este trabalho tem como objetivo a projetar, caracterizar e construir filtros passa-faixa de terceira ordem na faixa de 57 à 66 GHz utilizando diferentes modelos de projeção, sendo eles por linhas de *microstrip* em paralelo e anéis ressonadores.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado em 4 capítulos, onde no capítulo 1 é feita uma abordagem inicial sobre o tema, com introdução e levantamento de alguns artigos relacionados ao assunto, junto com os objetivos e justificativas para a realização deste trabalho. No segundo capítulo é focado no aspecto teórico e nos cálculos dos modelos apresentados, sendo estes os de linhas de *microstrip* em paralelo e anéis ressonadores. Neste capítulo, alguns conceitos sobre o funcionamento dos filtros, os tipos existentes de filtros, respostas em frequência e as faixas de frequência destinadas para essas aplicações. No terceiro capítulo é mostrado todo o processo de *design*, caracterização e construção dos modelos, junto de seus resultados das análises e projeções, onde o principal *software* utilizado é o Ansys HFSS. Por último, o capítulo 4 é a conclusão com as considerações finais sobre os modelos, suas aplicações com uma análise sobre o projeto e os possíveis temas a serem aprofundados em caso de continuidade desse trabalho futuramente.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 TOPOLOGIAS DE FILTROS PASSIVOS

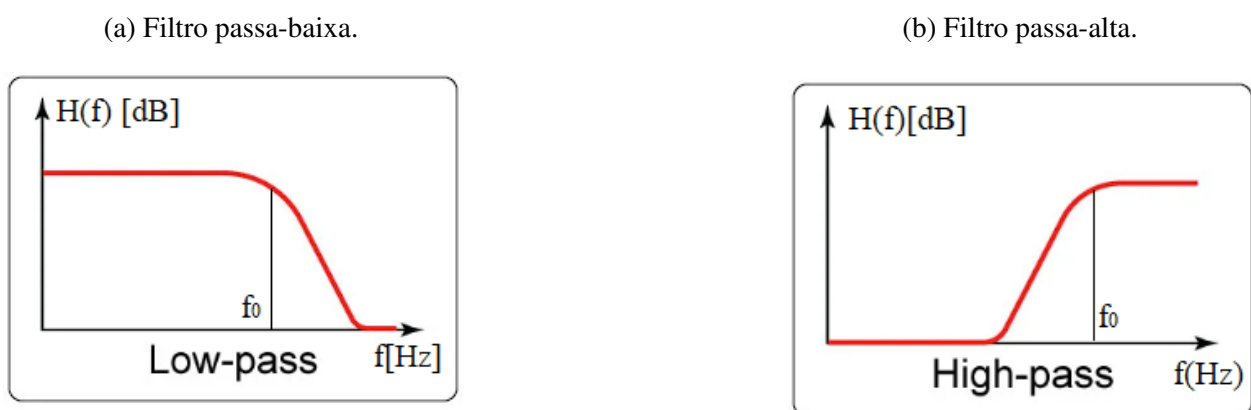
Os filtros de radiofrequência desempenham um papel fundamental em sistemas de comunicação sem fio e eletrônica de radiofrequência (RF). Eles são projetados para selecionar, atenuar ou eliminar sinais em determinadas faixas de frequência, garantindo a transmissão e recepção adequadas de sinais sem interferências indesejadas. (GRANS; DUTRA, 2018)

Existem diversos tipos de filtros de RF, cada um com suas características e aplicações específicas. A escolha do filtro adequado dependerá dos requisitos do sistema, da largura de banda desejada, da atenuação necessária e vários outros parâmetros. Os principais filtro passivos utilizados são:

O filtro passa-baixa é projetado para permitir a passagem de frequências abaixo de uma frequência de corte específica, enquanto atenua ou bloqueia frequências mais altas como se vê na Figura 3(a). Isso significa que as frequências que estão abaixo do ponto de corte passarão praticamente sem alteração, enquanto as frequências acima do ponto de corte serão atenuadas gradualmente. O filtro é ideal para aplicações onde se deseja remover ou reduzir as componentes de alta frequência de um sinal, deixando apenas as componentes mais baixas passarem.

O filtro passa-alta é o oposto do filtro passa-baixa. Ele permite a passagem de frequências acima de uma frequência de corte específica, enquanto atenua ou bloqueia frequências mais baixas, como se vê na Figura 3(b). Isso significa que as frequências que estão acima do ponto de corte passarão praticamente sem alteração, enquanto as frequências abaixo do ponto de corte serão atenuadas gradualmente. O filtro é útil quando se deseja remover ou reduzir as componentes de baixa frequência de um sinal, deixando apenas as componentes de alta frequência passarem.

Figura 3 – Filtros passa-baixa e passa-alta.



Fonte: (CIRCUITS, 2019, 15 de maio)

O filtro passa-banda permite a passagem de um intervalo específico de frequências, enquanto atenua ou bloqueia frequências fora dessa faixa 4(a). Ele possui duas frequências de corte: uma frequência de corte inferior (*lower cutoff*) e uma frequência de corte superior (*upper cutoff*). As frequências entre esses pontos de corte são transmitidas praticamente sem alteração, enquanto as frequências abaixo da frequência de corte inferior e acima da frequência de corte superior são atenuadas.

O filtro rejeita-banda, também conhecido como filtro de rejeição de banda, é o oposto do filtro passa-banda 4(b). Ele atenua ou bloqueia um intervalo específico de frequências e permite a passagem de frequências fora dessa faixa. Assim como o filtro passa-banda, ele também possui duas frequências de corte, mas ao invés de permitir a passagem dessas frequências, as atenua.

Figura 4 – Filtros passa-faixa e rejeita-faixa.



Fonte: (CIRCUITS, 2019, 15 de maio)

## 2.2 PRINCIPAIS FILTROS E SUAS RESPOSTAS EM FREQUÊNCIA

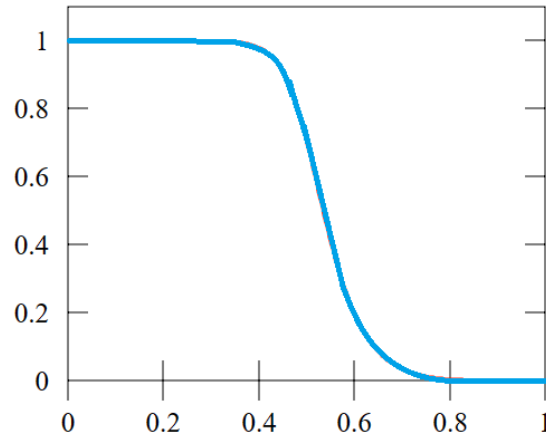
O componente chave para sistemas de comunicação de microondas é o filtro de frequência. Seus vários tipos como passa-baixa, passa-alta e passa-faixa são importantes para o sistema de comunicações sem fio como um todo. Com o aumento da demanda de filtros passa-faixa com acurácias maiores, sua tecnologia foi evoluindo dia a dia, onde os filtros utilizando linhas acopladas são uma boa escolha para um filtro desse modelo.

A vista dessa demanda, para um primeiro estudo no âmbito de filtros, foi projetado um filtro passa-faixa com resposta em frequência Chebyshev para operar entre 57 e 66 GHz usando o método da perda de inserção com implementação por meio de linhas acopladas, fazendo uso de linhas de *microstrip* em paralelo. Antes, vale a pena salientar os principais tipos de resposta em frequência mais utilizados.

### 2.2.1 Filtro *Butterworth*

O filtro Butterworth, também conhecido como Maximally flat, este nome é dado em virtude de ser um processador de sinal onde sua resposta em frequência buscar ser a mais plana possível. Sua banda de transição é bem maior que nos outros filtros, porém se houver oscilações em sua banda de passagem é algo indesejável, o Butterworth pode ser uma boa resposta em frequência para seu filtro.

Figura 5 – Resposta em frequência do filtro Butterworth.



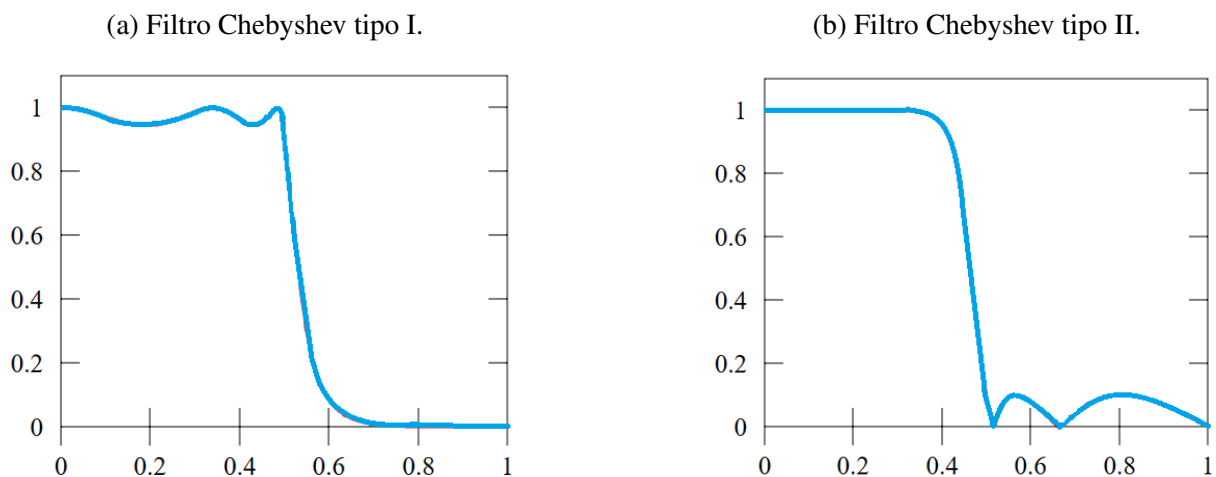
Fonte: Modificado de Wu de (WU, 2011).

### 2.2.2 Filtro Chebyshev

O filtro Chebyshev, também chamado de equal-ripple é outro tipo de processador de sinal onde a resposta em frequência foca em uma banda de transição mais estreita, possibilitando bons passa-faixa. Nota-se pela Figura 6(a) a existência de pequenas oscilações na banda de passagem, este fato pode se tornar um problema em aplicações que exijam estabilização sinal, a recomendação se restringe à filtros como tipo II Figura 6(b) e até mesmo Butterworth.

O filtro Chebyshev possui dois tipos de construção, onde no primeiro (e mais comum) esta oscilação mencionada é na banda de passagem, já no tipo II (que é necessário mais componentes) a oscilação acontece na banda de rejeição.

Figura 6 – Respostas em frequência do filtro Chebyshev.



