

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

JULIANA FIGUEREDO VARGAS

MODELAGEM DOS EFEITOS DE CURVATURA EM FILTROS DE MICROFITA –
UMA EXTENSÃO DAS EQUAÇÕES DE HAMMERSTAD-JENSEN

CURITIBA

2025

JULIANA FIGUEREDO VARGAS

MODELAGEM DOS EFEITOS DE CURVATURA EM FILTROS DE MICROFITA –
UMA EXTENSÃO DAS EQUAÇÕES DE HAMMERSTAD-JENSEN

Defesa de dissertação apresentada ao curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. César Augusto Dartora

Coorientador: Prof. Dr. André Augusto Mariano

CURITIBA

2025

DADOS INTERNACIONAIS DE CATALOGAÇÃO NA PUBLICAÇÃO (CIP)
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SISTEMA DE BIBLIOTECAS – BIBLIOTECA DE CIÊNCIA E TECNOLOGIA

Vargas, Juliana Figueredo

Modelagem dos efeitos de curvatura em filtros de microfita – uma
extensão das equações de Hammerstad-Jensen / Juliana Figueredo Vargas.
– Curitiba, 2025.

1 recurso on-line : PDF.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Paraná, Setor de
Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: César Augusto Dartora
Coorientador: André Augusto Mariano

1. Filtros de microondas. 2. Impedância (Eletricidade). 3. Microondas. 4.
Radiofrequência modulada. I. Universidade Federal do Paraná. II. Programa
de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Dartora, César Augusto. IV.
Mariano, André Augusto. V. Título.

Bibliotecário: Douglas Lenon da Silva CRB-9/1892



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da dissertação de Mestrado de JULIANA FIGUEREDO VARGAS, intitulada: **MODELAGEM DOS EFEITOS DE CURVATURA EM FILTROS DE MICROFITA - UMA EXTENSÃO DAS EQUAÇÕES DE HAMMERSTAD - JENSEN**, sob orientação do Prof. Dr. CÉSAR AUGUSTO DARTORA, que após terem inquirido a aluna e realizada a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua **APROVAÇÃO** no rito de defesa.

A outorga do título de mestra está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

Curitiba, 12 de Dezembro de 2025.

Assinatura Eletrônica

12/12/2025 23:08:21.0

CÉSAR AUGUSTO DARTORA

Presidente da Banca Examinadora

Assinatura Eletrônica

15/12/2025 12:53:21.0

KLEBER ZUZA NOBREGA

Avaliador Externo (UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ)

Assinatura Eletrônica

12/12/2025 21:53:32.0

EDUARDO GONÇALVES DE LIMA

Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Dedico esse estudo primeiramente à minha família, cujo privilégio fornecido a mim permitiu que trilha-se essa jornada. Sem vocês nada disso seria possível.

Ao meu companheiro Vinnicius, por ter me inspirado a continuar meu aprendizado com uma pós-graduação, e instigado em mim a vontade de fazer ciência e pesquisa. Agradeço você e à Thata pelo apoio incondicional.

Aos amigos que se mantiveram ao meu lado durante esses anos, agradeço todo o suporte, conversas e risadas.

AGRADECIMENTOS

Aos mestres César Dartora e André Mariano, que me instigaram a continuar trilhando essa jornada acadêmica, agradeço todos os ensinamentos e orientações.

Aos laboratórios LACTEC (Kowalski), G.O.O.D. (Serbena, Ana), FabLab (Maria Eduarda), LAMMI (Lécio), LCE e CME da UFPR, pela disponibilidade de uso dos ambientes, equipamentos e ferramentas necessários para investigações práticas do projeto.

Aos meus gestores da Renault do Brasil, que me permitiram flexibilizar meu trabalho de forma a conciliá-lo com minha pesquisa.

“O que sabemos é uma gota, o que ignoramos é um oceano.”

- Isaac Newton

RESUMO

A evolução da comunicação sem fio com o advento dos cenários de RF, micro-ondas e IoT, está demandando uma performance cada vez maior dos dispositivos eletrônicos que compõem seus sistemas, além de sua capacidade de adaptação à aplicação em que estão inseridos. Com isso, eletrônicos construídos sob substratos flexíveis estão sendo cada vez mais explorados, uma vez que sua capacidade de se dobrar e adaptar à superfície é bastante atrativa, pois otimiza o espaço disponível para o circuito em questão. Filtros são um dos principais componentes de sistemas de RF, mas sua construção sob substratos flexíveis ainda representa um desafio, uma vez que a baixa espessura do dielétrico tem grande impacto nos seus parâmetros de performance eletromagnética. Outros grandes empecilhos para o projeto de tais dispositivos eletrônicos são os fatos das ferramentas de design (CAD) geralmente serem extremamente caras, demandarem grande capacidade computacional ou tempo de simulação, e serem de difícil acesso – versões de demonstração frequentemente possuem limitações, seja em termos de prazo de acesso ou de funções disponíveis dentro da ferramenta, afetando até a qualidade do cálculo numérico. Além disso, grande parte dos projetos de filtros flexíveis propostos na literatura apresentam topologias de difícil análise e/ou construção, e carecem de extensões analíticas que incluam o efeito de curvatura e deformação mecânica e permitam estimar o impacto disso sobre os parâmetros do filtro – tais resultados são sempre obtidos por meio de simulações em CAD. Dessa forma, visto as limitações e restrições oriundas de softwares de design, e a escassez de modelos analíticos para análise do efeito de curvatura em dispositivos eletrônicos, o presente estudo busca desenvolver um modelo teórico para filtros de topologia simples e já consolidadas (no caso compostos de linhas de microfita associadas a *stubs*) construídos sobre substratos flexíveis, de modo a aplicar um algoritmo rápido e eficiente para o design e obtenção de características eletromagnéticas de tais dispositivos, propondo assim uma alternativa mais barata e rápida a softwares mais sofisticados. Para filtros de microfita projetados com 1, 2 e 3 *stubs* sob FR-4, em estado sem deformação os erros entre resultados do algoritmo proposto e de software CAD de simulação para frequência de operação, perda de retorno, perda de inserção e largura de banda foram respectivamente: 20-80 MHz, 0,21-61,72 dB, 0,42-1,2 dB e 30-131 MHz. Para os mesmos filtros sob curvaturas de 5° a 45°, o desvio dos parâmetros simulados através do algoritmo proposto quando comparados àqueles do estado sem deformação foram, na mesma ordem anterior: 110 MHz, 0,71-2,35 dB e 27-35 MHz, para curvatura em torno do Eixo Y; 650-660 MHz, 4,82-16,11 dB e 155-200 MHz para deformação no Eixo X.

Palavras-chave: Eletrônicos flexíveis; substratos flexíveis; filtros flexíveis; filtros de microfita; modelagem analítica; algoritmo de predição; micro-ondas; RF.

ABSTRACT

The Evolution of wireless communications with the advent of RF, microwaves and IoT scenarios, is demanding an increasingly bigger performance of the electronics devices that compose these systems, and the capability of adapting to the application in which they are inserted. That being the case, electronics built under flexible substrates are being increasingly explored due to their attractive capability of bending and adapting to surfaces, since it optimizes the space available for the circuitry in question. Filters are one of the main components of RF systems, but their construction under flexible substrates is still challenging since the low thickness of the dielectric has great impact on their electromagnetic performance parameters. Other considerable setbacks for the design of such electronic devices are the fact that design tools (CAD) are usually expensive, require great computational capabilities or simulation time, and are difficult to access – demonstration versions frequently have limitations, whether in terms of access time or available functions inside the tool, which can even affect the quality of the numeric solution. Furthermore, most projects of flexible filters proposed in the literature present topologies which demand a complex analysis and/or construction and lack analytical extensions that include the effect of bending and strain and allow the estimation of the corresponding filter performance parameters – such results are usually obtained by CAD simulations. Therefore, given the limitations and restrictions of design software and the lack of analytical models for bending effects analysis in electronic devices, the present study aims to develop a theoretical model for filters with simple and consolidated topologies (composed of microstrip line associated with stubs) built under flexible substrates, in order to apply a fast and efficient algorithm for their design and to obtain the electromagnetic characteristics of such devices, thus proposing a cheaper and faster alternative to sophisticated softwares. For microstrip filters designed with 1, 2 and 3 stubs on FR-4, in a flat state the errors between the proposed algorithm and a CAD simulation software for results of operating frequency, return loss, insertion loss and bandwidth were, respectively: 20-80 MHz, 0,21-61,72 dB, 0,42-1,2 dB and 30-131 MHz. For the same filters under bending from 5° to 45°, the divergence of the simulated parameters through the proposed algorithm when compared to those from that flat state filters were, in the same previous order: 110 MHz, 0,71-2,35 dB and 27-35 MHz, for bending around the Y-Axis; 650-660 MHz, 4,82-16,11 dB e 155-200 MHz for bending around the X-Axis.

Keywords: Flexible electronics; flexible substrates; flexible filters; microstrip filters; analytical modeling; prediction algorithm; microwaves; RF.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 – FILTRO DE MICROFITA COM STUB.....	23
FIGURA 2 – TIPOS DE FILTROS	24
FIGURA 3 – LINHA DE TRANSMISSÃO TERMINADA	26
FIGURA 4 – REDE DE DUAS PORTAS COM ONDAS INCIDENTES E REFLETIDAS	26
FIGURA 5 – REDE DE DUAS PORTAS COM LINHAS DE TRANSMISSÃO CONECTADAS	27
FIGURA 6 – REPRESENTAÇÃO DE LARGURA DE BANDA	29
FIGURA 7 – LINHA DE MICROFITA.....	33
FIGURA 8 – LINHAS DE CAMPO PARA MICROSTRIP.....	33
FIGURA 9 – DEFORMAÇÃO MECÂNICA EM UMA LINHA DE MICROFITA	40
FIGURA 10 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO (FILTRO EM REPOUSO).....	47
FIGURA 11 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO (FILTRO SOB CURVATURA)	50
FIGURA 12 – PARÂMETROS DOS MATERIAIS NO HFSS	52
FIGURA 13 – CAIXA DE AR PARA 1 STUB.....	52
FIGURA 14 – PORTAS DO CIRCUITO	53
FIGURA 15 – PROCESSO DE CÁLCULO DE SOLUÇÃO NO HFSS (I)	54
FIGURA 16 – PROCESSO DE CÁLCULO DE SOLUÇÃO NO HFSS (II)	54
FIGURA 17 – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO.....	55
FIGURA 18 – S_{11} PARA FILTROS PROJETADOS VIA ALGORITMO.....	57
FIGURA 19 – S_{21} PARA FILTROS PROJETADOS VIA ALGORITMO.....	57
FIGURA 20 – FILTROS DESENHADOS EM CAD	59
FIGURA 21 – S_{11} PARA FILTRO DE 1 STUB EM REPOUSO.....	60
FIGURA 22 – S_{21} PARA FILTRO DE 1 STUB EM REPOUSO.....	60
FIGURA 23 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS EM REPOUSO	62
FIGURA 24 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS EM REPOUSO	62
FIGURA 25 – S_{11} PARA FILTRO DE 3 STUBS EM REPOUSO	63
FIGURA 26 – S_{21} PARA FILTRO DE 3 STUBS EM REPOUSO	64
FIGURA 27 – EIXOS DE CURVATURA.....	66
FIGURA 28 – S_{11} PARA FILTRO DE 1 STUB SOB CURVATURA NO EIXO Y	67
FIGURA 29 – S_{11} PARA FILTRO DE 1 STUB SOB CURVATURA NO EIXO X.....	67
FIGURA 30 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO Y	69

FIGURA 31 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO X	69
FIGURA 32 – S_{11} PARA FILTRO DE 3 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO Y	70
FIGURA 33 – S_{11} PARA FILTRO DE 3 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO X	71

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – FAIXAS DE ε_r E $\tan\delta$ COMUNS PARA ALGUNS MATERIAIS.....	32
TABELA 2 – PARÂMETROS PARA FILTROS PROJETADOS.....	58
TABELA 3 – DIMENSÕES DOS FILTROS PROJETADOS	59
TABELA 4 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 1 STUB (REPOUSO).....	61
TABELA 5 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 2 STUBS (REPOUSO)	62
TABELA 6 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 3 STUBS (REPOUSO)	64
TABELA 7 – ERRO ENTRE ALGORITMO E SIMULADOR PARA REPOUSO.....	65
TABELA 8 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 1 STUB (CURVATURA)	68
TABELA 9 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 2 STUBS (CURVATURA)	70
TABELA 10 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 3 STUBS (CURVATURA)	71
TABELA 11 – DESVIOS MÁXIMOS PARA CURVATURA.....	72