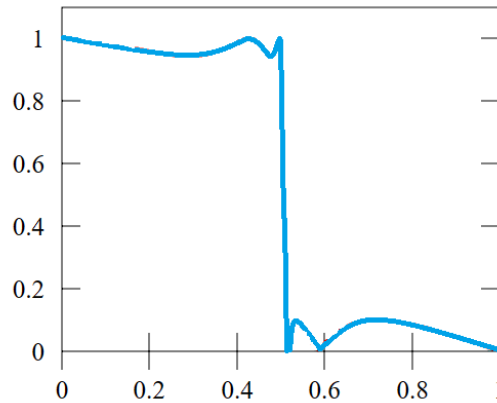
Fonte: Modificado de Wu de (WU, 2011).

### 2.2.3 Filtro Elíptico

Já no filtro Elíptico, também chamado de filtro de Cauer, tem como característica uma faixa de transição ainda mais estreita (a qual cai mais ligeiramente e instantaneamente) sendo a principal

propriedade no interesse de projetista. Com oscilações nas bandas de passagem e nas bandas de rejeição, é necessário observar qual tipo de filtro se adéqua melhor ao seu projeto.

Figura 7 – Resposta em frequência do filtro de Caer.



Fonte: Modificado de Wu de (WU, 2011).

Após a análise de todos as respostas em frequência, é possível determinar quais modelos você deseja implementar no projeto. Neste caso, optou-se pela utilização do filtro Chebyshev, visto que por ser de interesse a realização/construção do projeto de um filtro passa-faixa, uma faixa de transição estreita e com menos elementos é desejada.

### 2.3 MÉTODO DA PERDA DE INSERÇÃO

O método da perda de inserção permite a criação de vários filtros com diversos tipos de respostas em frequência, como a própria resposta em Chebyshev, que será utilizada no projeto. Este método permite um alto controle sobre as características de amplitude e de fase da resposta de um filtro. Essa resposta é definida pela perda de inserção, ou pela razão de perda de potência (PLR), dada por: (POZAR, 2011)

$$P_{LR} = \frac{\text{Potência disponível na fonte}}{\text{Potência entregue a carga}} = \frac{P_{inc}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}. \quad (2.1)$$

Um filtro com resposta Chebyshev tem a razão de perda de potência simplificada a:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_n^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right), \quad (2.2)$$

onde  $N$  é a ordem do filtro,  $1 + k^2$  é o nível de ripple causado na banda passante, sendo também a razão de perda de potência na borda da banda, que como assume-se que é -3 dB,  $k$  é adotado como 1. Também tem-se que  $T_n$  é o polinômio de Chebyshev,  $\omega$  é a frequência,  $\omega_0$  é a frequência de corte.

Por  $T_n$  oscilar entre  $\pm 1$ , quando tem-se um  $\omega$  muito maior que  $\omega_0$ , a função a razão da perda de inserção fica:

$$P_{LR} \simeq \frac{k^2}{4} \left(\frac{2\omega}{\omega_c}\right)^{2N}. \quad (2.3)$$

E já que filtros passa-baixa podem ser projetados a partir de elementos concentrados (indutores, resistores e capacitores) dispostos em uma rede T ou pi, é possível obter impedâncias normalizadas representadas por  $g_n$ , onde  $n = 1, \dots, N + 1$ . Os parâmetros para o filtro Chebyshev podem ser obtidos através da tabela 1.

Tabela 1 – Valores normalizados dos elementos para protótipos de filtros passa-baixa com resposta Chebyshev.

0.5 dB Ripple											
$N$	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841								
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7239	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Fonte: Elaborado pelo Autor.

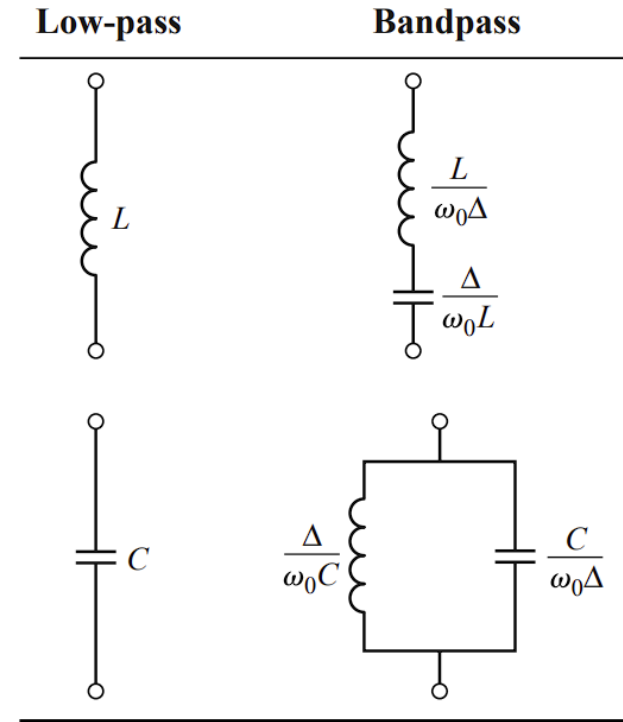
É importante ressaltar que, no método da perda de inserção, inicialmente é projetado um filtro passa-baixa com a resposta desejada, pois ele permite translações e, então, a obtenção de outros tipos de filtros, como passa-alta, passa-faixa ou rejeita-faixa. Se o desejado é uma resposta passa-faixa, por exemplo, indutores da rede que fornece uma resposta passa-baixa devem ser substituídos por um indutor e um capacitor conectados em série e capacitores devem ser substituídos por um indutor e um capacitor conectados em paralelo, cujas indutâncias e capacitâncias não normalizadas devem ser calculadas conforme mostra a Figura 8, onde  $\omega_0$  representa a frequência central de um filtro passa-faixa.

Para este trabalho, o filtro de terceira ordem foi o escolhido. Logo, os valores normalizados dos elementos estão localizados na terceira linha, onde o filtro com parâmetros concentrados pode ser projetado. Desta forma, os parâmetros (normalizados ou desnormalizados) serão utilizados os parâmetros obtidos através do software de simulação *Advanced Design System*.

Para que o passa-faixa seja projetado, todos os cálculos para um passa-baixa foram calculados e quando todos os elementos estiverem dispostos, substitui-se os indutores por indutores e capacitores em série e os capacitores por indutores e capacitores em paralelo. Assim, utilizando os valores dos elementos normalizados, tem-se os elementos concentrados para o projeto, como pode ser observado na Figura 9.

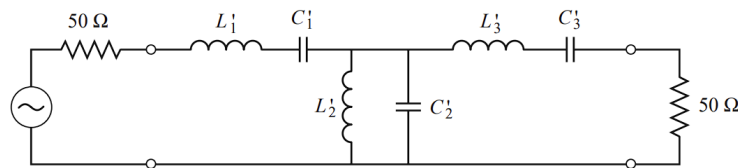
Onde já convertendo os valores dos elementos concentrados, é possível calcular o comprimento e largura de cada *microstrip* que seja correspondente. Gerando assim, o filtro através de *microstrips* em paralelo que pode ser observado na Figura 17, no tópico 3.1.

Figura 8 – Transformação dos elementos de um filtro passa-baixa para um filtro passa-faixa.



Fonte: (POZAR, 2011)

Figura 9 – Circuito proposto convertido em rede T.



Fonte: (POZAR, 2011)

## 2.4 LINHAS ACOPLADAS

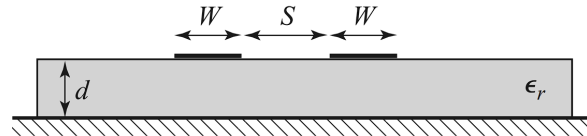
Os filtros de linha acopladas em radiofrequência são baseados no princípio de acoplamento eletromagnético (pelo entrelaçamento das franjas vizinhas produzindo efeitos mútuos) de acoplamento entre linhas de transmissão paralelas, onde a interação entre essas linhas permite a propagação de ondas cujas faixas de frequência passam e atenuação em outras faixas indesejadas. Esses filtros são compostos por duas ou mais linhas paralelas, cada uma com diferentes características elétricas, como largura, espessura e espaçamento entre elas.

A acoplagem entre essas linhas é cuidadosamente projetada para criar uma resposta em frequência desejada, seja para filtragem passa-baixa, passa-alta ou passa-banda. O projeto de filtros de linha acopladas envolve cálculos complexos para determinar as dimensões físicas das linhas, bem como a seleção adequada dos materiais dielétricos e condutores utilizados.

Quando duas linhas de transmissão estão próximas, a potência pode ser acoplada de uma linha à outra devido à interação dos campos eletromagnéticos. Essas linhas compõem o que é conhecido como

linha de transmissão acoplada, que geralmente consiste em três condutores próximos (duas linhas e o terra), embora mais condutores possam ser usados. A Figura 10 mostra o exemplo de uma linha de transmissão acoplada do tipo *microstrip*, onde tem-se  $W$  como a largura da linha,  $S$  o gap entre elas,  $d$  a distância do substrato e  $\epsilon_r$  é a permissividade relativa do substrato.

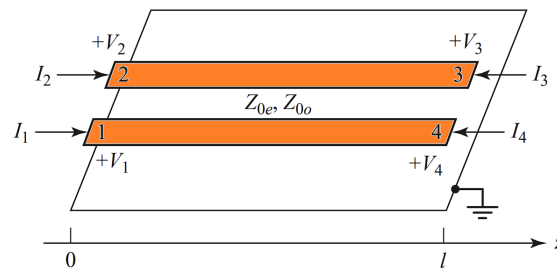
Figura 10 – Linha de transmissão acoplada do tipo *microstrip*.



Fonte: (POZAR, 2011)

A seção de linha acoplada em paralelo é um conceito fundamental em engenharia de micro-ondas, eletrônica de radiofrequência e comunicações sem fio. Esse tipo de estrutura é amplamente utilizado em dispositivos e circuitos de alta frequência para a transmissão eficiente de sinais, filtragem de frequências e outras aplicações que requerem a manipulação precisa de sinais de radiofrequência (RF). Uma seção de linha acoplada em paralelo consiste em duas ou mais linhas de transmissão paralelas, com uma pequena separação entre elas. Essa proximidade permite o acoplamento eletromagnético entre as linhas, o que resulta em características de transmissão únicas e desejáveis. Essa estrutura é geralmente representada por uma rede de quatro portas, onde cada porta representa uma entrada ou saída para as linhas acopladas. Neste caso  $V_1, V_2, V_3$  e  $V_4$  são as potências de cada porta, e  $I_1, I_2, I_3$  e  $I_4$  suas respectivas correntes. Em laranja, destaca-se as duas linhas na Figura 11.

Figura 11 – Uma seção de linha acoplada em paralelo com definições de tensão e corrente nas portas.