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G – Quinta geração de tecnologia de rede celular
CAD – Computer Assisted Design
DC – Direct Current
FEM – Finite Element Method
FR-4 – Flame-Retardant Formulation Number 4
HFSS – High-Frequency Structure Simulator
IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
IoT – Internet of Things
ISM – Industrial, Scientific and Medical
PET – Polietileno tereftalato
PI – Poliimida
PLA – Políácido láctico
PMMA – Polimetilmetacrilato
PTFE – Politetrafluoretileno
PVC – Policloreto de vinila
RF – Radio Frequency
RFID – Radio Frequency Identification
TE – Modo transversal elétrico
TEM – Modo transversal elétrico-magnético
TM – Modo transversal magnético
Wi-Fi – Wireless Networking Technology
WLAN – Wireless Local Area Network
 μ W – Micro-ondas

LISTA DE SÍMBOLOS

λ	Comprimento de onda
Z_0	Impedância característica
Z_{in}	Impedância de entrada
l	Separação entre <i>stubs</i>
λ_0	Comprimento de onda na frequência de projeto
j	Unidade imaginária
β	Constante de fase
S_{11}	Coefficiente de reflexão da porta de entrada
S_{21}	Coefficiente de transmissão da porta de saída para a de entrada
BW	Largura de banda
ε	Permissividade elétrica
ε_r	Permissividade elétrica relativa
ε_0	Permissividade elétrica do espaço livre
$\tan \delta$	Tangente de perdas
ω	Frequência angular
σ	Condutividade
W	Largura da trilha
L	Comprimento da trilha
t	Espessura do condutor
h	Espessura do dielétrico
v_p	Velocidade de fase
c	Velocidade da luz no vácuo
ε_e	Permissividade elétrica efetiva
f_0	Frequência de operação
α_c	Perdas no condutor
R_s	Resistividade de superfície
μ_0	Permeabilidade magnética do espaço livre
α_d	Perdas no dielétrico
α	Atenuação total
ϵ	Deformação mecânica
η	Parâmetro adimensional de curvatura
R	Raio de curvatura

z_n	Posição do eixo neutro
W_1	Largura da trilha principal
W_2	Largura da trilha do <i>stub</i>
E_c	Módulo de Young do condutor
E_d	Módulo de Young do dielétrico
b	Coeficiente de acoplamento
ν	Constante de Poisson do substrato
\underline{L}	Indutância
C	Capacitância
F_g	Fator geométrico
μ	Permeabilidade magnética
φ	Ângulo do sentido de curvatura
N	Número de <i>stubs</i>
Z_{01}	Impedância característica da trilha principal
Z_{02}	Impedância característica do <i>stub</i>
s	Comprimento do <i>stub</i>
v_{p1}	Velocidade de fase da trilha principal
v_{p2}	Velocidade de fase do <i>stub</i>
β_1	Constante de fase da trilha principal
β_2	Constante de fase do <i>stub</i>
θ	Ângulo de curvatura

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 OBJETIVO	19
1.1.1 Geral	19
1.1.2 Específicos	19
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2.1 ENGENHARIA DE MICRO-ONDAS	21
2.2 FILTROS	21
2.2.1 Filtros passivos planares impressos	22
2.2.2 Tipos de filtros	23
2.2.3 Respostas de filtros	24
2.3 PARÂMETROS DE PROJETO	25
2.3.1 Impedância e Parâmetros-S	25
2.3.2 Largura de Banda	29
2.4 SUBSTRATOS	29
2.4.1 Permissividade Elétrica	30
2.4.2 Tangente de Perdas	30
2.4.3 SUBSTRATOS FLEXÍVEIS	31
2.5 LINHAS DE MICROFITA	33
2.5.1 DEFORMAÇÃO POR CURVATURA	39
3 MATERIAIS E MÉTODOS	46
3.1 IMPLEMENTAÇÃO EM ALGORITMO	46
3.1.1 Repouso	46
3.1.2 Curvatura	49
3.2 IMPLEMENTAÇÃO EM SOFTWARE	51
3.3 ANÁLISE DE RESULTADOS	56
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO	57
4.1 FILTRO EM REPOUSO	57
4.1.1 Algoritmo	57
4.1.2 Comparação entre Algoritmo e Simulador	58
4.2 FILTRO SOB DEFORMAÇÃO	65
5 CONCLUSÃO	74
REFERÊNCIAS	76
ANEXO A – ALGORITMO PROPOSTO	80

1 INTRODUÇÃO

Eletrônicos flexíveis têm ganhado enorme popularidade no campo de comunicações sem fio, internet das coisas (IoT), rede celular (5G) e identificação por radiofrequência (RFID) (Elmobarak *et al.*, 2017) na forma de diferentes componentes eletrônicos como indutores, capacitores, transistores, linhas de transmissão e guias de ondas (Jung *et al.*, 2017; Zhang *et al.*, 2021; Michler *et al.*, 2023).

Substratos flexíveis também estão sendo amplamente utilizados em aplicações de rede local sem Fio (WLAN), radiofrequência (RF), micro-ondas (μ W) e biomedicina (*wearables*), na construção de filtros, antenas, transistores e sensores. Isso se deve ao fato desses materiais apresentarem atrativas características óticas, físicas, químicas e elétricas como baixa perda resistiva e tangencial e alta condutividade, possuírem tamanho e peso reduzidos, baixo custo de produção, facilidade de produção em massa e, principalmente, a capacidade de dobrar e se adaptar a superfícies (Khaleel, 2014; Qiu *et al.*, 2022).

Projetos de antenas flexíveis fabricadas sob substratos de papel, polietileno tereftalato (PET) e politetrafluoretileno (PTFE) foram propostas respectivamente por Hassan *et al.* (2016), Elmobarak *et al.* (2017) e Su *et al.* (2020), enquanto Dhaliwal *et al.* (2022) e Munir *et al.* (2023) propuseram antenas construídas sobre poliláctico (PLA) assim como Haroon *et al.* (2014), que por sua vez determinou as dimensões do dispositivo através da aplicação de equações consagradas para cálculo de permissividade efetiva e impedância característica de linhas de microfita. Kumar *et al.* (2024) realizou uma comparação da performance de duas antenas de topologias diferentes em PTFE, concluindo que aquela com dois elementos apresentava melhores características quando flexionada, do que aquela com apenas um.

No campo de *wearables*, Shekhawat *et al.* (2022) realizou uma comparação das propriedades físicas, elétricas e mecânicas de diferentes antenas flexíveis propostas na literatura sob diferentes substratos poliméricos. Foram investigados os consequentes efeitos de curvar tais dispositivos: na faixa de 2,4 GHz, a poliimida (PI) e o PTFE se mostraram os materiais menos afetados pela curvatura em termos de perda de retorno, e o PET, o mais afetado. Attoun *et al.* (2023) e Attoun *et al.* (2024) propuseram sistemas de monitoramento de atividades musculares através de filtros flexíveis construídos em PET, sensíveis à flexão – mudanças no ângulo de curvatura

do dispositivo resultaram em desvios significativos de frequência. Por sua vez, Bteich *et al.* (2020) propôs um sensor de nível de glicose por meio de um filtro rejeita-faixa em PTFE, através da observação da alteração de parâmetros-S.

Filtros passivos são importantes componentes de sistemas de comunicação, atuando como parte crucial de módulos de RF e sendo muitas vezes aplicados em forma planar através de elementos distribuídos e com resposta de tipo passa-faixa. Yang *et al.* (2020) investigou métodos de design para filtros flexíveis através de simulações de estresse mecânico nas trilhas, enquanto Vineetha *et al.* (2021) propôs um design de filtro passa-faixa com duas bandas de operação, em substrato PI, cuja flexão não altera significativamente a performance. Outros filtros robustos à flexão, construídos sob PI e com trilhas de prata, foram propostos por Qu *et al.* (2019) e Gong *et al.* (2021), apresentando característica passa-faixa em torno de 2,4 GHz. Um filtro passa-baixa de frequência de operação mais elevada (3,6 GHz) utilizando PTFE como substrato e grafeno como material condutor foi apresentado por Zhou *et al.* (2019), que então concluiu que esse material implicou uma maior robustez à flexão em termos de performance do filtro, do que o mesmo design fabricado com trilhas de cobre.

No entanto, o projeto de filtros flexíveis ainda representa um considerável desafio, uma vez que a baixa espessura do substrato em que o dispositivo é construído impacta diretamente parâmetros de impedância e perda de retorno, afetando muito a performance em alta frequência de tais dispositivos (Michler *et al.*, 2023). Outro grande empecilho para o projeto de dispositivos eletrônicos são as ferramentas de design assistido por computador (CAD) que, muitas vezes são extremamente caras, podem demandar grande capacidade computacional ou tempo de simulação, e são de difícil acesso – geralmente versões de demonstração de tais softwares possuem limitações, seja em termos de prazo de acesso ou de funções disponíveis dentro da ferramenta, afetando até a qualidade do cálculo numérico.

A maior parte dos projetos de filtros sob substratos flexíveis propostos na literatura citada apresentam topologias de difícil análise e/ou construção, e carecem de extensões analíticas que incluam o efeito de curvatura e deformação mecânica e permitam estimar os efeitos sobre parâmetros do filtro – tais medidas são sempre obtidas por meio de simulações em consagrados softwares pagos, como o *High-Frequency Structure Simulator* (HFSS). Visto as limitações e restrições oriundas de

softwares de design e simulação eletromagnética pagos, além da escassez de modelos analíticos para análise do efeito de curvatura em dispositivos eletrônicos, o presente estudo busca desenvolver um modelo teórico para filtros de topologia simples e já consolidadas (no caso compostos de linhas de microfita associadas a *stubs*) construídos sobre substratos flexíveis, de modo a aplicar um algoritmo rápido e eficiente para o design e obtenção de características eletromagnéticas de tais dispositivos, propondo assim uma alternativa mais barata e rápida a softwares mais sofisticados.

1.1 OBJETIVO

1.1.1 Geral

O objetivo geral do presente trabalho é propor um modelo teórico para filtros de microfita com *stubs*, construídos sobre substratos flexíveis, de modo a criar um algoritmo rápido e eficiente para o design e obtenção de características eletromagnéticas de tais dispositivos.

1.1.2 Específicos

Os objetivos específicos do trabalho são listados abaixo:

- Obter equações na literatura para cálculo das dimensões, permissividade elétrica efetiva e impedância característica para dispositivos de microfita;
- Aplicar as equações em algoritmo e obter valores para as dimensões das trilhas de filtros passa-faixa com *stubs* conforme a frequência desejada e as características do substrato escolhido;
- Com as equações aplicadas, calcular a permissividade elétrica efetiva e impedâncias de modo a obter curvas de parâmetros-S para os filtros projetados;
- Desenhar no HFSS os filtros projetados, e simular as curvas de parâmetros-S;
- Comparar os resultados do algoritmo proposto com os da ferramenta paga, para o caso do filtro em repouso;
- Obter equações na literatura para cálculo da deformação do filtro conforme curvatura, e derivar expressões para determinar novos valores de permissividade, velocidade de fase, impedância característica e dimensões do filtro;

- Aplicar as equações em algoritmo e obter as curvas de perda de retorno para cada raio de curvatura definido;
- Analisar os resultados do algoritmo para filtros com diferentes quantidades de *stubs* e diferentes ângulos e sentidos de curvatura.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 ENGENHARIA DE MICRO-ONDAS

O termo micro-ondas descreve ondas eletromagnéticas em frequências na ordem de GHz, apresentando um comprimento de onda (λ) entre 1 mm e 1 m. É comum equiparar a faixa de micro-ondas à faixa de radiofrequência, uma vez os limites entre elas não são tão claros e elas possuem muitas aplicações em comum, sendo sistemas de comunicação a principal delas (Hong & Lancaster, 2001).

Na faixa de micro-ondas, o comprimento de onda é equiparável às dimensões físicas do circuito, fazendo com que não seja possível utilizar da teoria de circuitos (aproximações de elementos concentrados) para resolver os sistemas. Nesse caso, as equações de Maxwell devem ser consideradas em sua completude, e os componentes passam a atuar como elementos distribuídos, isso é, apresentam comportamento tal como o de linhas de transmissão. Isso implica que a tensão e corrente variam sua fase e magnitude ao longo da extensão do circuito, a radiação de energia passa a ser bastante significativa, e conseqüentemente o design de dispositivos nessa faixa passa a ser mais complexo (Pozar, 2012; Lee, 2004; Michalkiewicz, 2020).

2.2 FILTROS

Um dos importantes componentes de sistemas de comunicação de RF e μ W são os filtros. A detecção de sinais em um sistema pode se tornar difícil se houver outros sinais e ruídos interferindo sobre ele – os filtros são então os responsáveis por remover tais frequências indesejadas, sem que a informação de interesse seja perdida (Winder, 2002).

De acordo com Pozar (2012), filtros podem ser definidos como uma rede de duas portas usada para controlar a resposta em frequência de um sistema, auxiliando a transmissão na banda de passagem, e atenuando o sinal na banda de rejeição.

Existe uma demanda cada vez maior para que esses dispositivos tenham alta performance e miniaturização, além de um menor custo e peso (Hong & Lancaster, 2001). Atualmente, grande parte dos projetos de filtros de micro-ondas são feitos através de CAD, onde é aplicado o Método da Perda de Inserção que permite, através de um modelo passa-baixa normalizado, especificar toda a resposta

em frequência do dispositivo. Porém, tal técnica resulta em um circuito com elementos concentrados, que deve então ser modificado por meio de transformações, de modo a ter linhas de transmissão (elementos distribuídos) em sua composição (Pozar, 2012).

Como o objetivo do presente estudo é analisar o impacto da curvatura em filtros de microfita de topologia já consolidada – multi-*stubs* – as técnicas de projeto de filtros não serão detalhadas, mas são expostas em detalhes em Pozar (2012).

2.2.1 Filtros passivos planares impressos

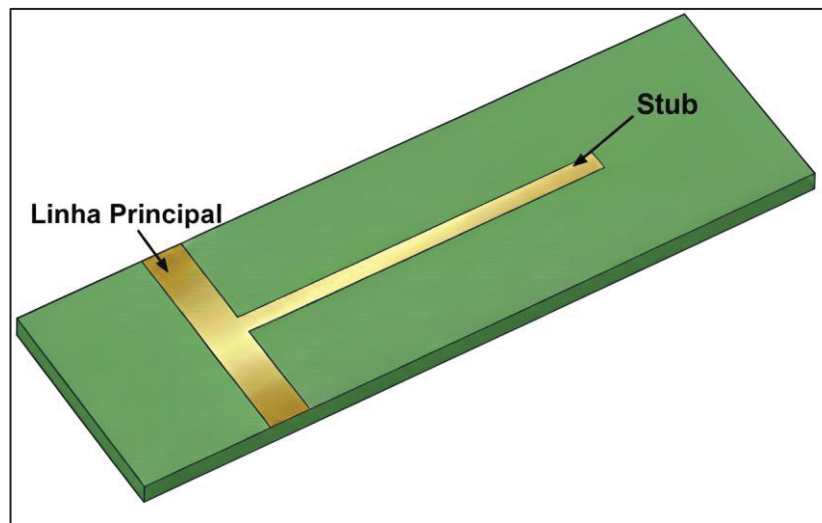
Filtros passivos não consomem potência, sendo constituídos por elementos desse tipo (Winder, 2002) – no caso de altas frequências, capacitores e indutores como elementos distribuídos (linhas de transmissão).

Em micro-ondas, tais filtros são muito utilizados em tecnologias planares e impressas (microfita ou guias de ondas), que por sua vez promovem dispositivos mais leves e miniaturizados, de fabricação simples e barata, e facilmente integráveis com outros componentes do sistema (antenas, diodos, transistores) (Pozar, 2012; Michalkiewicz, 2020). Porém, em altas frequências, tais tecnologias passam a implicar maior atenuação e perda por radiação do componente, além de acoplamento indesejado entre elementos, e menor capacidade de potência.

Uma topologia simples bastante utilizada em micro-ondas é a de filtros de microfita com *stubs* – linhas de transmissão posicionadas a certa distância da carga, onde uma das suas extremidades é conectada a uma trilha principal, e a outra é mantida em circuito aberto ou curto-circuito (Pozar, 2012). A presença de tais elementos então gera ressonâncias em frequências específicas, conforme suas dimensões.

Em dispositivos de microfita, *stubs* geralmente são posicionados em paralelo com a linha de transmissão principal, e tem sua terminação em circuito aberto. Uma ilustração pode ser vista na Figura 1.

FIGURA 1 – FILTRO DE MICROFITA COM STUB



FONTE: A autora (2025).

Fica evidente que a construção de tais dispositivos é conveniente, uma vez que o *stub* pode ser fabricado juntamente a linha de transmissão do circuito, mantendo o circuito sem elementos concentrados.

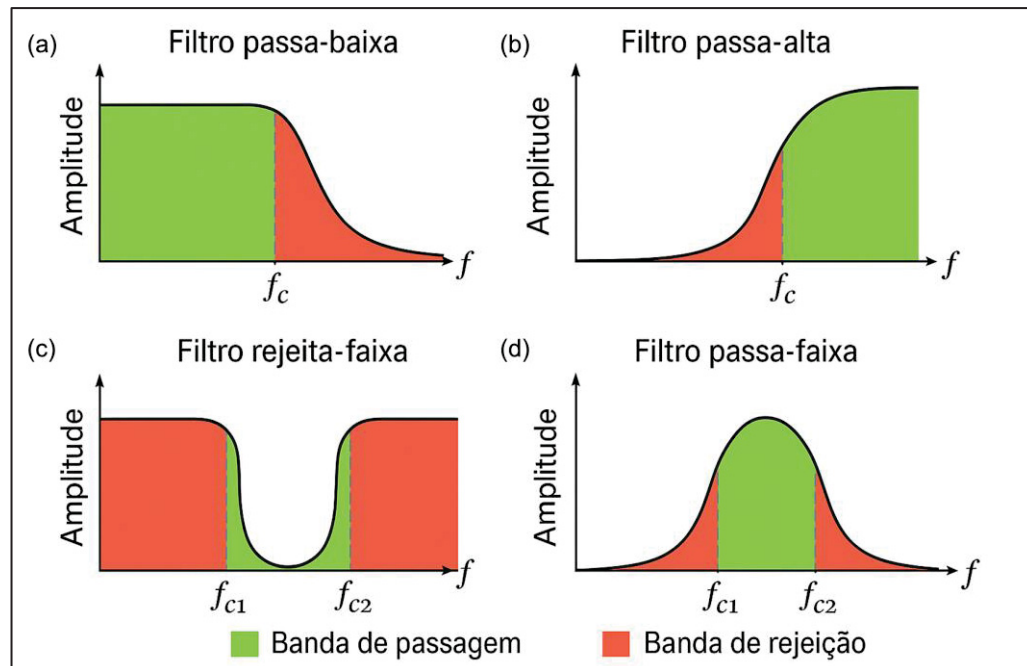
2.2.2 Tipos de filtros

Conforme descrito por IEEE (2011), Winder (2002) e Zverev (1967), filtros podem ser divididos em 4 tipos principais:

- 1) Passa-baixa: permite a passagem de frequências baixas (DC) até uma determinada frequência de corte (f_c) com mínima atenuação, rejeitando sinais após esse limite (alta atenuação);
- 2) Passa-alta: permite a passagem de frequências acima de uma frequência de corte com o mínimo de atenuação, e rejeita frequências abaixo da f_c através de alta atenuação;
- 3) Passa-faixa: permite a passagem de uma faixa de frequências definida entre uma frequência de corte inferior (f_{c_L}) e uma superior (f_{c_H}), com mínima atenuação nessa banda de passagem. Bloqueia o sinal através de alta atenuação, nas bandas de rejeição ao redor da banda de passagem;
- 4) Rejeita-faixa: bloqueiam frequências dentro de uma faixa definida por f_{c_L} e f_{c_H} com alta atenuação (banda de rejeição), e permitem a passagem de frequências nas duas bandas de passagem fora desses limites definidos (baixa atenuação).

Os tipos de filtros citados são mostrados na Figura 2.

FIGURA 2 – TIPOS DE FILTROS



FONTE: A autora (2025).

LEGENDA: a) Filtro passa-baixa.
b) Filtro passa-alta.
c) Filtro rejeita-faixa.
d) Filtro passa-faixa.

Também vale observar que a região entre a banda de passagem e a de rejeição é denominada *skirt*, e sua transição pode ser suave ou abrupta. Além disso, segundo Winder (2002), a frequência de corte pode ser definida como o ponto no limite da fronteira da banda de passagem onde há uma redução de 3 dB na amplitude do sinal.

2.2.3 Respostas de filtros

Um filtro ideal seria aquele que apresentaria uma atenuação nula e uma resposta linear na banda de passagem, além de uma atenuação infinita na banda de rejeição. Porém, na prática, o design do filtro apresenta um compromisso entre tais características (Pozar, 2012) – tanto a banda de passagem quanto a de rejeição podem ser suaves ou apresentar ondulações (*ripple*). Essas possíveis combinações formam a resposta do filtro, sendo os tipos principais a de Bessel, Butterworth, Chebyshev, Chebyshev Invertido e Cauer (Winder, 2002).

Uma vez que o escopo do presente estudo consiste na análise do impacto da curvatura no filtro de microfita, e não o tipo de resposta que ele apresenta, serão

considerados filtros passa-faixa multi-*stub* por conta de sua simplicidade e teoria e tipo de resposta já bem estabelecidas. Mais detalhes acerca de cada tipo de resposta de filtros podem ser encontrados em Winder (2002) e Zverev (1967).

2.3 PARÂMETROS DE PROJETO

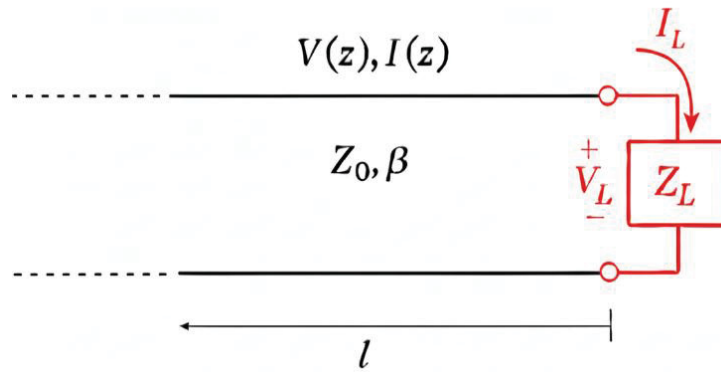
Em baixas frequências, onde são utilizados componentes concentrados, a análise do circuito é feita através da investigação de tensões e correntes totais. No entanto, quando se está lidando com componentes distribuídos – altas frequências – a direta medição dessas variáveis não é possível (Hong & Lancaster, 2001), e passa-se a utilizar parâmetros relacionados à incidência e reflexão das ondas eletromagnéticas no circuito (Lee, 2004). Os principais deles são os chamados parâmetros de espalhamento (ou parâmetros-S), que então podem ser transformados em parâmetros mais conhecidos, como de impedância e admitância (Edwards & Steer, 2016).

2.3.1 Impedância e Parâmetros-S

Segundo Pozar (2012), impedância se trata de um parâmetro que descreve uma razão entre tensão e corrente em um circuito, seja ela composto de elementos concentrados ou distribuídos, e cujas características dependem do tipo de campo e meio em questão. Dessa forma, a impedância característica (Z_0) de um filtro que possa ser abordado como uma linha de transmissão, consiste na razão entre a tensão e a corrente de uma onda que se propaga por ela, e geralmente assume um valor arbitrário definido no projeto do dispositivo. Em RF, é comum adotar a impedância característica de cabos e instrumentos como $Z_0 = 50 \, \Omega$ – uma espécie de média entre ótimas características de perda e capacidade de potência (Lee, 2004).

Uma vez que a impedância vista na linha varia conforme a posição, define-se a impedância de entrada (Z_{in}) como aquela que é enxergada a uma distância l da carga Z_L localizada em sua terminação, conforme ilustrado na Figura 3.

FIGURA 3 – LINHA DE TRANSMISSÃO TERMINADA



FONTE: A autora (2025).

Pode-se escrever então:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}, \quad (1)$$

onde j é a unidade imaginária, e β é a constante de fase da onda.

Considerando uma linha com terminação em aberto, isso é, $Z_L \rightarrow \infty$, tem-se:

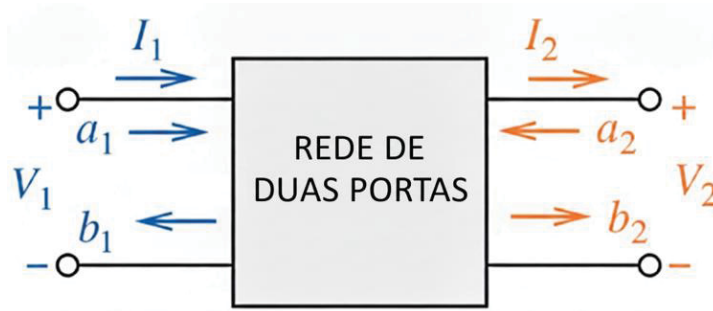
$$Z_{in} = -jZ_0 \cot(\beta l). \quad (2)$$

Para uma linha em curto-circuito, onde $Z_L = 0$:

$$Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l). \quad (3)$$

Agora, conforme comentado anteriormente, filtros podem ser representados como uma rede de duas portas, como ilustrado na Figura 4, a seguir. As ondas incidentes e refletidas em cada porta são representadas respectivamente por a_i e b_i , e as tensões e correntes, por V_i e I_i .