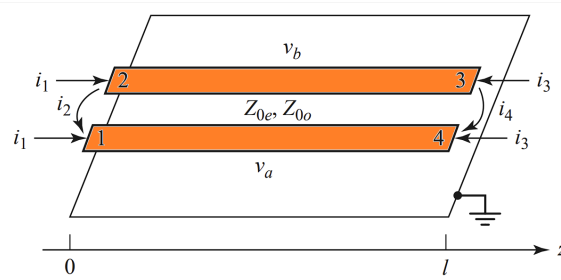


Fonte: Modificado de Pozar de (POZAR, 2011)

Vamos derivar a matriz de impedância em circuito aberto para esta rede de quatro portas considerando a superposição de excitações de modo par e ímpar, que são mostradas na Figura 12. Assim, as fontes de corrente  $i_1$  e  $i_3$  conduzem a linha no modo par, enquanto  $i_2$  e  $i_4$  conduzem a linha no modo ímpar. Logo, as correntes podem ser determinadas através dos modos par ( $Z_{0e}$ ) e ímpar ( $Z_{0o}$ ), onde é possível observar a relação entre elas na Figura 12.

$$\begin{aligned}
I_1 &= i_1 + i_2, \\
I_2 &= i_1 - i_2, \\
I_3 &= i_3 - i_4, \\
I_4 &= i_3 + i_4.
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Figura 12 – Uma seção de linha acoplada em paralelo com fontes de corrente em modo par e modo ímpar.



Fonte: Modificado de Pozar de (POZAR, 2011)

Considerando a linha sendo conduzida no modo par pelas fontes de corrente  $i_1$  e as outras portas estiverem em circuito aberto, a impedância vista na porta 1 ou 2 é:

$$Z_{in}^e = -jZ_{0e} \cot \beta \ell, \tag{2.5}$$

sendo  $\ell$  o comprimento do filtro.

É possível representar a tensão em qualquer um dos condutores da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
v_a^1(z) = v_b^1(z) &= V_e^+ [e^{-j\beta(z-\ell)} + e^{j\beta(z-\ell)}] \\
&= 2V_e^+ \cos \beta(\ell - z),
\end{aligned} \tag{2.6}$$

então, a tensão na porta 1 ou 2 pode ser definida:

$$v_a^1(0) = v_b^1(0) = 2V_e^+ \cos \beta \ell = i_1 Z_{in}^e. \tag{2.7}$$

Utilizando a equação 2.5 para reescrever a 2.7, obtém-se (em termos de  $i_1$ ):

$$v_a^1(z) = v_b^1(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta(\ell - z)}{\text{sen} \beta \ell} i_1. \tag{2.8}$$

De maneira análoga, as tensões geradas pelas fontes de corrente  $i_3$  que impulsionam a linha no modo par são: (POZAR, 2011)

$$v_a^3(z) = v_b^3(z) = -jZ_{0e} \frac{\cos \beta z}{\text{sen} \beta \ell} i_3. \tag{2.9}$$

Agora, considere a linha sendo conduzida no modo ímpar pela corrente  $i_2$ . Se as outras portas estiverem em circuito aberto, a impedância vista na porta 1 ou 2 é pode ser expressa como:

$$Z_{\text{in}}^o = -jZ_{0o} \cot \beta \ell. \quad (2.10)$$

As tensões em qualquer um dos condutores podem ser expressas como:

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = V_0^+ [e^{-j\beta(z-\ell)} + e^{j\beta(z-\ell)}] = 2V_0^+ \cos \beta(\ell - z), \quad (2.11)$$

logo, a tensão na porta 1 ou 2 é:

$$v_a^2(0) = -v_b^2(0) = 2V_0^+ \cos \beta \ell = i_2 Z_{\text{in}}^o. \quad (2.12)$$

Analogamente, pode-se reescrever a equação 2.9 utilizando a equação 2.8, em termos de  $i_2$ :

$$v_a^2(z) = -v_b^2(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta(\ell - z)}{\text{sen} \beta \ell} i_2. \quad (2.13)$$

Da mesma maneira, as tensões devido à corrente  $i_4$  que impulsiona a linha no modo ímpar são:

$$v_a^4(z) = -v_b^4(z) = -jZ_{0o} \frac{\cos \beta z}{\text{sen} \beta \ell} i_4, \quad (2.14)$$

levando a tensão total na porta 1:

$$\begin{aligned} V_1 &= v_a^1(0) + v_a^2(0) + v_a^3(0) + v_a^4(0) \\ &= -j(Z_{0e} i_1 + Z_{0o} i_2) \cot \theta - j(Z_{0e} i_3 + Z_{0o} i_4) \csc \theta. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Onde o resultado das equações 2.6, 2.7, 2.11 e 2.12, onde  $\theta = \beta \ell$ , pode-se resolver a equação 2.1, onde:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{2} (I_1 + I_2), \\ i_2 &= \frac{1}{2} (I_1 - I_2), \\ i_3 &= \frac{1}{2} (I_3 + I_4), \\ i_4 &= \frac{1}{2} (I_4 - I_3). \end{aligned} \quad (2.16)$$

Utilizando na 2.13:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} I_1 + Z_{0e} I_2 + Z_{0o} I_1 - Z_{0o} I_2) \cot \theta \\ &\quad - \frac{j}{2} (Z_{0e} I_3 + Z_{0e} I_4 + Z_{0o} I_4 - Z_{0o} I_3) \csc \theta. \end{aligned} \quad (2.17)$$

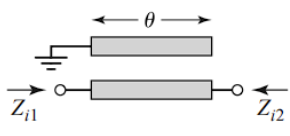
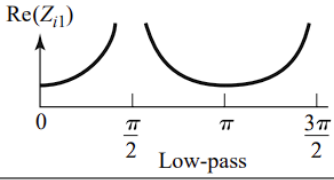
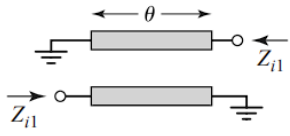
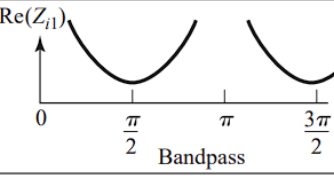
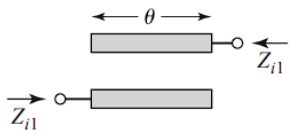
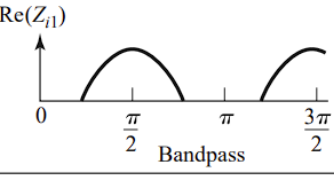
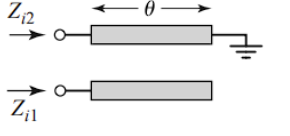
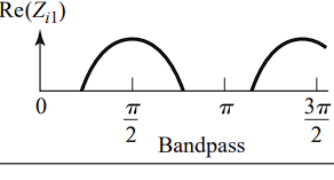
Este resultado nos dá a primeira linha da matriz de impedância em circuito aberto  $[Z]$ , que descreve a seção de linha acoplada. Devido à sua simetria, é possível calcular todos os demais componentes da matriz assim que a primeira linha for determinada. Os elementos restantes da matriz são, portanto,

calculados da seguinte forma: (POZAR, 2011)

$$\begin{aligned}
 Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \cot \theta, \\
 Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \cot \theta, \\
 Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) \csc \theta, \\
 Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= \frac{-j}{2} (Z_{0e} + Z_{0o}) \csc \theta.
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

A partir de uma seção de linha acoplada, é possível construir uma rede de duas portas ao empregar várias combinações de terminações nas quatro portas disponíveis. Essas variações englobam circuitos abertos, curtos-circuitos e conexões diretas entre as extremidades da seção de linha. Em sua totalidade, são identificáveis 10 configurações possíveis para compor essa rede de duas portas, sendo que as principais são:

Figura 13 – Principais circuitos de linhas acopladas.

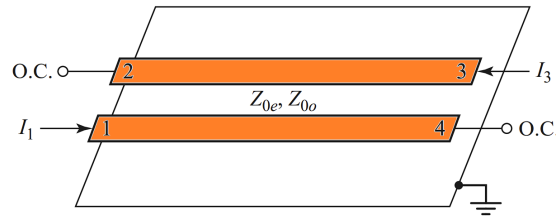
Circuit	Image Impedance	Response
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \cos \theta}{\sqrt{(Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta - (Z_{0e} - Z_{0o})^2}}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	 <p style="text-align: center;">Low-pass</p>
	$Z_{i1} = \frac{2Z_{0e}Z_{0o} \sin \theta}{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}$	 <p style="text-align: center;">Bandpass</p>
	$Z_{i1} = \frac{\sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{2 \sin \theta}$	 <p style="text-align: center;">Bandpass</p>
	$Z_{i1} = \frac{\sqrt{Z_{0e}Z_{0o}} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}}{(Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta}$ $Z_{i2} = \frac{Z_{0e}Z_{0o}}{Z_{i1}}$	 <p style="text-align: center;">Bandpass</p>

(POZAR, 2011)

Essas variações nas configurações levam a circuitos com características de resposta em frequência distintas. Algumas dessas respostas englobam comportamentos como passagem de frequências baixas, passagem de banda, passagem ampla e rejeição total de certas frequências. Essa ampla diversidade de respostas em frequência confere às redes de duas portas constituídas por seções de linha acopladas uma notável versatilidade e utilidade em diversas aplicações. Essas aplicações abrangem desde a filtragem de sinais até a manipulação seletiva de frequências em sistemas de comunicação e processamento de sinais de alta frequência.

Para filtros passa-faixa, o circuito da Figura 14 se torna a mais viável, visto que os circuitos em aberto são mais fáceis de fabricar em *microstrip* do que os circuitos em curto.

Figura 14 – Uma seção de linha acoplada de duas portas que possui uma resposta de passa-banda.



Fonte: Modificado de Pozar de (POZAR, 2011)

Neste caso,  $I_2$  e  $I_4$  são nulos, logo as equações da matriz de impedância de quatro portas se reduzem a:

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{13}I_3, \\ V_3 &= Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3, \end{aligned} \quad (2.19)$$

Podemos analisar as características do filtro deste circuito ao calcular a impedância de imagem (que é igual nas portas 1 e 3) e a constante de propagação. Conforme mostrado na Figura 12, a impedância de imagem em termos dos parâmetros de impedância é:

$$\begin{aligned} Z_i &= \sqrt{Z_{11}^2 - \frac{Z_{11}Z_{13}^2}{Z_{33}}} \\ &= \frac{1}{2} \sqrt{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 \csc^2 \theta - (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cot^2 \theta}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Quando a seção de linha acoplada tem um comprimento de  $\lambda/4$  ( $\theta = \pi/2$ ), a impedância de imagem é reduzida para: (POZAR, 2011)

$$Z_i = \frac{1}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}), \quad (2.21)$$

a qual é real e positiva, uma vez que  $Z_{0e} < Z_{0o}$ . No entanto, quando  $\theta \rightarrow 0$  ou  $\pi$ ,  $Z_i \rightarrow \pm j\infty$ , indicando uma banda de rejeição. Podendo encontrar as frequências de corte (a partir de 2.18) como:

$$\cos \theta_1 = -\cos \theta_2 = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \quad (2.22)$$

E o cosseno da constante de propagação também pode ser calculada a partir dos resultados da Figura 13.

$$\cos \beta = \sqrt{\frac{Z_{11}Z_{33}}{Z_{13}^2}} = \frac{Z_{11}}{Z_{13}} = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta. \quad (2.23)$$

que mostra que  $\beta$  é real para  $\theta_1 < \theta < \theta_2 = \pi - \theta_1$ , onde  $\cos \theta_1 = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o})$ .