FIGURA 4 – REDE DE DUAS PORTAS COM ONDAS INCIDENTES E REFLETIDAS



FONTE: A autora (2025).

Um parâmetro de transmissão é uma medida da amplitude e fase da onda refletida, em relação à amplitude e fase da onda incidente. Conforme descrito em Edwards & Steer (2016), Hong & Lancaster (2001) e Lee (2004), são eles:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad (4)$$

o coeficiente de reflexão da porta de entrada, que indica a potência de sinal que é retornada à entrada ao invés de ser transmitida à porta de saída do filtro;

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}, \quad (5)$$

o coeficiente de reflexão da porta de saída;

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad (6)$$

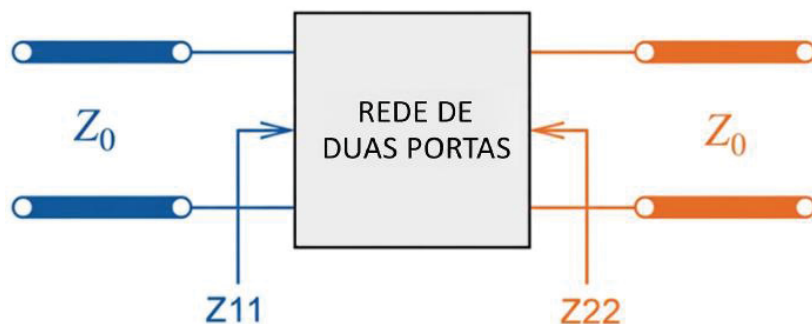
o coeficiente de transmissão da porta de saída para a de entrada, que representa o sinal que é de fato transmitido de uma porta do filtro à outra;

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \quad (7)$$

o coeficiente de transmissão da porta de entrada para a de saída.

Os parâmetros de transmissão são funções mais complexas das características da rede em questão, enquanto os de reflexão podem ser facilmente descritos através de impedâncias (Edwards & Steer, 2016). Outra representação da rede de duas portas pode ser visualizada na Figura 5.

FIGURA 5 – REDE DE DUAS PORTAS COM LINHAS DE TRANSMISSÃO CONECTADAS



FONTE: A autora (2025).

Conforme descrito em Edwards & Steer (2016), o parâmetro S_{ii} ainda pode ser escrito em termos de impedâncias como:

$$S_{ii} = \frac{Z_{ii} - Z_0}{Z_{ii} + Z_0}, \quad (8)$$

onde Z_{ii} é a impedância vista do terminal de entrada ou saída, e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão conectada à rede. Uma vez que os parâmetros S_{11} e S_{21} indicam a reflexão e transmissão na porta 1, para um sistema sem perdas a potência e energia devem ser conservadas conforme a relação:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1. \quad (9)$$

2.3.1.1 Perda de retorno

A perda de retorno se trata de uma medida da parte da potência não entregue da fonte à carga, devido às perdas por descasamento de impedância (Poza, 2012). Quanto melhor for o casamento da carga com a fonte, menor será a reflexão dentro do sistema, e maior será a perda de retorno (Edwards & Steer, 2016).

Geralmente, ela é definida de acordo com o coeficiente de reflexão da porta de entrada e aproximada por:

$$RL_{dB} = -20 \log |S_{11}|. \quad (10)$$

2.3.1.2 Perda de inserção

Conforme IEEE (2011), a perda de inserção, também chamada de atenuação, é a razão entre a potência disponível na fonte e a potência de saída da rede. Segundo Edwards & Steer (2016), a perda de inserção se trata da razão entre a tensão nas portas de referência do circuito antes da rede, e após sua inserção. É o coeficiente de transmissão entre dois pontos do circuito (Poza, 2012), aqui aproximada como:

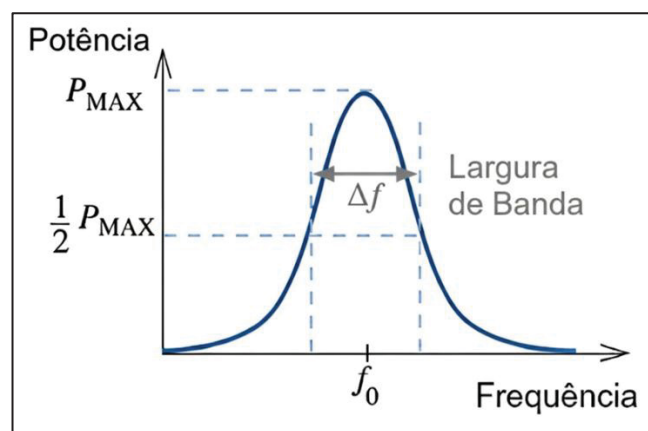
$$IL_{dB} = -20 \log |S_{21}|. \quad (11)$$

Se houver descasamento entre fonte e carga, a perda de inserção será consequência das perdas resistivas e por reflexão nas portas.

2.3.2 Largura de Banda

Conforme IEEE (2011), a largura de banda (BW) de um filtro corresponde a faixa de frequências na qual a performance do dispositivo respeita um limite especificado. Ela é medida nos pontos de meia potência de operação, onde a potência do sinal de saída do filtro cai para metade de seu valor máximo (equivalente a um decaimento de 3 dB) (Winder, 2002; Pozar, 2012; Edwards & Steer, 2016). A Figura 6 a seguir ilustra o conceito.

FIGURA 6 – REPRESENTAÇÃO DE LARGURA DE BANDA



FONTE: A autora (2025).

Na literatura, é comum considerar a largura de banda como a faixa de frequências para a qual o filtro apresenta $S_{11} \leq -10 \text{ dB}$.

2.4 SUBSTRATOS

Filtros impressos são construídos em uma placa com camadas de metal e de dielétrico, isso é, um substrato. As propriedades elétricas e mecânicas desse material terão enorme impacto na performance do dispositivo em questão e, assim, a sua escolha deve ser feita conforme o tipo de circuito e aplicação desejados. Edwards & Steer (2016) e Royo *et al.* (2023) enumeram alguns fatores que devem então ser levados em conta, como o custo do material, a frequência e a temperatura de operação, sua resistência mecânica, rugosidade, elasticidade e condutividade.

Algumas das variáveis de grande relevância dos materiais são a sua espessura, permissividade dielétrica ϵ , tangente de perdas $\tan \delta$, condutividade térmica e mobilidade de portadores. A espessura e permissividade do dielétrico tem grande impacto na frequência de operação do dispositivo, e uma maior permissividade

e menor tangente de perdas irão implicar menores perdas no sistema (Jung *et al.*, 2017).

Os materiais ainda podem ser divididos em orgânicos e inorgânicos (o primeiro apresenta menor mobilidade de portadores), moles ou duros. Moles apresentam menor custo (Lee, 2004), permissividade e condutividade térmica do que duros, mas maior $\tan \delta$ e resistência dielétrica (Edwards & Steer, 2016). Materiais moles comuns são polímeros como o PET, PLA, polimetilmetacrilato (PMMA), PI e PTFE. Alguns exemplos de materiais duros são a alumina, o vidro e o silício.

2.4.1 Permissividade Elétrica

A permissividade elétrica de um material (ε) expressa a sua capacidade de armazenar energia quando submetido a um campo elétrico (Royo *et al.*, 2023). Se trata de número complexo onde a parte imaginária denota perdas no meio, conforme a equação a seguir (Pozar, 2012; Edwards & Steer, 2016):

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''.$$
 (12)

Também chamada de constante dielétrica, a permissividade elétrica relativa (ε_r) de um material, por sua vez, descreve a energia adicional que é armazenada quando se tem um dielétrico localizado entre condutores, uma vez que ele altera as distribuições de carga e as características elétricas do sistema. O parâmetro corresponde a uma razão entre a permissividade do material e aquela do espaço livre (ε_0) conforme:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon'}{\varepsilon_0}.$$
 (13)

A permissividade de um material pode ainda ser expressa através de uma constante dielétrica efetiva, parâmetro que será abordado posteriormente na seção 2.5.

2.4.2 Tangente de Perdas

A tangente de perdas ($\tan \delta$) de um material indica as perdas oriundas dos deslocamento dos centros de carga (corrente) – quanto maior for esse parâmetro, maiores serão as perdas, e menor será essa capacidade (Pozar, 2012; Edwards & Steer, 2016; Royo *et al.*, 2023). Esse parâmetro pode ser definido como:

$$\tan \delta = \frac{\omega \varepsilon'' + \sigma}{\omega \varepsilon'}, \quad (14)$$

onde ω é a frequência angular e σ é a condutividade (ou condutância) do material, que por sua vez representa sua capacidade de transferência de corrente. É inversamente proporcional à espessura do substrato.

Com as equações (12 – 14) é possível então obter a seguinte expressão para a permissividade elétrica do material:

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r (1 - j \tan \delta). \quad (15)$$

2.4.3 SUBSTRATOS FLEXÍVEIS

Substratos compostos por materiais flexíveis estão ganhando maior popularidade na área de eletrônica, uma vez que muitas vezes a aplicação requer que o dispositivo construído se adapte à uma superfície. Eles apresentam características como baixo custo, peso (densidade) e complexidade de fabricação, e alta eficiência de energia (Khaleel, 2014). Em μW , ainda que pouco explorados, materiais flexíveis apresentam boas características eletromagnéticas, mas sua mobilidade de portadores geralmente ainda é reduzida (Yang *et al.*, 2020). Além disso, a baixa espessura do material, necessária para que ele dobre, reduz a largura de banda da estrutura e aumenta a impedância da linha e consequentemente, a perda de retorno (Michler *et al.*, 2023; Royo *et al.*, 2023).

Polímeros como PET, PI e PTFE são materiais flexíveis bastante utilizados, uma vez que apresentam melhores características elétricas, como de mobilidade e perdas no substrato (Hassan *et al.*, 2016; Qiu *et al.*, 2022; Vineetha *et al.*, 2021). O PET é um material fino e transparente, que apresenta baixa tangente de perdas e perdas por reflexão, assim sendo adequado para aplicações em altas frequências e de produção em massa (Hassan *et al.*, 2016). Também se trata de um material impermeável a água (Ashby, 2013). O PI é um material barato, com baixas perdas em uma ampla faixa de frequência, que tem grande resistência mecânica e facilidade de produção em massa (Khaleel, 2014). Porém, não adere tão facilmente ao cobre e ao ouro, somente à prata (Hassan *et al.*, 2016). Um material um pouco menos utilizado devido a sua susceptibilidade à umidade é o PTFE, comumente conhecido como

Teflon™. Tem baixo custo e peso, pequena tangente de perdas e variação de permissividade elétrica com a frequência, e uma alta densidade (Su *et al.* 2020).

O PLA é um polímero biodegradável, sintetizado através de fontes naturais, muito utilizado para impressões 3D devido ao seu baixo custo e peso (Dhaliwal *et al.*, 2022). Ele apresenta atrativas características elétricas como baixa permissividade relativa e tangente de perdas (Munir *et al.*, 2023), mas tem uma considerável sensibilidade à umidade e flexão (Haroon *et al.*, 2014; Khouri *et al.*, 2024). Por sua vez, o PMMA se trata de um polímero acrílico transparente de fabricação fácil e barata, resistente a intempéries, porém com maior rigidez (Koike & Koike, 2012), e o policloreto de vinila (PVC) consiste em um polímero amplamente utilizado, tanto em sua forma rígida quanto flexível, devido ao seu baixo custo, facilidade de fabricação e flexibilidade (Ashby, 2013; Begum *et al.*, 2020).

O *Flame-Retardant Formulation Number 4* (FR-4), material amplamente utilizado para confecção de placas eletrônicas, se fino o suficiente também pode ser utilizado como um substrato flexível. Ele é composto por material de fibra de vidro envolto por resina epóxi, e suas perdas aumentam rapidamente com a frequência, uma vez que as perdas no dielétrico dominam aquelas no condutor (Edwards & Steer, 2016; Michalkiewicz, 2020). No entanto, esse tipo de substrato tem custo baixo, e está bastante disponível no mercado.

Faixas de valores comuns para a permissividade relativa e tangente de perdas dos materiais descritos são mostrados na Tabela 1, a seguir.

TABELA 1 – FAIXAS DE ϵ_r E $\tan \delta$ COMUNS PARA ALGUNS MATERIAIS

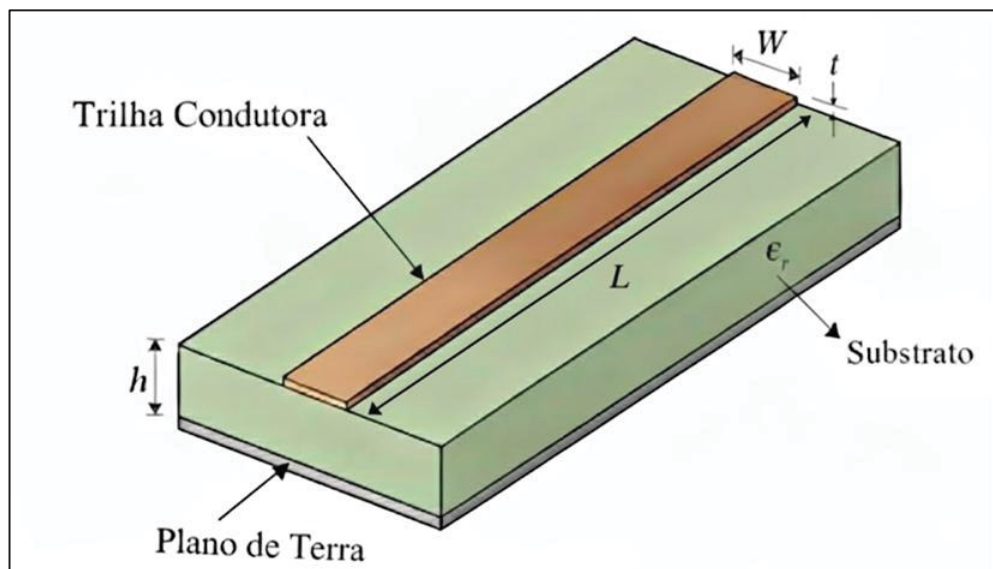
Material	ϵ_r	$\tan \delta$
PI	2,8-3,5	0,002-0,007
PET	3,0-3,7	0,003-0,007
PTFE	2,0-2,3	0,002-0,003
PLA	3,1-3,5	0,003-0,006
PMMA	3,2-3,6	0,002-0,003
PVC	3,0-3,8	0,030-0,060
FR-4	4,2-4,8	0,020-0,040

FONTE: A autora (2025).

2.5 LINHAS DE MICROFITA

Conforme mencionado anteriormente, na faixa de micro-ondas filtros são muito empregados em tecnologias como a de microfita – compactas, baratas e facilmente integráveis com o restante do circuito em questão (Pozar, 2012) – onde então passam a ter um comportamento tal qual ao de linhas de transmissão. Essas, por sua vez, são compostas por dois ou mais condutores, que transportam ondas eletromagnéticas de um ponto a outro. Uma ilustração de uma linha de microfita pode ser vista na Figura 7, a seguir.

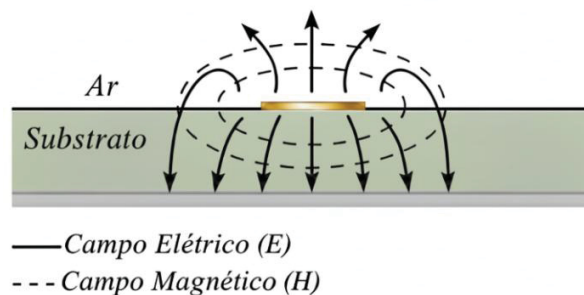
FIGURA 7 – LINHA DE MICROFITA



FONTE: A autora (2025).

Na imagem, W denota a largura, L o comprimento e t a espessura do condutor, por sua vez colocado sob um substrato dielétrico aterrado de espessura h e permissividade relativa ϵ_r . Uma representação da distribuição das linhas de campo nesse dispositivo pode ser vista na Figura 8.

FIGURA 8 – LINHAS DE CAMPO PARA MICROSTRIP



FONTE: A autora (2025).

A presença do dielétrico faz com que a análise do dispositivo seja complexa, uma vez que as linhas de campo não ficam confinadas a uma região homogênea, e estão presentes tanto no dielétrico quanto no ar. Dessa forma, a linha de microfita não suporta um modo transversal elétrico-magnético (TEM) puro, e sim um híbrido de modos transversal magnético (TM) e transversal elétrico (TE), uma vez que os campos elétrico e magnético apresentam componentes longitudinais (Pozar, 2012; Hong & Lancaster, 2001 ; Edwards & Steer, 2016).

Uma vez que geralmente linhas de microfita apresentam um dielétrico muito fino ($h \ll \lambda$), pode-se considerar que elas apresentam campos de modo TEM, e pode-se escrever para o caso quase estático:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (16)$$

e

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_e} = \frac{\omega}{v_p}, \quad (17)$$

onde v_p é a velocidade de fase da onda no material, c é a velocidade da luz no vácuo, β é a constante de fase, k_0 é o número de onda no vácuo, e ε_e é a permissividade efetiva, dependente de parâmetros como constante dielétrica do substrato, espessura, largura da trilha e frequência de operação (f_0).

A constante dielétrica efetiva de um material pode ser descrita como aquela de um meio homogêneo que substituiria as duas regiões diferentes que compõem a linha de microfita – ar e dielétrico. Conforme Schneider (1969), para uma linha de microfita a permissividade efetiva deve estar dentro da faixa $\frac{1+\varepsilon_r}{2} \leq \varepsilon_e \leq \varepsilon_r$, e pode ser calculada através da expressão:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{W}}}, \quad (18)$$

onde h é a espessura do dielétrico e W é a largura da trilha condutora.

Posteriormente, Hammerstad (1975) aprimorou a precisão da equação fazendo:

$$\varepsilon_e = \begin{cases} \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right], & \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}}, & \text{para } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}. \quad (19)$$

Também modificando expressões propostas por Wheeler (1965), Hammerstad (1975) obteve a seguinte razão entre a largura da trilha e a espessura do dielétrico:

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & \text{para } \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right], & \text{para } \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases}. \quad (20)$$

onde:

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right)} \quad (21)$$

e

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (22)$$

Encontrados os valores da permissividade efetiva e da largura da trilha, pode-se calcular sua impedância característica efetiva Z_{0e} através da expressão:

$$Z_{0e} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right), & \text{para } \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]}, & \text{para } \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}. \quad (23)$$

Posteriormente, Hammerstad & Jensen (1980) propuseram equações ainda mais precisas. Para a permissividade efetiva:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{W/h} \right)^{-mn}, \quad (24)$$

onde:

$$m = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + \left[\frac{(W/h)^2}{52}\right]}{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + 0,432} \right\} + \frac{1}{18,7} \ln \left\{ 1 + \left[\frac{(W/h)^3}{18,1}\right] \right\} \quad (25)$$

e

$$n = 0,564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053}. \quad (26)$$

Para a impedância característica:

$$Z_{0e} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln \left[\frac{F}{W/h} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{W/h}\right)^2} \right], \quad (27)$$

onde

$$F = 6 + (2\pi - 6)e^{\left[-\left(\frac{30,666}{W/h}\right)^{0,7528}\right]}. \quad (28)$$

Se a espessura do metal da trilha for levada em conta, as expressões para a sua largura $W(t)$ passam a ser (Bahl & Garg, 1977):

$$\frac{W(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) \right], & \text{para } \frac{W}{h} \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{W}{h} + \frac{1,25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right], & \text{para } \frac{W}{h} \geq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (29)$$

Para a permissividade efetiva, tem-se:

$$\varepsilon_e(t) = \varepsilon_e - \frac{\varepsilon_r - 1}{4,6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}}. \quad (30)$$

A impedância característica deve então ser calculada novamente por meio da equação (23) ou (27) – (28).

Outra expressão para a correção da largura da trilha devido a espessura do substrato (ΔW) foi apresentada por Wheeler (1977):

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \ln \left(\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{W/t + 1,1}\right)^2}} \right). \quad (31)$$

Hammerstad & Jensen (1980) então propuseram algumas modificações na equação (31) de forma que se adaptasse melhor ao caso em que se tem trilhas finas e substratos com baixa constante dielétrica. A correção toma a forma de uma largura efetiva W_e , que por sua vez é composta por duas partes – uma para a espessura da trilha (ΔW_1), e outra que leva em conta a permissividade efetiva do dielétrico (ΔW_r). As respectivas expressões são:

$$\Delta W_1 = \frac{th}{\pi} \ln \left(1 + \frac{4e}{t \coth^2 \left(\sqrt{6,517} \frac{W}{h} \right)} \right) \quad (32)$$

e

$$\Delta W_r = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{\coth^2(\sqrt{\epsilon_r - 1})} \right) \Delta W_1. \quad (33)$$

Dessa forma:

$$W_e = W + \Delta W_r. \quad (34)$$

A permissividade efetiva e a impedância característica devem ser então recalculadas conforme as equações (19) e (23) ou (24) e (27), de modo a levar em conta a espessura da trilha.

Podemos ainda considerar efeitos de atenuação na linha, oriundos tanto do dielétrico quanto do condutor – na maioria dos casos, as perdas no condutor são mais significativas que as perdas no dielétrico. Conforme Pucel *et al.* (1968) a atenuação por perdas no condutor, α_c , pode ser calculada como:

$$\alpha_c = 0,0868 \frac{R_s}{Z_0 W}, \quad (35)$$

onde:

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma}}. \quad (36)$$

é a resistividade de superfície do condutor, σ é a sua condutividade, e μ_0 é a permeabilidade magnética no espaço livre.

No entanto, essa expressão para a atenuação assume uma simplificação onde a distribuição de corrente é uniforme e igual nos condutores, e é válida somente para linhas com grandes larguras ($W/h \rightarrow \infty$). As seguintes expressões derivadas da atenuação por perdas no condutor se mostram mais precisas para o caso em estudo (Bahl & Trivedi, 1977):

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{8,68R_s}{2\pi Z_0 h} P \left\{ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{4\pi W}{t} \right) + \frac{t}{W} \right] \right\}, & \text{para } \frac{W}{h} \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{8,68R_s}{2\pi Z_0 h} PQ, & \text{para } \frac{\pi}{2} < \frac{W}{h} \leq 2 \\ \frac{8,68R_s}{Z_0 h} Q \left\{ \frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[2\pi e \left(\frac{W_e}{2h} + 0,94 \right) \right] \left(\frac{W_e}{h} + \frac{W_e/\pi h}{\frac{W_e}{2h} + 0,94} \right) \right\}, & \text{para } \frac{W}{h} \geq 2 \end{cases}. \quad (37)$$

onde:

$$P = 1 - \left(\frac{W_e}{4h} \right)^2 \quad (38)$$

e

$$Q = 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left[\ln \left(\frac{2h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right]. \quad (39)$$

Agora, para as perdas no dielétrico (α_d) no caso em que se trata de um material não condutor, tem-se:

$$\alpha_d = 0,273 \frac{\epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{\sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1) \lambda_0}, \quad (40)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda para a frequência de projeto f_0 , dado por:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0}. \quad (41)$$

A totalidade das atenuações, α , será então dada por:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d. \quad (42)$$

A constante de fase da onda passa a ser:

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} - j\alpha. \quad (43)$$

As expressões anteriores foram derivadas para o caso quase estático. No entanto, em frequências mais altas tem-se outros efeitos eletromagnéticos que causam variações em parâmetros como constante dielétrica efetiva e impedância característica da linha. Pelo fato de linha de microfita não apresentar um campo totalmente do tipo TEM, sua constante de propagação na realidade não é linear com a frequência, implicando que a constante dielétrica efetiva varia com a frequência, assim como a distribuição da corrente no condutor, também afetada pela sua espessura (Pozar, 2012). Uma vez que frequência de projeto considerada nesse estudo é próxima da faixa de 2 GHz, tais efeitos de frequência não serão tomados em consideração, pois o impacto em 2,4 GHz ainda é baixo, e as equações derivadas anteriormente ainda representam uma boa aproximação para o impacto dos efeitos de curvatura nas linhas (Edwards & Steer, 2016).

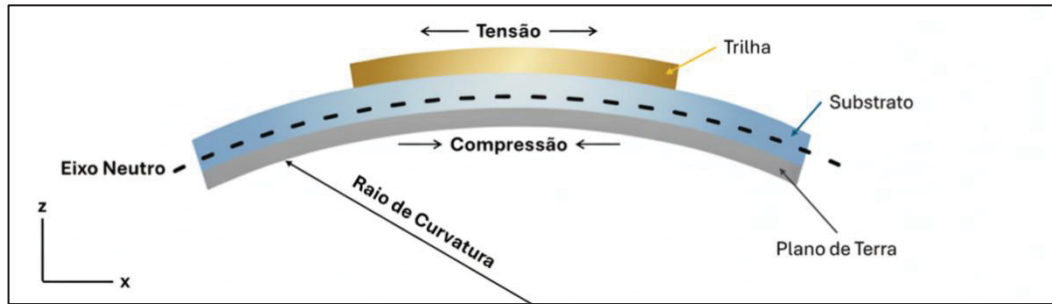
2.5.1 DEFORMAÇÃO POR CURVATURA

Deformações mecânicas em materiais afetam algumas de suas propriedades como permissividade, densidade e transporte de cargas, e consequentemente impactam a performance eletromagnética de dispositivos em termos de, por exemplo, frequência de operação, largura de banda e perdas, principalmente em aplicações de alta frequência. Assim, compreender e modelar a relação entre a deformação mecânica e as propriedades eletromagnéticas de um dispositivo permite adaptar melhor seus designs e projetos de forma que possua uma operação mais robusta (Wang *et al.*, 2024).