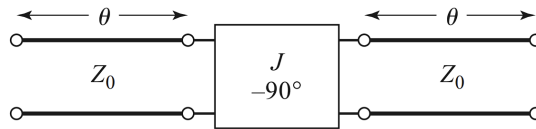
É possível construir filtros de passa-faixa de banda estreita utilizando seções de linha acopladas em cascata, como pode ser observado na Figura 16. Antes de derivarmos as equações de projeto

para filtros desse tipo, primeiro demonstramos que é possível aproximar uma única seção de linha acoplada por meio de um circuito equivalente, conforme ilustrado na Figura 15. Vamos executar esse procedimento ao determinar a impedância de imagem e a constante de propagação do circuito equivalente, evidenciando que elas são praticamente idênticas às da seção de uma linha acoplada com  $\theta = \pi/2$ .

Os parâmetros ABCD do circuito equivalente podem ser obtidos através do cálculo das matrizes ABCD para linhas de transmissão. Logo:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -j/J \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ \frac{j \sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta & j \left( JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{\cos^2 \theta}{J} \right) \\ j \left( \frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) & \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

Figura 15 – Circuito equivalente de uma seção de linhas acopladas.



Fonte: (POZAR, 2011)

Os parâmetros ABCD do inversor de admitância foram derivados considerando-o como uma fração de um quarto do comprimento de onda da impedância característica de transmissão, representada por  $1/J$ . Ao levar em conta que  $J$  representa o inverso da admitância e  $Z_0$  a impedância intrínseca da linha, pode-se determinar  $Z_{i1}$  e  $Z_{i2}$  como:

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}, \quad (2.25)$$

$$Z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}}, \quad (2.26)$$

chega-se a:

$$Z_i = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{JZ_0^2 \sin^2 \theta - (1/J) \cos^2 \theta}{(1/JZ_0^2) \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta}}. \quad (2.27)$$

e tendo em vista que  $\theta = \pi/2$ :

$$Z_i = JZ_0^2. \quad (2.28)$$

Levando em consideração a equação abaixo, pode-se chegar na equação da constante de propagação na equação 2.27: (POZAR, 2011)

$$\cosh \gamma = \sqrt{AD}, \quad (2.29)$$

$$\cos \beta = A = \left( JZ_0 + \frac{1}{JZ_0} \right) \sin \theta \cos \theta. \quad (2.30)$$

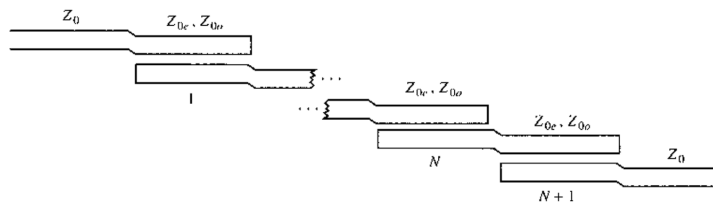
E assim igualando 2.18 com 2.25 e 2.19 com 2.26, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} (Z_{0e} - Z_{0o}) &= JZ_0^2, \\ \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} &= JZ_0 + \frac{1}{JZ_0}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Considerando que assumimos  $\sin(\theta) \approx 1$  para  $\theta$  próximo a  $\pi/2$ , podemos resolver essas equações para obter as impedâncias da linha nos modos par e ímpar, resultando nas equações 2.29 e 2.30.

Filtros de passagem de banda estreita podem ser concebidos por meio da interconexão sequencial de diversas seções de linhas acopladas, tal como demonstrado na Figura 16. Um filtro de passagem de banda é exemplificado pela sucessão de  $N+1$  seções de linhas acopladas, conforme ilustrado na Figura 16.

Figura 16 – Filtro passa-faixa com  $(N+1)$  linhas acopladas.



Fonte: (POZAR, 2011)

O projeto de um filtro do tipo mostrado na Figura 13 consiste basicamente na determinação das impedâncias de modos par e ímpar de cada seção. Conhecendo-as, é possível determinar, a partir de um software, as dimensões das linhas que formam cada seção e o distanciamento entre elas. Essas impedâncias podem ser determinadas a partir de: (POZAR, 2011)

$$Z_{0e} = Z_0 [1 + JZ_0 + (JZ_0)^2], \quad (2.32)$$

$$Z_{0o} = Z_0 [1 - JZ_0 + (JZ_0)^2], \quad (2.33)$$

onde  $J$  é chamado de inversor de admitância. Resumidamente, inversores de admitância – ou de impedância ( $K$ ) – têm a mesma função das identidades de Kuroda, ou seja, convertem elementos conectados em série em elementos conectados em paralelo, ou vice-versa, quando deseja-se implementar um filtro com um tipo particular de linha de transmissão. Esses inversores são especialmente úteis para filtros passa-faixa ou rejeita-faixa com larguras de banda estreitas ( $< 10\%$ ).

O termo  $JZ_0$  que aparece nas Equações 2.32 e 2.33 pode ser obtido como segue, para cada uma das  $N+1$  seções do filtro que se deseja projetar:

$$Z_0 J_1 = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_1}}, \quad (2.34)$$

$$Z_0 J_n = \frac{\pi \Delta}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, \text{ para } n = 2, 3, \dots, N, \quad (2.35)$$

$$Z_0 J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \Delta}{2g_N g_{N+1}}}. \quad (2.36)$$

onde  $\Delta$  é a fração da largura de banda do filtro, determinada por:

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_c}, \quad (2.37)$$

sendo  $\omega_2 - \omega_1$  a diferença entre a frequência superior e inferior, respectivamente. Quando duas linhas de transmissão estão próximas, a potência pode ser acoplada de uma linha à outra devido à interação dos campos eletromagnéticos. Neste caso, o filtro passa-faixa pode ser projetado utilizando-se de linhas acopladas em cascata, onde os valores dos elementos reativos serão obtidos pelo método da perda de inserção.

Para a implementação das linhas acopladas, deve-se ser calculado os valores das impedâncias de modo par e ímpar, que podem ser obtidas através das equações 2.32 e 2.33. Utilizando as equações já apresentadas, através de um software matemático (Nuhertz), foi possível determinar os valores das impedâncias de modo par e ímpar, resultando na tabela abaixo:

Tabela 2 – Impedâncias de modo par e ímpar do projeto.

$n$	$g_n$	$Z_0 J_n$	$Z_{O_\varepsilon}(\Omega)$	$Z_{0_0}(\Omega)$
1	1.59630	0.37948	76.1741	38.2263
2	1.09670	0.17373	60.1959	42.8225
3	1.59630	0.17373	60.1959	42.8225
4	1.00000	0.18194	60.7522	42.5581

Fonte: Elaborado pelo Autor.

### 3 DESIGN, FABRICAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO

Neste capítulo, além de todos os cálculos gerados através das simulações para parâmetros concentrados e distribuídos em seus respectivos modelos.

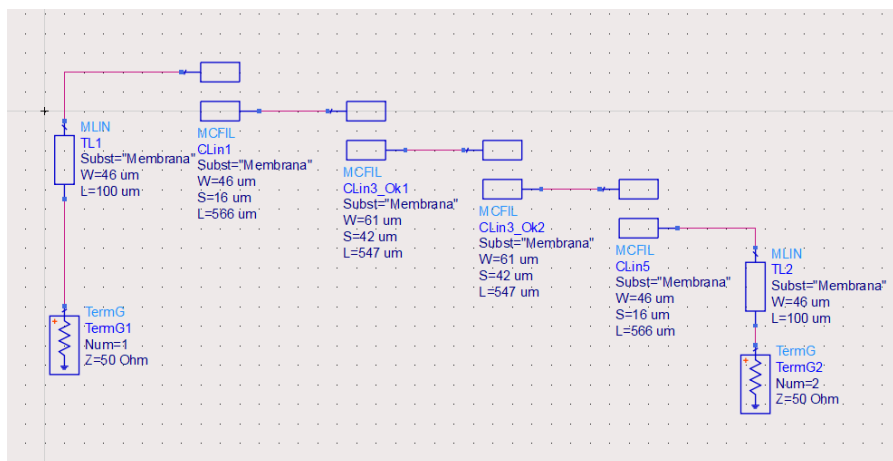
#### 3.1 FILTRO DE LINHAS DE *MICROSTRIP* PARALELAS

Os filtros de linha de *microstrip* paralelas oferecem várias vantagens, incluindo alta seletividade, baixas perdas de inserção, tamanho compacto e facilidade de integração em circuitos impressos. Eles desempenham um papel fundamental na garantia da qualidade e da integridade dos sinais de radiofrequência, evitando interferências indesejadas e melhorando o desempenho dos sistemas de comunicação.

Para os dois filtros do trabalho, foi utilizado a resposta em frequência Chebyshev de terceira ordem e 0.5 dB de ripple, como tipo de filtro no projeto. Foi proposto um filtro passa-faixa de 57 GHz a 66 GHz, além de um substrato com uma altura de 50  $\mu\text{m}$ , uma constante dielétrica relativa de 6.7 e uma tangente de perdas de 0.015.

Com as impedâncias em mãos, através do software *Advanced Design System* e sua ferramenta de cálculo de linhas acopladas em paralelo, obteve-se as dimensões necessárias para sua construção, além de que nas portas do filtro foi adotada uma CPW-G (Coplanar Waveguide With Ground) para permitir a caracterização pelo equipamento de medida. Com isso, foi possível obter o modelo mostrado na Figura 17.

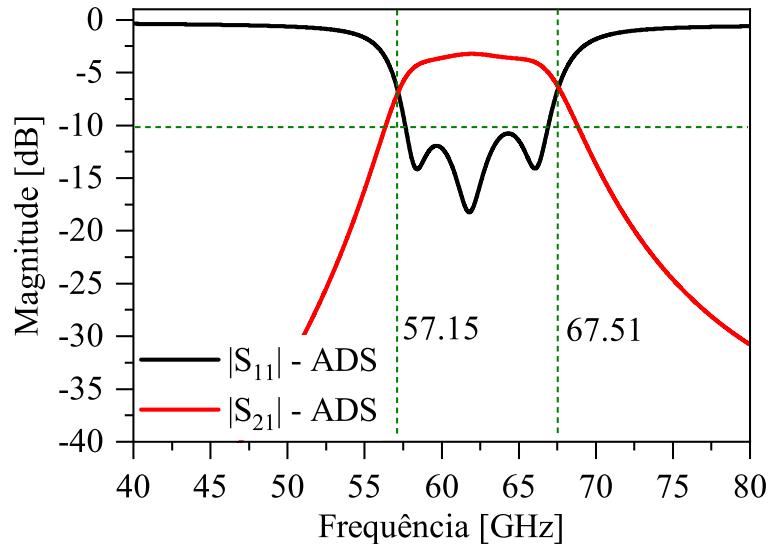
Figura 17 – Circuito projetado no ADS das linhas acopladas.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Ainda no ADS, foi feita a simulação em uma faixa de frequência de 30 a 90 GHz, para que o decaimento possa ser visto adequadamente. A Figura 18 mostra os módulos dos coeficientes de transmissão ( $S_{21}$ ) e reflexão ( $S_{11}$ ), onde no ponto mais alto do ( $S_{21}$ ) tem-se um valor de -3.22 dB.