Uma deformação mecânica em um substrato afeta sua permissividade dielétrica uma vez que passa a inserir uma variável espacial nessa propriedade. Essa variação por consequência irá afetar a impedância característica, velocidade de fase, constante de atenuação e de propagação, e largura de banda do dispositivo. Conforme

Saleh *et al.* (2021), ao curvar um sistema composto por um filme fino associado a um substrato, a área no topo da estrutura terá uma deformação elástica de tensão, enquanto a parte inferior sofrerá uma deformação elástica de compressão. Regiões do material que estão sob tensão geralmente apresentam uma diminuição em sua densidade local, enquanto as áreas sob compressão passam por um aumento de densidade – tais alterações dessa propriedade consequentemente terão impacto na permissividade do material. Uma representação de um sistema sob deformação mecânica é vista na Figura 9.

FIGURA 9 – DEFORMAÇÃO MECÂNICA EM UMA LINHA DE MICROFITA



FONTE: A autora (2025).

A seguir, serão derivadas expressões para modelagem dos efeitos de curvatura em dispositivos de microfita. Adaptando a equação proposta por Suo (1999), a deformação de superfície (ϵ) através da espessura do substrato (eixo z) pode ser determinada conforme a equação:

$$\epsilon = \left[\eta \frac{(t + h)}{R} \right] \left[\frac{1 + \frac{2t}{h} + \frac{E_c}{E_d} \left(\frac{t}{h} \right)^2}{\left(1 + \frac{t}{h} \right) \left(1 + \frac{E_c}{E_d} \frac{t}{h} \right)} \right], \quad (44)$$

onde η corresponde a um parâmetro de curvatura entre 0 e 1, R ao raio de curvatura a que o substrato está submetido, E_c ao Módulo de Young do condutor, e E_d ao Módulo de Young do substrato.

Considerando o caso em que o Módulo de Young do dielétrico e do condutor são muito próximos ($\frac{E_c}{E_d} \approx 1$), e que a camada condutora é muito mais fina do que a dielétrica ($t \ll h$), a equação (44) pode ser simplificada como:

$$\epsilon = \eta \frac{h}{R}. \quad (45)$$

O parâmetro adimensional η representa uma medida da posição do eixo neutro z_n em relação a espessura do dielétrico. Ele corresponde a uma linha dentro da seção transversal da estrutura onde não há tensão ou compressão, fazendo com que seu comprimento permaneça inalterado ao curvar o dispositivo. O parâmetro pode ser determinado pela equação a seguir:

$$\eta = \frac{z_n}{h}. \quad (46)$$

A posição do eixo neutro, medida a partir da camada inferior do sistema, é:

$$z_n = \frac{\sum_i E_i W_i t_i z_i}{\sum_i E_i W_i t_i}, \quad (47)$$

onde z_i corresponde ao centroide da i -ésima camada da estrutura, medida a partir da superfície inferior em $z = 0$.

A estrutura de microfita em estudo apresenta 3 camadas – plano de terra, dielétrico e trilha condutora. No caso de uma estrutura simétrica onde a espessura das camadas condutoras é a mesma (t) e elas são do mesmo material, isto é, tem o mesmo Módulo de Young (E_c), e onde terra e dielétrico tem a mesma largura (W_d), tem-se:

$$z_n = \frac{E_c W_d t \left(-\frac{t}{2}\right) + E_d W_d h \left(\frac{h}{2}\right) + E_c W_c t \left(h + \frac{t}{2}\right)}{E_c W_d t + E_d W_d h + E_c W_c t}. \quad (48)$$

Se for assumido que o Módulo de Young do dielétrico é negligenciável em relação ao do metal ($E_d \ll E_m$), encontra-se o valor $\eta = 0,5$, mas esse nem sempre é o caso.

Considerando efeitos de acoplamento eletromecânico de ordem linear, é possível escrever a permissividade relativa em função da deformação como:

$$\varepsilon_r(\epsilon) = \varepsilon_r - b\epsilon, \quad (49)$$

onde

$$b = -\frac{d\varepsilon_r}{d\epsilon} \quad (50)$$

é um coeficiente de acoplamento, correspondente a primeira derivada da permissividade relativa em relação a deformação.

Ao deformar o material, ele terá suas dimensões alteradas uma vez que sua densidade é afetada. Primeiramente, consideremos para a dimensão ao longo da direção da força de tensão aplicada, $d_{||}$:

$$d_{||}(\epsilon) = d_{||}(1 + \epsilon). \quad (51)$$

Agora, para a variação de dimensão na direção perpendicular à força, d_{\perp} :

$$d_{\perp}(\epsilon) = d_{\perp}(1 - \nu\epsilon), \quad (52)$$

onde ν é o coeficiente de Poisson do substrato.

Dessa forma, considerando um volume inicial $V_0 = d_{||}d_{\perp}^2$, a variação de volume, ΔV , devido a deformação será dada por:

$$\Delta V = V(\epsilon) - V_0 = V_0(1 - 2\nu)\epsilon, \quad (53)$$

onde $V(\epsilon)$ é o volume final, considerando os efeitos da deformação.

A variação relativa na densidade de partículas do material (ΔD) então se relaciona à deformação e ao coeficiente de Poisson conforme:

$$\frac{\Delta D}{D} = -\epsilon(1 - 2\nu). \quad (54)$$

A relação de Clausius-Mossotti (Montgomery *et al.*, 1948; Aspnes, 1981) associa a deformação com a densidade de dipolo elétrico (D) através da expressão:

$$\epsilon_r(\epsilon) = \frac{1 + 2MD}{1 - MD}, \quad (55)$$

onde $M = \gamma/3\epsilon_0$ é uma constante proporcional a polarizabilidade molecular γ . Assim, derivando a equação (50) em relação a deformação, e tomando as equações (54) e (55), obtém-se:

$$\begin{aligned} b = -\frac{d\epsilon_r}{d\epsilon} &= -\frac{d\epsilon_r}{dD} \frac{dD}{d\epsilon} = D(1 - 2\nu) \frac{2M(1 - MD) + M(1 + 2MD)}{(1 - MD)^2} = \frac{3MD(1 - 2\nu)}{(1 - MD)^2} \\ &= \frac{(1 - 2\nu)(\epsilon_r - 1)(\epsilon_r + 2)}{3}. \end{aligned} \quad (56)$$

Agora, uma linha de microfita ideal, onde os efeitos de atenuação no condutor e dielétrico são desprezíveis, pode ser caracterizada por dois parâmetros – indutância (\underline{L}) e capacitância (C) por unidade de comprimento, dependentes das propriedades do material e um fator geométrico (F_g) conforme:

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r F_g \quad (57)$$

e

$$\underline{L} = \mu_0 F_g^{-1}. \quad (58)$$

Assumindo que o material não apresenta propriedades magnéticas relevantes, isso é, sua permeabilidade magnética μ pode ser considerada como a do vácuo, pode-se escrever a velocidade de fase e impedância característica como:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\underline{L}C}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}} \quad (59)$$

e

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\underline{L}}{C}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0} \frac{F_g^{-1}}{\sqrt{\varepsilon_e}}} = 120\pi \frac{F_g^{-1}}{\sqrt{\varepsilon_e}}. \quad (60)$$

Dessa forma, se forem tomadas as relações de impedância característica descritas na equação (19) proposta por Hammerstad (1975), o fator geométrico associado a impedância característica pode ser escrito como:

$$F_g^{-1} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{8}{u} + \frac{u}{4}\right), & \text{para } u \leq 1 \\ \frac{1}{u + 1,393 + 0,667 \ln(u + 1,444)}, & \text{para } u \geq 1 \end{cases}. \quad (61)$$

onde $u = W/h$.

Como comentado anteriormente, uma vez que o substrato é submetido a uma deformação mecânica, propriedades como constante dielétrica efetiva e dimensões geométricas são afetadas. Com base nas equações (60), (59) e (17), algumas dessas mudanças podem ser descritas através das relações a seguir:

$$\frac{dZ_0}{d\epsilon} = Z_0 \left(\frac{1}{F_g^{-1}} \frac{dF_g^{-1}}{d\epsilon} - \frac{1}{2\epsilon_e} \frac{d\epsilon_e}{d\epsilon} \right), \quad (62)$$

$$\frac{dv_p}{d\epsilon} = -\frac{v_p}{2\epsilon_e} \frac{d\epsilon_e}{d\epsilon} \quad (63)$$

e

$$\frac{d\beta}{d\epsilon} = \frac{d\beta}{dv_p} \frac{dv_p}{d\epsilon} = -\frac{\beta}{v_p} \frac{dv_p}{d\epsilon}. \quad (64)$$

Agora, assumindo que $dh/d\epsilon = -h\nu$ e $dW/d\epsilon = W \cos \varphi$, onde φ denota o ângulo entre a direção da dimensão W e o eixo no qual a deformação é aplicada, e baseando-se nas equações (50) e (19):

$$\frac{d\epsilon_e}{d\epsilon} = -\frac{b}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{u}}} \right) + 3 \frac{(\epsilon_r - 1)}{u} \left(1 + \frac{12}{u} \right)^{-\frac{3}{2}} (\nu + \cos \varphi). \quad (65)$$

A permissividade efetiva corrigida, levando em conta o efeito de curvatura será então dada por:

$$\epsilon_e(\epsilon) = \epsilon_e + \frac{d\epsilon_e}{d\epsilon} \epsilon. \quad (66)$$

Pela equação (62), observa-se que a impedância característica corrigida depende tanto de um parâmetro relacionado as propriedades do material $\left(\frac{d\epsilon_e}{d\epsilon} \right)$ quanto da geometria $\left(\frac{dF_g^{-1}}{d\epsilon} \right)$. Assim, escreve-se:

$$\frac{dF_g^{-1}}{d\epsilon} = \frac{dF_g^{-1}}{du} \frac{du}{d\epsilon} = u \frac{dF_g^{-1}}{du} (\nu + \cos \varphi), \quad (67)$$

onde, conforme a equação (61):

$$\frac{dF_g^{-1}}{du} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \left(\frac{0,25 - \frac{8}{u^2}}{\frac{8}{u} + \frac{8}{u^2}} \right), & \text{para } u \leq 1 \\ -\frac{1 + \frac{0,667}{u + 1,444}}{[u + 1,393 + 0,667 \ln(u + 1,444)]^2}, & \text{para } u \geq 1 \end{cases}. \quad (68)$$

É possível então obter a impedância característica, velocidade de fase e constante de fase corrigidas através da aplicação das equações (62 – 64).

3 MATERIAIS E MÉTODOS

Primeiramente foi realizada uma revisão da literatura acerca de materiais flexíveis, e então sobre eletrônicos, antenas e filtros construídos sob eles, de forma a entender melhor a sua utilização, aplicação e características. Foram pesquisadas equações consolidadas para cálculo das dimensões, permissividade e impedância de linhas de microfita para seu estado em repouso.

As equações foram então aplicadas através de algoritmo de modo a projetar-se filtros passa-faixa multi-*stubs* em operação a 2,4 GHz, e obter alguns de seus parâmetros eletromagnéticos para seu estado em repouso. Para comparação, os filtros projetados através do algoritmo foram desenhados e simulados em CAD.

Por fim, com equações de deformação mecânica para linhas de microfita, foram derivadas novas relações de modo a implementar no algoritmo os efeitos de curvatura nos filtros projetados em suas características de permissividade, impedância e dimensões. Os resultados para todos os filtros e estados foram então comparados e analisados.

3.1 IMPLEMENTAÇÃO EM ALGORITMO

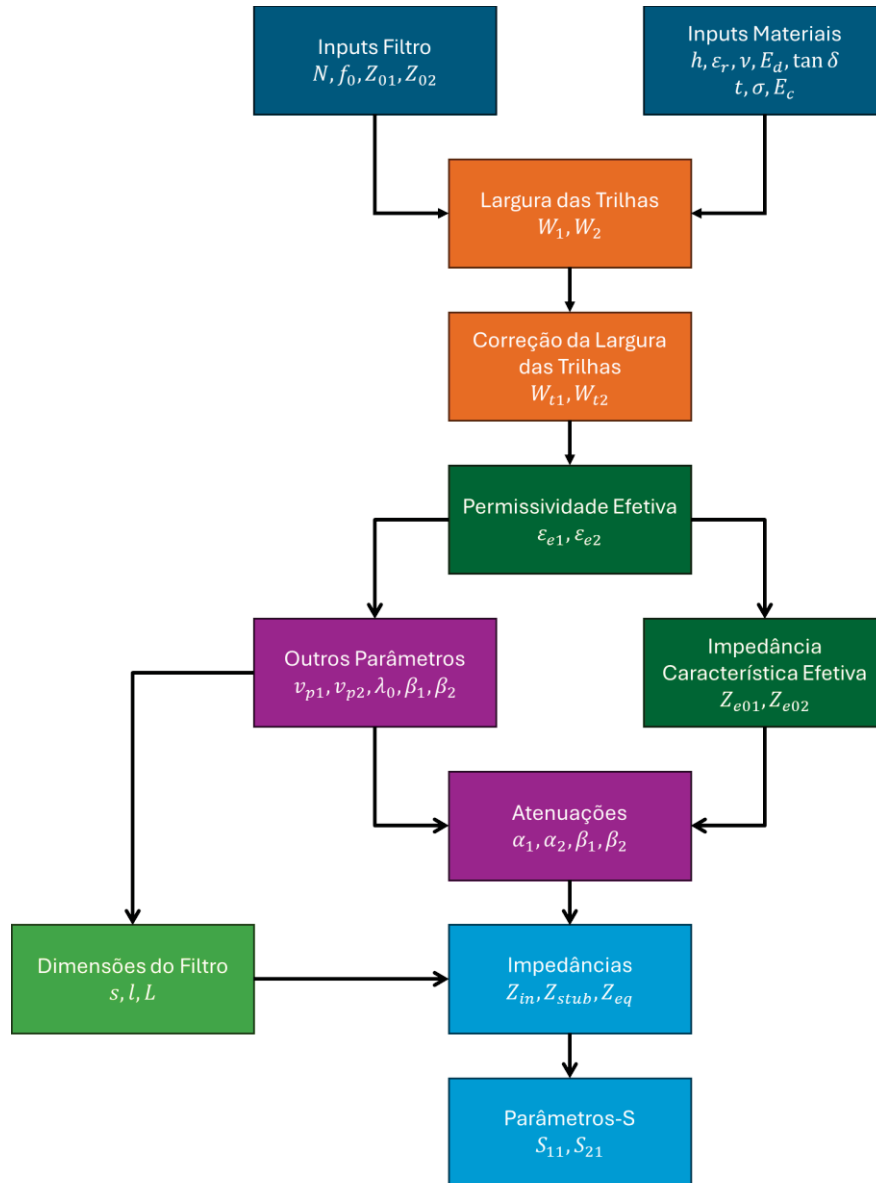
A revisão da literatura realizada de forma a obter equações aplicáveis para dispositivos de microfita foi detalhada na seção 2.5. Para implementá-las em algoritmo foi utilizado o software MATLAB, mas como as expressões foram aplicadas diretamente em script e nenhum pacote de extensão ou ferramenta adicional foram utilizados, outros softwares semelhantes e gratuitos como o Octave e o Scilab poderiam também ter sido utilizados.

3.1.1 Repouso

Uma vez que busca-se obter os parâmetros S_{11} e S_{21} dos filtros projetados, conforme as equações apresentadas na seção 2.3.1, é necessário determinar impedâncias características, constantes de fase e comprimentos do sistema de microfita, o que por sua vez é realizado através do cálculo de outros parâmetros eletromagnéticos conforme exposto na seção 2.5.

O fluxograma da Figura 10, a seguir, ilustra a sequência dos passos aplicados no algoritmo em um primeiro momento, de modo a projetar os filtros e obter suas características para o estado em repouso, sem deformação.

FIGURA 10 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO (FILTRO EM REPOUSO)



FONTE: A autora (2025).

Primeiramente, é necessário definir alguns parâmetros de projeto do filtro, como número de *stubs* (N), frequência de operação (f_0) e impedância característica da trilha principal e do(s) *stub*(s), além dos materiais a serem empregados. Para o presente estudo, serão considerados filtros de 1, 2 e 3 *stubs* em aberto, construídos sob FR-4 e cobre, com operação em 2,4 GHz e impedância característica $Z_{01} = 50\Omega$ para a trilha principal, e $Z_{02} = 30\Omega$ para o(s) *stub*(s). Para o dielétrico define-se valores de espessura ($h = 0,2\text{ mm}$), permissividade relativa ($\epsilon_r = 4,4$), coeficiente de Poisson ($\nu = 0,13$), Módulo de Young ($E_d = 24\text{ GPa}$) e tangente de perdas ($\tan \delta = 0,02$), e para o condutor, espessura ($t = 35\text{ }\mu\text{m}$), condutividade ($\sigma = 58\text{ S/mm}^2$) e Módulo de Young ($E_c = 130\text{ GPa}$).

Através da permissividade relativa do dielétrico e das impedâncias características definidas para o projeto, é possível determinar a largura W_1 da trilha principal e W_2 do(s) *stub*(s) através das equações (20) – (22) propostas por Hammerstad (1975). Então, de modo a levar em conta a espessura dos condutores, calcula-se a correção de suas larguras (W_{t1}, W_{t2}) através das equações (32) – (34) de Hammerstad & Jensen (1980). Obtidas essas dimensões, torna-se possível calcular as permissividades elétricas efetivas ($\varepsilon_{e1}, \varepsilon_{e2}$) e novas impedâncias características (Z_{e01}, Z_{e02}) por meio das equações (19) e (23), respectivamente.

Com os valores finais das permissividades efetivas é então possível determinar as velocidades de fase (v_{p1}, v_{p2}), constantes de fase (β_1, β_2) e comprimento de onda na frequência de projeto (λ_0) por meio das equações (16) e (17) e (41), respectivamente.

Os comprimentos L da linha central e s do(s) *stub*(s), além da separação l entre esses últimos são dados por:

$$L = l(N - 1), \quad (69)$$

$$s = \frac{\lambda_0}{2}, \quad (70)$$

e

$$l = \frac{\lambda_0}{4}. \quad (71)$$

Através da condutividade do metal e tangente de perdas do substrato, leva-se em conta os efeitos de atenuação no condutor (α_c) e no dielétrico (α_d) por meio do uso das equações (36) – (40) de Bahl & Trivedi (1977), e corrige-se as constantes de fase (β_1, β_2) pelas equações (42) e (43).

A impedância do(s) *stub*(s) será dada pela equação (2), enquanto a impedância da trilha principal é a própria Z_{01} . A impedância equivalente Z_{eq} resultante da associação em paralelo da impedância característica da linha central e da impedância do primeiro *stub* (Z_{stub}) será dada por:

$$Z_{eq} = \frac{Z_{01}Z_{stub}}{Z_{01} + Z_{stub}}. \quad (72)$$

A impedância de entrada vista a uma distância l de Z_{eq} , e que fica em paralelo com o *stub* seguinte, pode ser calculada como:

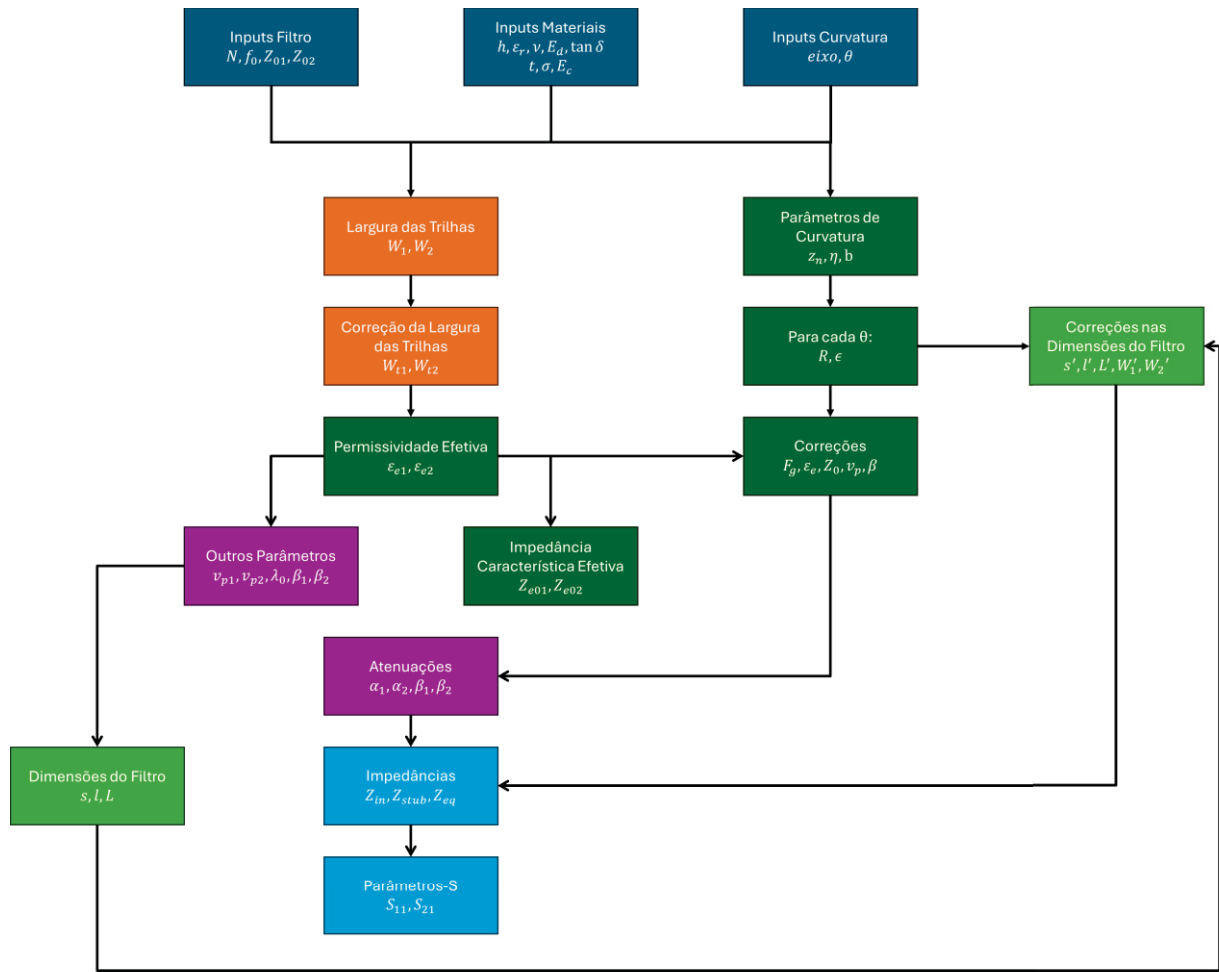
$$Z_{in} = \frac{Z_{01}[Z_{eq} + jZ_{01} \tan(\beta_1 l)]}{Z_{01} + jZ_{eq} \tan(\beta_1 l)}. \quad (73)$$

Então, repete-se o procedimento para os $N - 1$ *stubs* faltantes por meio das equações (72) e (73), considerando Z_{01} como tendo o valor da última Z_{in} calculada. Por fim, com a impedância de entrada é possível determinar os parâmetros S_{11} e S_{21} através das equações (8) e (9), e então obter suas curvas na frequência.

3.1.2 Curvatura

As equações para cálculo da deformação mecânica e novas permissividade, velocidade de fase e impedância característica conforme o raio de curvatura a que o filtro é submetido foram então aplicadas no script do MATLAB. O fluxograma da Figura 11 ilustra a nova sequência de passos dos cálculos realizados.

FIGURA 11 – FLUXOGRAMA DO ALGORITMO (FILTRO SOB CURVATURA)



FONTE: A autora (2025).

Primeiramente, atribui-se o eixo no qual será aplicada a curvatura no filtro – x ou y. Na sequência, determina-se o valor do parâmetro adimensional η através das equações (48) e (46) e, então, para cada ângulo de curvatura definido (θ), calcula-se o raio (R) conforme:

$$R = \begin{cases} \frac{L}{\theta}, & \text{para eixo} = y \\ \frac{2s + W_2}{\theta}, & \text{para eixo} = x \end{cases} \quad (74)$$

A deformação mecânica (ϵ) é então encontrada por meio da equação (44) proposta por Suo (1999), e o coeficiente de acoplamento b é obtido via equação (56). Com as permissividades efetivas e impedâncias características da trilha principal e do(s) *stub*(s) encontradas inicialmente para o caso do filtro em repouso através das equações (19) e (23) de Hammerstad (1975), determina-se através das equações

(61) – (68), as correções por efeitos de curvatura dos parâmetros de fator geométrico, permissividade efetiva, impedância característica, velocidade de fase e constante de fase.