Figura 18 – Resultado da simulação do ADS.

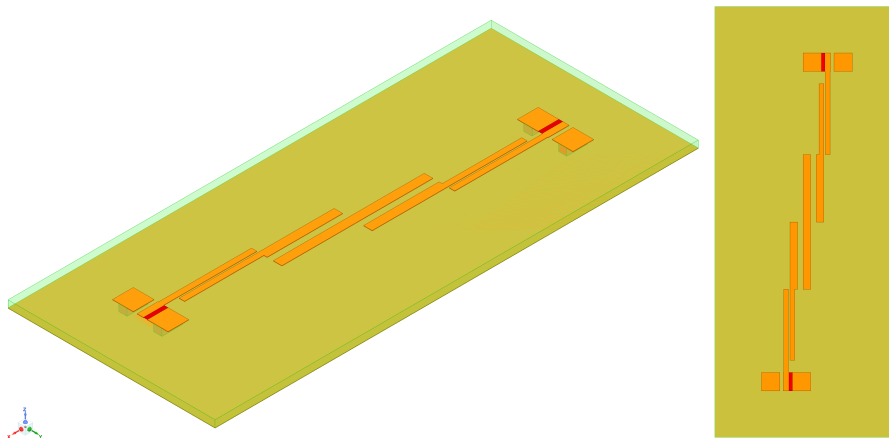


Fonte: Elaborado pelo Autor.

Os resultados são promissores, visto que tem-se uma boa seletividade e um bom coeficiente de transmissão na faixa de operação desejada (58 a 66 GHz), onde obteve-se um valor de  $\delta$  igual a 0.14634.

pós a simulação feita pelo ADS, foi utilizado o software de design e simulação Ansys EM no módulo HFSS, onde o mesmo utiliza o método dos elementos finitos que leva em conta todos os efeitos eletromagnéticos, fornecendo uma solução precisa e confiável. A construção do filtro foi feita e através da Figura 19 é possível vê-lo tomando forma.

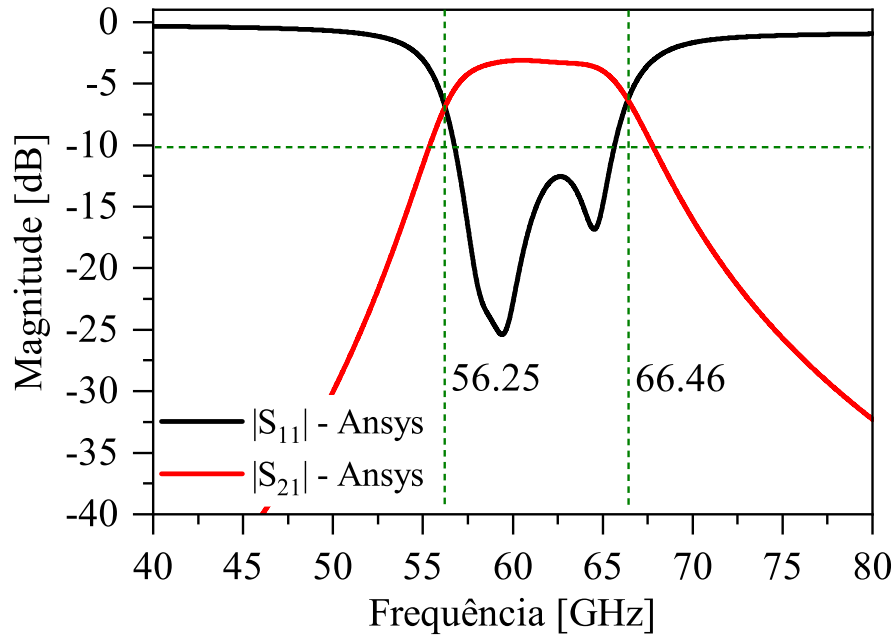
Figura 19 – Filtro projetado no Ansys Software.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Sendo este o resultado da simulação feita no *Ansys Software*. A Figura 20 mostra os módulos dos coeficientes de transmissão ( $S_{21}$ ) e reflexão ( $S_{11}$ ), onde no ponto mais alto do  $S_{21}$  tem-se um valor de -3.11 dB.

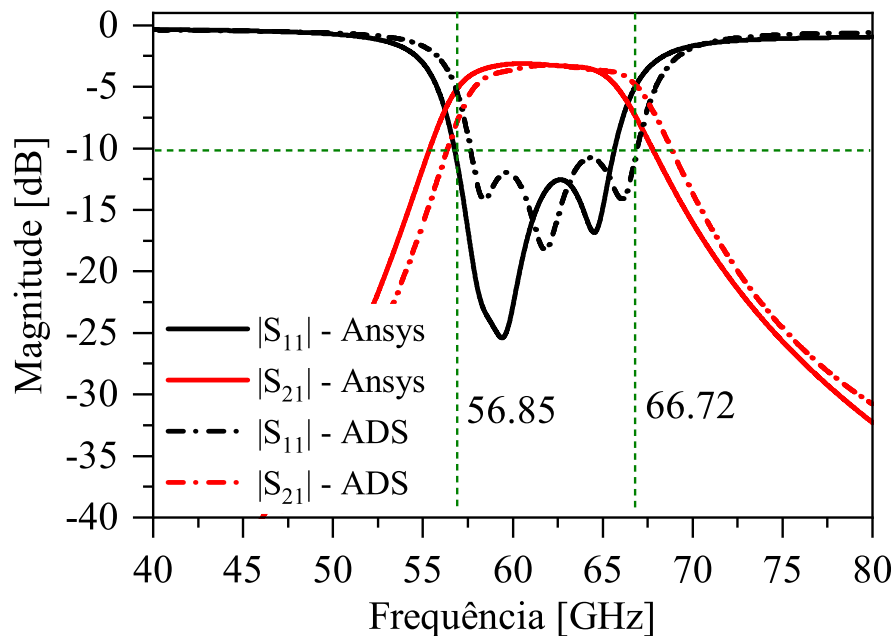
Figura 20 – Resultado da simulação no Ansys Software.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

A comparação entre os dois softwares de simulação pode ser feita através do agrupamento de dados coletados pelos mesmos, onde o resultado pode ser observado na Figura 21.

Figura 21 – Comparação entre as simulações.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Com as simulações feitas, através do professor Gustavo Rehder da Universidade de São Paulo (USP), foi possível utilizar os laboratórios disponíveis para a construção do filtro. Nas Tabelas 3 e 4 estão presentes as dimensões projetadas e as utilizadas na construção do filtro, respectivamente.

Com as medidas proporcionadas pelo professor Gustavo, simulou-se no Ansys software para verificar a qualidade do projeto. É possível observar essa comparação nas Figuras 22 e 23, onde foram

Tabela 3 – Dimensões projetadas.

Parte	Material	Comprimento	Largura	Gap	Espessura
Microstrip 1	Cobre	100.00	46.00	-	3 $\mu$ m
Microstrip 2	Cobre	100.00	46.00	-	3 $\mu$ m
Linha acoplada 1	Cobre	566.00	46.00	16.00	3 $\mu$ m
Linha acoplada 2	Cobre	547.00	61.00	42.00	3 $\mu$ m
Linha acoplada 3	Cobre	547.00	61.00	42.00	4 $\mu$ m
Linha acoplada 4	Cobre	566.00	46.00	16.00	4 $\mu$ m
CPW 1	Cobre	150	55	35	3 $\mu$ m
CPW 2	Cobre	150	55	35	3 $\mu$ m

Fonte: Elaborado pelo Autor.

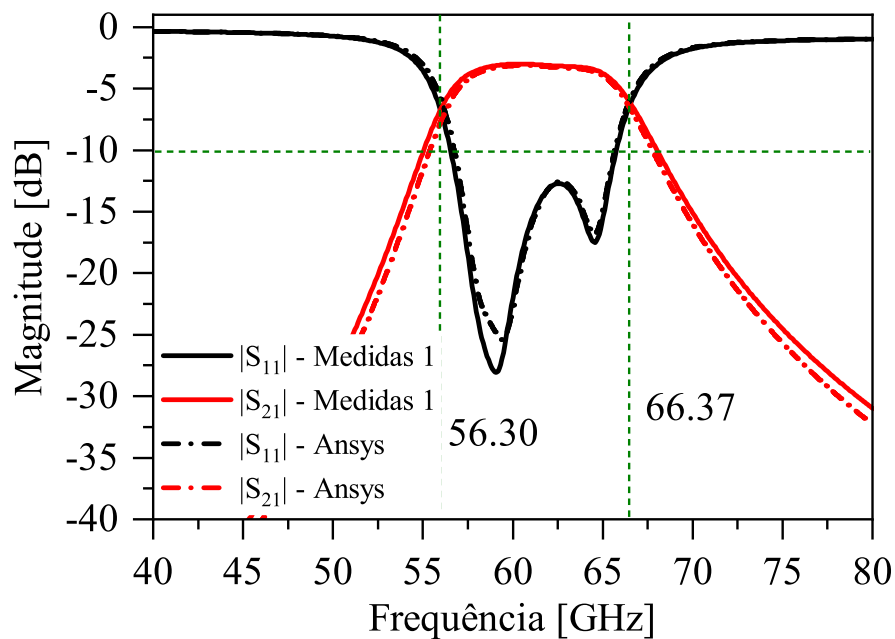
Tabela 4 – Dimensões utilizadas na construção.

Parte	Material	Comprimento	Largura	Gap	Espessura
Microstrip 1	Cobre	100.00	46.00	-	3 $\mu$ m
Microstrip 2	Cobre	100.00	46.00	-	3 $\mu$ m
Linha acoplada 1	Cobre	566.00	48 – 50	14.00	3 $\mu$ m
Linha acoplada 2	Cobre	547.00	62 – 64	40.00	3 $\mu$ m
Linha acoplada 3	Cobre	547.00	62 – 64	40.00	4 $\mu$ m
Linha acoplada 4	Cobre	566.00	48 – 50	14.00	4 $\mu$ m
CPW 1	Cobre	150	55	35	3 $\mu$ m
CPW 2	Cobre	150	55	35	3 $\mu$ m

Fonte: Elaborado pelo Autor.

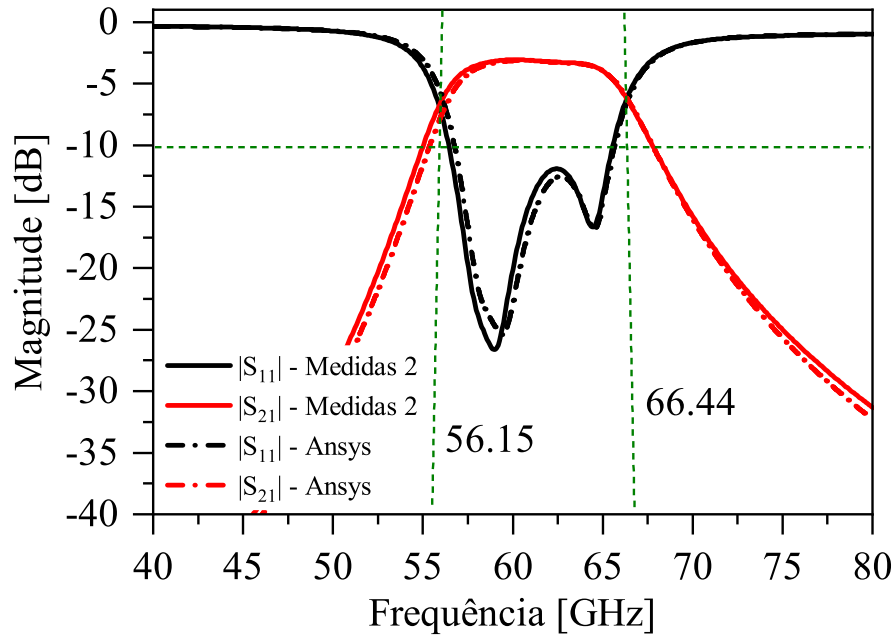
utilizadas as duas medidas feitas para os filtros.

Figura 22 – Ansys e medida 1.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

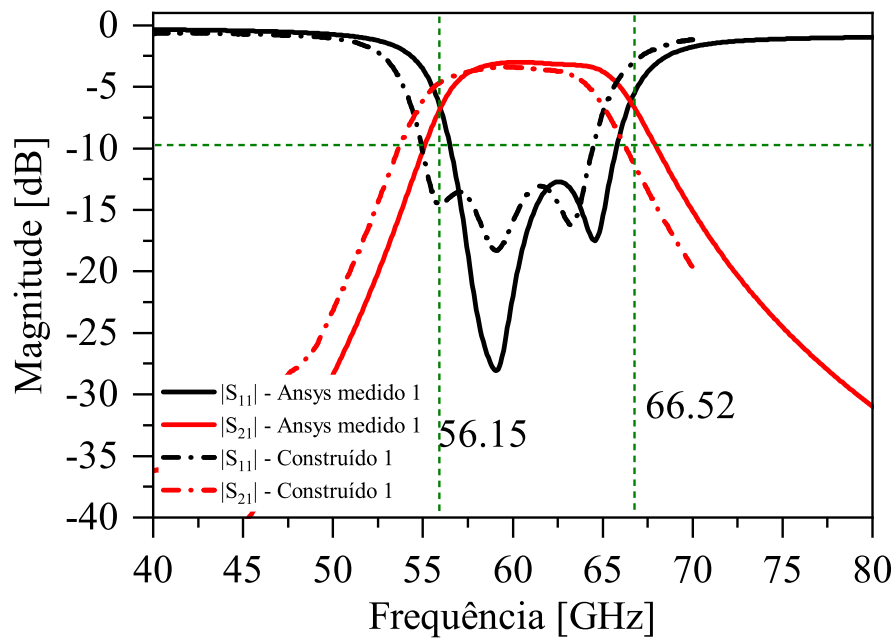
Figura 23 – Ansys e medida 2.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

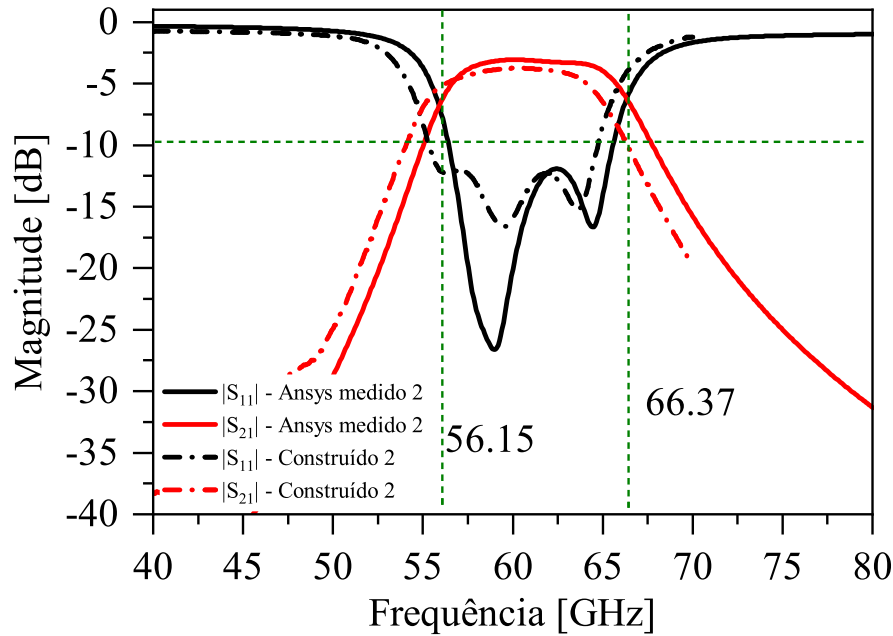
E com isso, uma comparação entre o projetado com as mesmas dimensões que o construído pode ser feito, mostrando um resultado que pode ser observado nas Figuras 24 e 25.

Figura 24 – Ansys construído e medida 1.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 25 – Ansys construído e medida 2.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Como pode ser observado nos resultados obtidos, obteve-se respostas muito positivas, onde todos os resultados das simulações mantiveram-se na largura de banda desejada (56 a 67 GHz), onde os resultados agradam devido a sua boa rejeição na faixa de passagem por parte do coeficiente de reflexão e até uma considerável seletividade, dada pela queda relativamente súbita na faixa de transmissão. Outro fato que pode ser observado é a pouca ação do ripple nas finais. Isso é ainda mais positivo, visto que não há oscilações bruscas na banda de passagem.

### 3.2 FILTRO COM ANÉIS RESSONADORES

A fim de encontrar modelos que aumentem a diversidade de filtros que possam ser utilizados em altas frequências, optou-se por estudar o método fazendo uso de ressonadores em anéis. Neste caso, aplicou-se os parâmetros desejados em um software de construção e simulação de filtros chamado Nuhertz Filters Solutions, onde foi possível obter resultados promissores dentro do planejado, ou seja, uma banda de passagem de 56 a 67 GHz, pouca oscilação e um decaimento aceitável nas bandas de rejeição.

Um filtro de anel ressonador é um componente passivo que explora a ressonância eletromagnética para permitir ou rejeitar determinadas faixas de frequência. Consiste em um circuito fechado, muitas vezes com propriedades de guia de onda, que apresenta uma frequência de ressonância específica. Quando a frequência do sinal incidente coincide com a frequência de ressonância do anel, ocorre uma transferência máxima de energia da onda incidente para o anel, resultando em uma resposta de passa-banda. (VéLEZ et al., 2020)

Existem vários tipos de anéis ressonadores, incluindo os anéis ressonadores planares, anéis ressonadores cilíndricos e anéis ressonadores esféricos. Cada tipo de anel ressonador tem suas próprias características e propriedades. Em suma, eles permitem a criação de circuitos de RF mais eficientes,

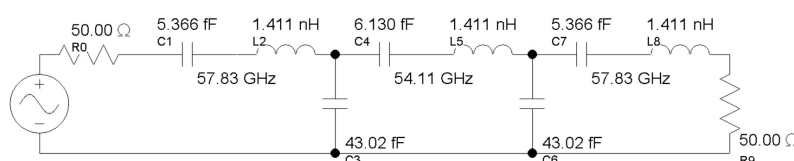
seletivos e potentes, e sua escolha e projeto dependem das necessidades específicas do projeto.

Seguindo o modelo filtro de linhas acopladas, neste caso também foi utilizado a resposta em frequência Chebyshev de terceira ordem e 0.5 dB de ripple, como tipo de filtro no projeto. Foi proposto um filtro passa-faixa de 57 GHz a 66 GHz, além de um substrato com uma altura de 50 um, uma constante dielétrica relativa de 6.7 e uma tangente de perdas de 0.015, sendo este substrato o utilizado na pesquisa e na construção dos filtros.

Os anéis ressonadores são dispositivos amplamente utilizados em projetos de radiofrequência (RF) devido à sua capacidade de armazenar energia eletromagnética em uma determinada frequência de ressonância, proporcionando uma alta gama de aplicações em projetos de RF, incluindo em osciladores, filtros, acopladores e amplificadores. Eles são usados para melhorar a seletividade e a eficiência, bem como para reduzir a perda de energia. Além disso, os anéis ressonadores podem ser usados para gerar sinais de RF de alta potência e para modular a amplitude ou a fase de sinais de RF.

Assim que os parâmetros foram selecionados e adicionados ao software, a simulação por meios matemáticos foi feita, onde o modelo com os valores para os parâmetros concentrados pode ser observado na Figura 26.

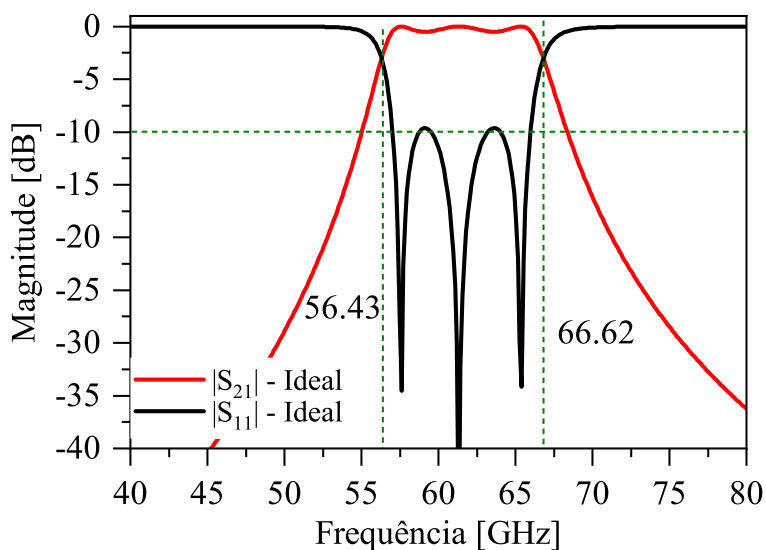
Figura 26 – Modelo do filtro em parâmetros concentrados.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Após obter os valores de cada componente do sistema, realizou-se uma simulação onde esperava-se encontrar o resultado ideal do filtro, visto que com estes valores era se esperar a melhor condição possível. Com isso, foi possível obter o resultado ideal na Figura 27.

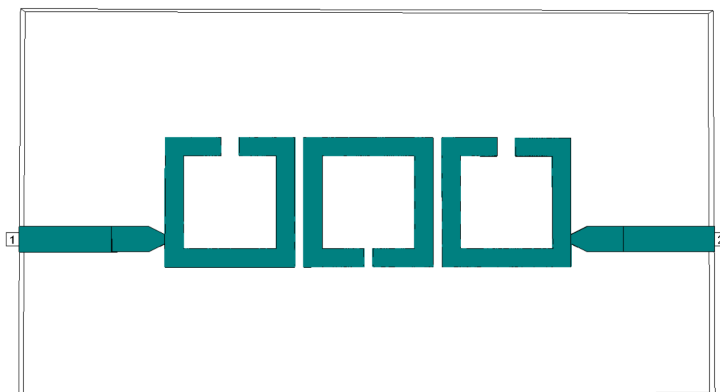
Figura 27 – Resultado ideal dos parâmetros concentrados.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Após a simulação dos parâmetros concentrados, os parâmetros distribuídos pode ser feito, utilizando-se de linhas de transmissão para a criação de um circuito equivalente. Na Figura 28 pode-se observar como serão feitas as microstrips para o dimensionamento do filtro.

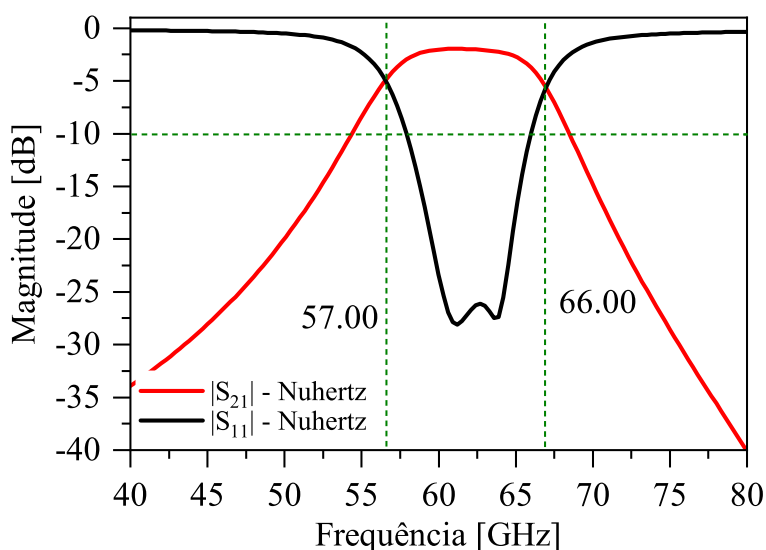
Figura 28 – Modelo do filtro construído pelo Nuhertz.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Com isso, foi possível obter as seguintes curvas teóricas, produzidas pelo software, onde é observável na Figura 29.

Figura 29 – Coeficientes de transmissão e reflexão da simulação teórica.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

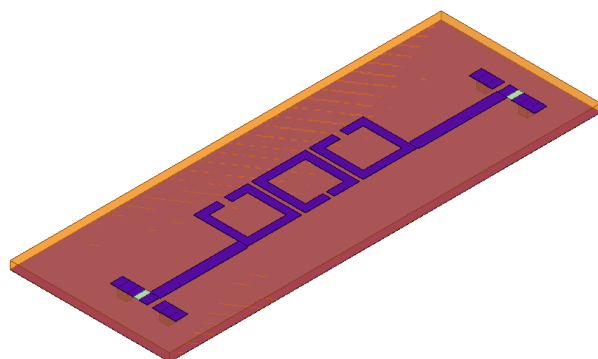
Onde ( $S_{21}$ ) é representado pela curva em vermelho (coeficiente de transmissão) e ( $S_{11}$ ) pela curva em preto (Coeficiente de reflexão). O resultado obtido é promissor, visto que atende todas as especificações desejadas no projeto.

Em comparação com o de linhas de textitmicrostrip paralelas, a curva apresentada inicialmente pelo software é mais satisfatória. Sua largura de banda é a escolhida e na banda de passagem, tem-se um módulo de coeficiente de rejeição muito melhor, chegando aos -27 dB.

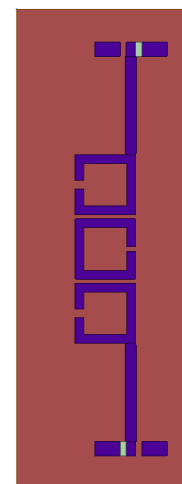
Ainda através do software *Nuhertz Filters Solutions*, obteve-se as dimensões de cada parte do filtro, onde foi possível levar seu modelo para o Ansys, programa já utilizado na pesquisa, graças a sua alta precisão e métodos de simulação.

Figura 30 – Capturas de tela projeto já construído no Ansys.

(a) Vista isométrica do filtro.



(b) Vista vertical do filtro.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

As dimensões do projeto podem ser observadas na Tabela 4: Após a simulação, o resultado obtido

Tabela 5 – Dimensões projetadas.

Parte	Material	Comprimento [um]	Largura [um]	Gap [um]	Espessura [um]
Anéis laterais	Cobre	352.00	352.00	50.00	3
Gap entre anéis	Cobre	-	-	25.00	3
Anél central	Cobre	352.00	352.00	25.00	3
Microstrip 1	Cobre	578.00	66.00	-	3
Microstrip 2	Cobre	578.00	66.00	-	4
PAD 1	Cobre	8.00	425.00	-	3
PAD 2	Cobre	8.00	425.00	-	3
Local inserção PADs	Cobre	25.00	-	-	3

Fonte: Elaborado pelo Autor.

foi o da Figura 31:

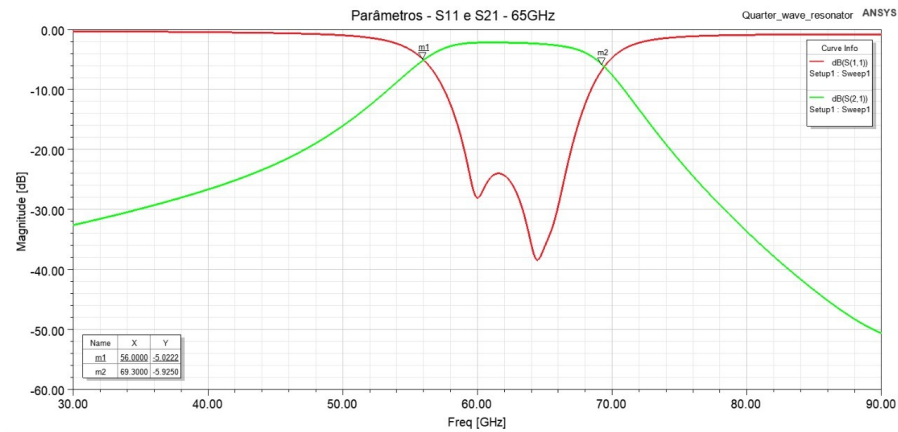
Com o resultado obtido através da simulação em mãos, uma série de parametrizações foi feita para confirmar que o melhor resultado foi o projetado. Algumas análises paramétricas puderam ser feitas, como a do GAP entre os anéis, que resultou em um estreitamento da banda.

Outra análise que, dessa vez, não nos apresentou um bom resultado, foi a do comprimento dos anéis, gerando uma parametrização pouco funcional.

E outra parametrização que não apresentou resultados muito claros foi a do ponto de inserção da *Microstrip*, também chamado de '*TAP point*'. Nele, podemos observar que mudanças irrisórias são observadas na mudança do mesmo.

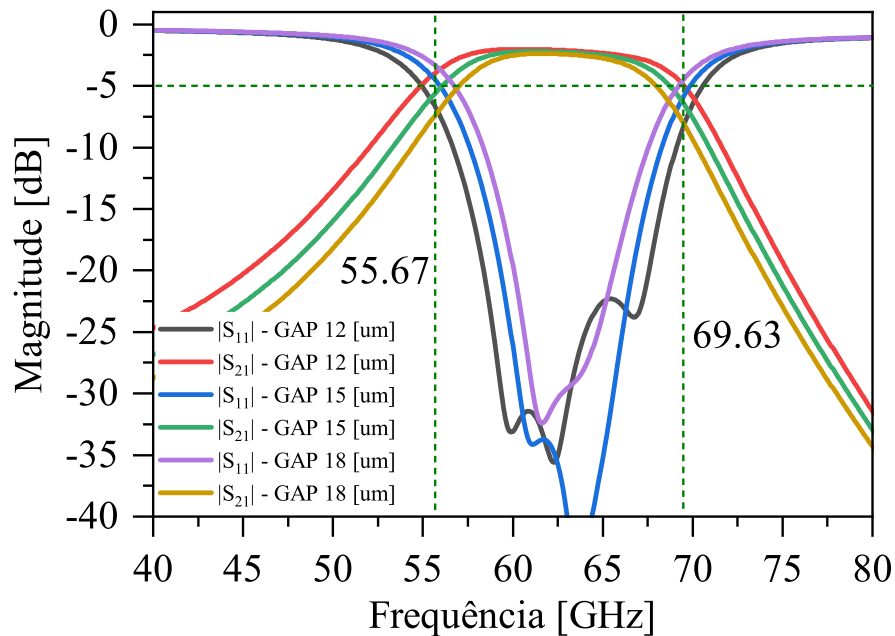
Após isso, algumas melhorias foram obtidas, gerando o resultado final que pode ser observado na Figura 35:

Figura 31 – Resultado da simulação capturada do software Ansys com as dimensões projetadas.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 32 – Parametrização do GAP entre os anéis.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Onde o design e dimensões utilizadas podem ser observados na Figura 37 e na Tabela 6, respectivamente:

Tabela 6 – Dimensões e medidas.

Parte	Sigla	Valor [um]
Comprimento Microstrip	L1	578.00
Largura Microstrip	Lw	66.00
Comprimento Anéis	R1	360.00
Largura Anéis	Rw	54.00
GAP do anél central	Rcg	25.00
GAP dos anéis laterais	Reg	50.00
GAP entre anéis	Rg	25.00

Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 33 – Parametrização do comprimento dos anéis.

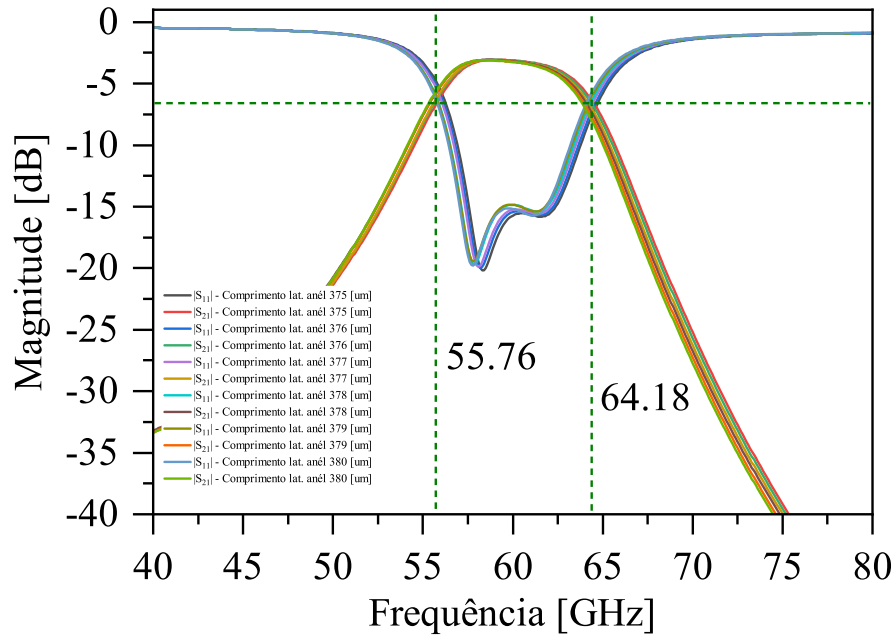
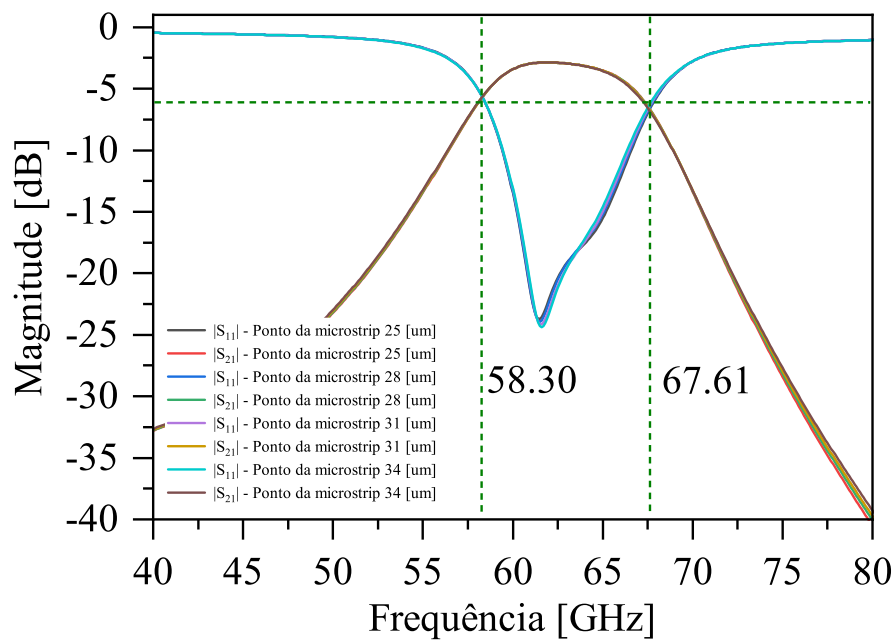
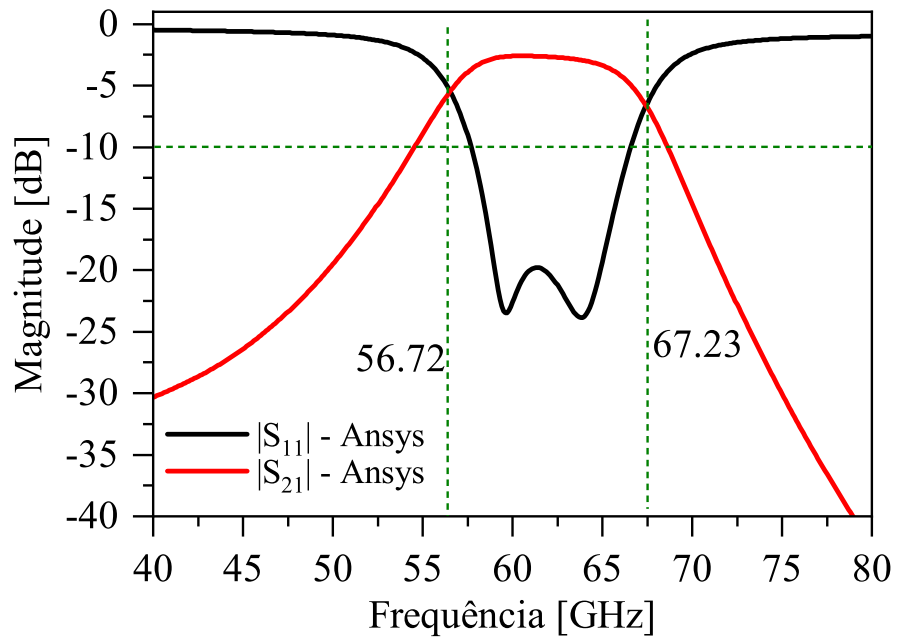


Figura 34 – Parametrização do comprimento dos anéis.



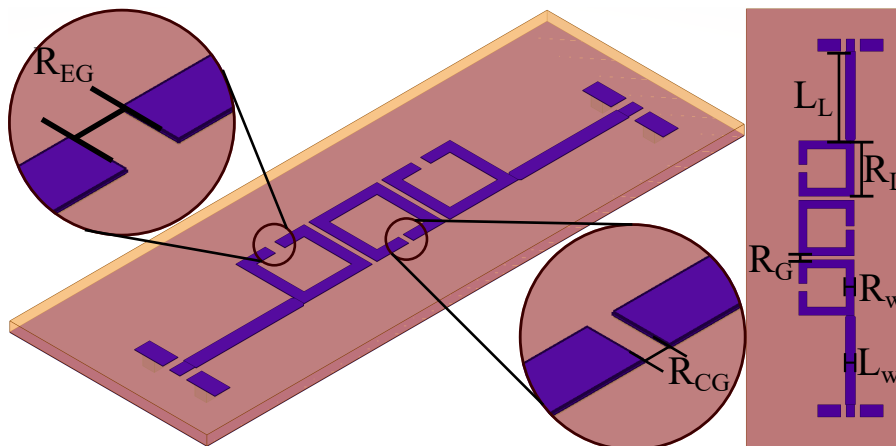
Os resultados apresentam bons resultados. Como anteriormente dito, a largura de banda é bem próxima da projetada, bom decaimento na banda de rejeição e pouca oscilação em  $|S_{21}|$ . As diferenças do  $|S_{21}|$  na banda de passagem estão associadas à tangente de perdas do substrato. O trabalho apresentou o projeto de um filtro passa-faixa com operação de 56.72 à 67.23 GHz e uma perda de inserção com 2.61 dB bastante próximo do objetivo ideal.

Figura 35 – Resultado final obtido através da simulação no Ansys Software.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

Figura 36 – Filtro construído.



Fonte: Elaborado pelo Autor.

## 4 CONCLUSÃO

Tendo como objetivo principal a projeção, caracterização e construção de filtros passa-faixa de terceira ordem na faixa de 57 à 66 GHz utilizando diferentes modelos de projeção, o trabalho foi bem realizado. Os resultados mostram filtros funcionais, alinhados com a teoria e apresentam soluções promissoras para projetos futuros.

Observando os resultados obtidos, possível analisar que os métodos de perda de inserção apresentados no tópico 2.3 se mostram efetivos. Mesmo ao observar os dois filtros construídos em linhas paralelas, a teoria se mostra altamente eficaz, mantendo a faixa de frequência projetada e com resultados afirmativos.

Nos filtros com anéis ressonadores, não é diferente. A projeção através do software e da construção e simulação do Ansys EM, mostram resultados que são muito promissores, onde o uso de ondas lentas (*Slow Waves*) pode ser aplicado em trabalhos futuros.

A atual limitação encontrada nos sistemas de RF em altas frequências é sua projeção abaixo de 10 nm, onde sua construção começa a se tornar altamente complicada e custosa, fazendo com que qualquer oscilação na construção impacte no filtro (ou qualquer componente ativo ou passivo) final.

Vale sempre ressaltar a importância dos estudos de circuitos em alta frequência, visto todas as suas utilidades e projeções futuras apresentados no primeiro tópico deste trabalho. A agricultura 4.0, aplicações *in door* e em setores como varejo, logística e manufatura, nos quais a precisão e eficiência na localização de ativos podem ser cruciais para o êxito dos negócios.

Portanto, este trabalho apresentou resultados satisfatórios e condizentes com a proposta inicialmente apresentada. Os dois filtros mantiveram na faixa de frequência estipulada, seus coeficientes de transmissão e de reflexão se mantiveram nos promissores e com boa concordância, principalmente o de transmissão, onde seu resultado aproxima-se do ideal. O trabalho pode ser aprofundado em pesquisas futuras, onde o uso de *Slow Waves*, ordens maiores e outros modelos de filtros podem ser analisados da mesma forma que neste trabalho de conclusão de curso.

## REFERÊNCIAS

- ALLIANCE, W. G. Wigig: 7gbps unified data/audiovisual wi-fi coming in 2012. **ExtremeTech**, 2012. Disponível em: <<https://www.extremetech.com/computing/89904-wigig-7gbps-data-display-and-audio-mid-range-networking-coming-in-2012>>.
- BOGALE, T.; WANG, X.; LE, L. Chapter 9 - mmwave communication enabling techniques for 5g wireless systems: A link level perspective. In: MUMTAZ, S.; RODRIGUEZ, J.; DAI, L. (Ed.). **mmWave Massive MIMO**. Academic Press, 2017. p. 195–225. ISBN 978-0-12-804418-6. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780128044186000091>>.
- BOVADILLA, R. A. G. **Defasador baseado em MEMS distribuídos para aplicações em ondas milimétricas**. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2013.
- CIRCUITS, A. A. What is a low pass filter? a tutorial on the basics of passive rc filters. **Allaboutcircuits.com.**, 2019, 15 de maio. Disponível em: <<https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/low-pass-filter-tutorial-basics-passive-RC-filter/>>.
- GRANS, D. D. S.; DUTRA, N. B. Implementação de filtro seletivo de rádio frequência com cavidade ressonante: Implementação de filtro ajustável seletor de sinal nas subfaixas de operadoras de telefonia celular 3g no brasil. 2018.
- INOUE, Y. et al. Experimental evaluation of downlink transmission and beam tracking performance for 5g mmw radio access in indoor shielded environment. In: **2015 IEEE 26th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 862–866.
- LAGÉN, S. et al. New radio beam-based access to unlicensed spectrum: Design challenges and solutions. **IEEE Communications Surveys & Tutorials**, v. 22, p. 8–37, 2018. Disponível em: <<https://api.semanticscholar.org/CorpusID:52881145>>.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. [S.l.]: Wiley, 2011. v. 4th edition.
- SHAMAN, H. N.; ALMORQI, S. K.; ALAMOUDI, A. O. High-selectivity microstrip bandpass filter with notch-band for wideband wireless applications. In: **2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–4.
- VÉLEZ, P. et al. Step impedance resonator (sir) loaded with complementary split ring resonator (csrr): Modeling, analysis and applications. In: **2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 675–678.
- WU, P. T.-L. **Microwave Filter Design**. 2011.
- ZHU, X. et al. Millimeter-wave cmos passive filters for 5g applications. In: **2021 IEEE MTT-S International Microwave Filter Workshop (IMFW)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 198–200.