Então, a depender do eixo de curvatura, aplica-se as alterações nas dimensões das trilhas do filtro conforme:

- Se a deformação é aplicada no eixo y , o comprimento L da trilha principal e da separação l entre *stubs* aumenta, assim como a largura W_2 do(s) *stub(s)*. O comprimento s de cada *stub* se mantém;
- Se a deformação ocorre no eixo x , o comprimento s do(s) *stub(s)* aumenta, assim como a largura W_1 da trilha principal. A distância l entre *stubs* se mantém.

O novo valor da respectiva dimensão que sofre um aumento é determinado através da relação:

$$x' = x(1 + \epsilon), \quad (75)$$

onde x corresponde ao valor original da dimensão, seja ela uma largura ou comprimento, e ϵ é a deformação calculada.

Obtidas as dimensões para o filtro curvado, calcula-se as atenuações no dielétrico e condutor da mesma maneira que para o caso em repouso – aplicando-se as equações (36) – (40) de Bahl & Trivedi (1977), e corrigindo-se a constante de fase pelas equações (42) e (43). Também analogamente ao caso em repouso, obtém-se as impedâncias da trilha e do(s) *stub(s)* pelas equações (2) e (3), e as impedâncias equivalente e de entrada conforme (72) e (73). Os parâmetros-S são encontrados via equações (8) e (9), e assim se obtém as correspondentes curvas na frequência.


3.2 IMPLEMENTAÇÃO EM SOFTWARE

Obtidas as dimensões para os filtros de 1, 2 e 3 *stubs*, em repouso, através da implementação do algoritmo, desenhou-se os correspondentes dispositivos no HFSS – um software 3D pago, amplamente empregado para simulações eletromagnéticas. Foi utilizado o pacote *Ansys Electronic Desktop*, atrelado a uma licença de estudante válida por 1 ano.

No software, foram utilizados os mesmos materiais empregados no algoritmo – substrato de FR-4 e condutores de cobre – e os mesmos valores para as respectivas

constantes de cada um ($\epsilon_r, \tan \delta, \sigma$). A Figura 12, retirada do HFSS, ilustra tais características dos materiais. As espessuras de cada camada também foram desenhadas conforme os valores definidos de $h = 0,2\text{ mm}$ para o substrato e $t = 35\text{ }\mu\text{m}$ para as camadas de cobre (trilha e plano de terra), e os comprimentos das trilhas seguiram os resultados encontrados via algoritmo.

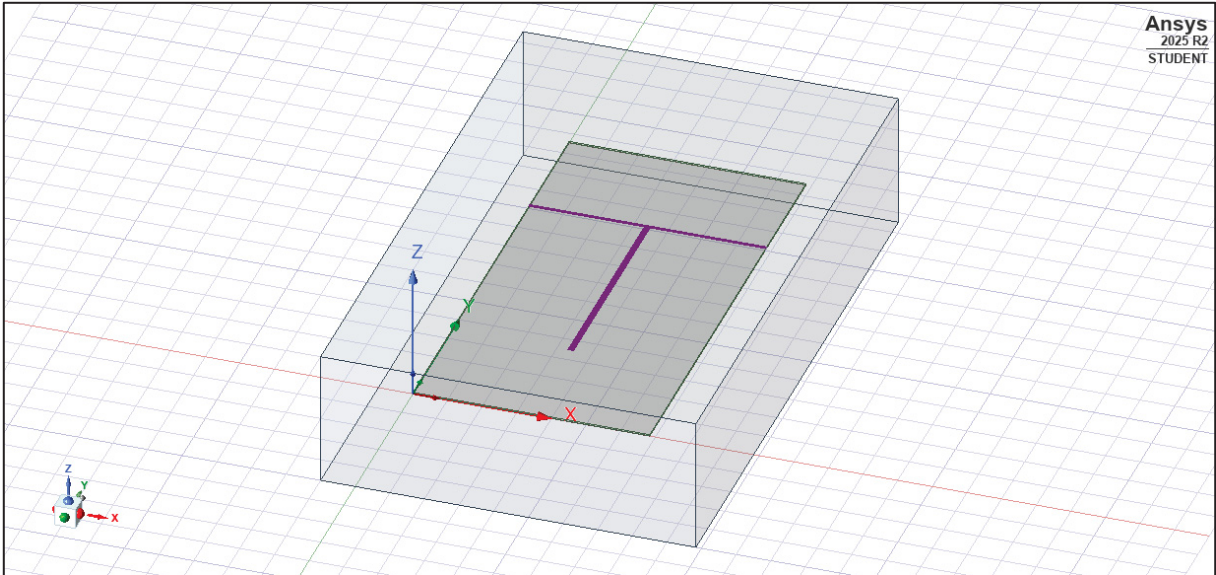
FIGURA 12 – PARÂMETROS DOS MATERIAIS NO HFSS

	Name	Location	Origin	Relative Permittivity	Relative Permeability	Bulk Conductivity	Dielectric Loss Tangent
	FR4_epoxy	Project	Materials	4.4	1	0	0.02
	air	Project	Materials	1.0006	1.0000004	0	0
	copper	Project	Materials	1	0.999991	58000000	0

FONTE: A autora (2025).

Realizado o desenho das trilhas e camadas do filtro em questão, foi inserida uma caixa de ar ao redor da estrutura de forma a limitar o espaço de simulação e atuar como uma fronteira limite de radiação. Conforme o guia *Ansys HFSS Getting Started* (© 2020), é recomendado que essa delimitação esteja a uma distância de ao menos $\lambda/4$ de cada direção do dispositivo. A Figura 13 mostra a caixa inserida no projeto do filtro de 1 stub.

FIGURA 13 – CAIXA DE AR PARA 1 STUB

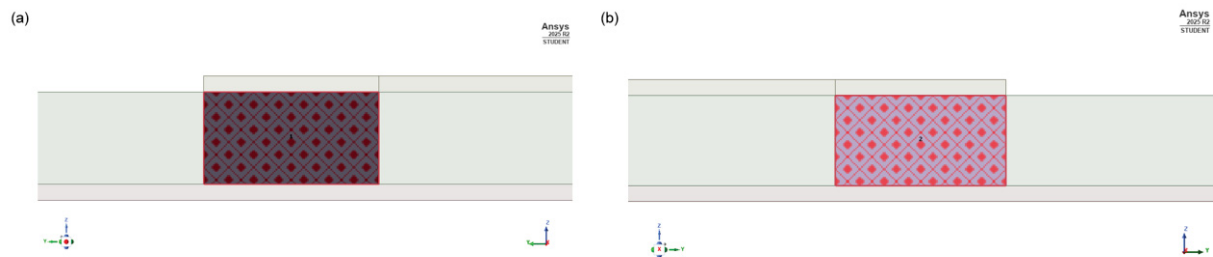


FONTE: A autora (2025).

Outra condição de fronteira padrão do software HFSS é a de condutor elétrico perfeito, atribuída às camadas da trilha e do terra, de forma a impossibilitar que energia do modelo saia do espaço de simulação definido.

Uma vez que o filtro projetado se trata de uma estrutura de microfita, as portas para excitação do circuito foram definidas como do tipo *lumped* – concentradas – se estendendo da trilha condutora até o plano de terra. Foi atribuída a impedância de $50\ \Omega$ a cada uma delas. A Figura 14 mostra as portas de entrada e saída do filtro, tocando as camadas de trilha e terra.

FIGURA 14 – PORTAS DO CIRCUITO



FONTE: A autora (2025).

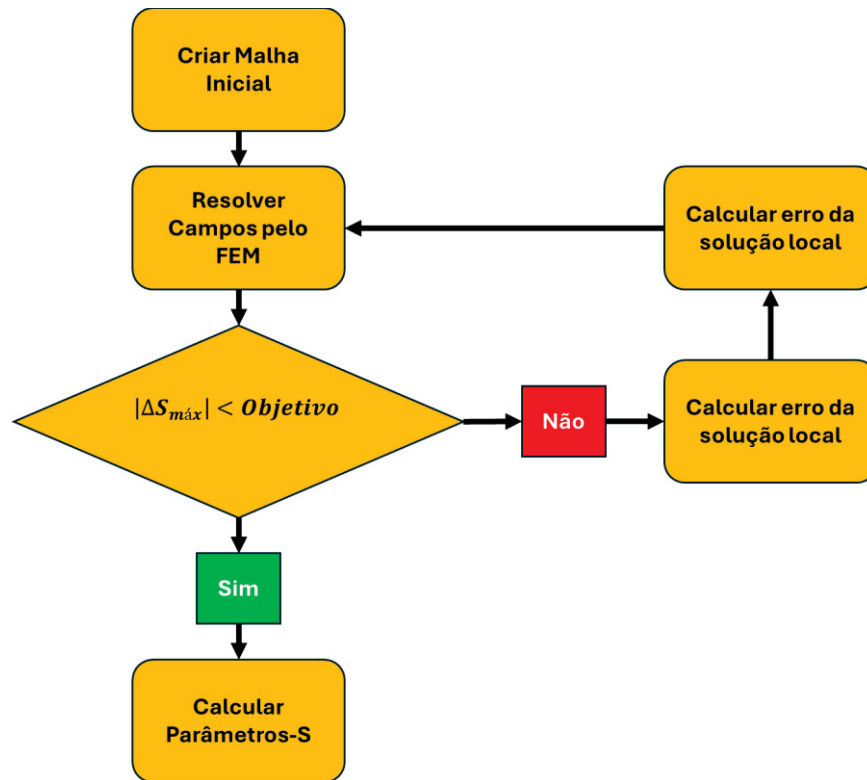
LEGENDA: a) Porta de entrada do filtro.

b) Porta de saída do filtro.

Os filtros foram então simulados de modo a obter-se suas curvas de parâmetros de espalhamento. No HFSS, as simulações eletromagnéticas são realizadas por meio do Método dos Elementos Finitos (FEM) – tal método se baseia na divisão da geometria em regiões menores (tetraedros), que por sua vez formam uma malha cujo tamanho tem impacto direto na precisão dos resultados obtidos e requerimentos computacionais para executar as simulações. O software usa de processos iterativos de forma a adaptar e refinar a malha, e assim encontrar soluções de campo para os elementos finitos de modo que satisfaçam as equações de Maxwell e as condições de contorno. Gera-se, então, a matriz de solução com os parâmetros-S.

É importante ressaltar que a convergência das simulações é quantificada através do parâmetro Delta-S (ΔS), cujo valor corresponde a variação de magnitude dos parâmetros-S (ou distribuição de campo elétrico) entre dois passos consecutivos. Quando os resultados variam menos do que o Delta-S especificado, a análise é considerada concluída. Caso contrário, o simulador continua a análise até atingir um número de passos arbitrado. Uma ilustração do processo empregado no HFSS é mostrada na Figura 15.

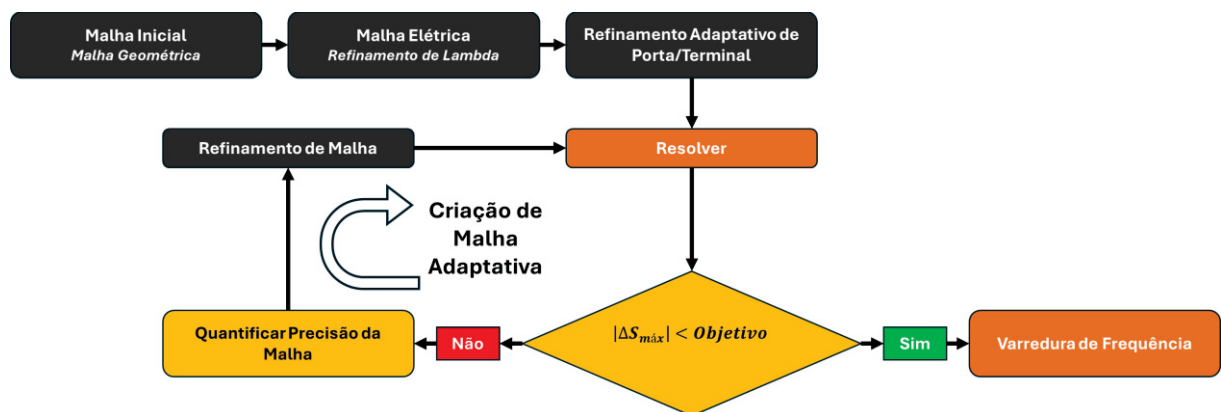
FIGURA 15 – PROCESSO DE CÁLCULO DE SOLUÇÃO NO HFSS (I)



FONTE: A autora (2025).

Vale observar que as portas (ou terminais) desenhados para excitação do circuito também sofrem o processo de refinamento de malha, conforme ilustrado na Figura 16.

FIGURA 16 – PROCESSO DE CÁLCULO DE SOLUÇÃO NO HFSS (II)

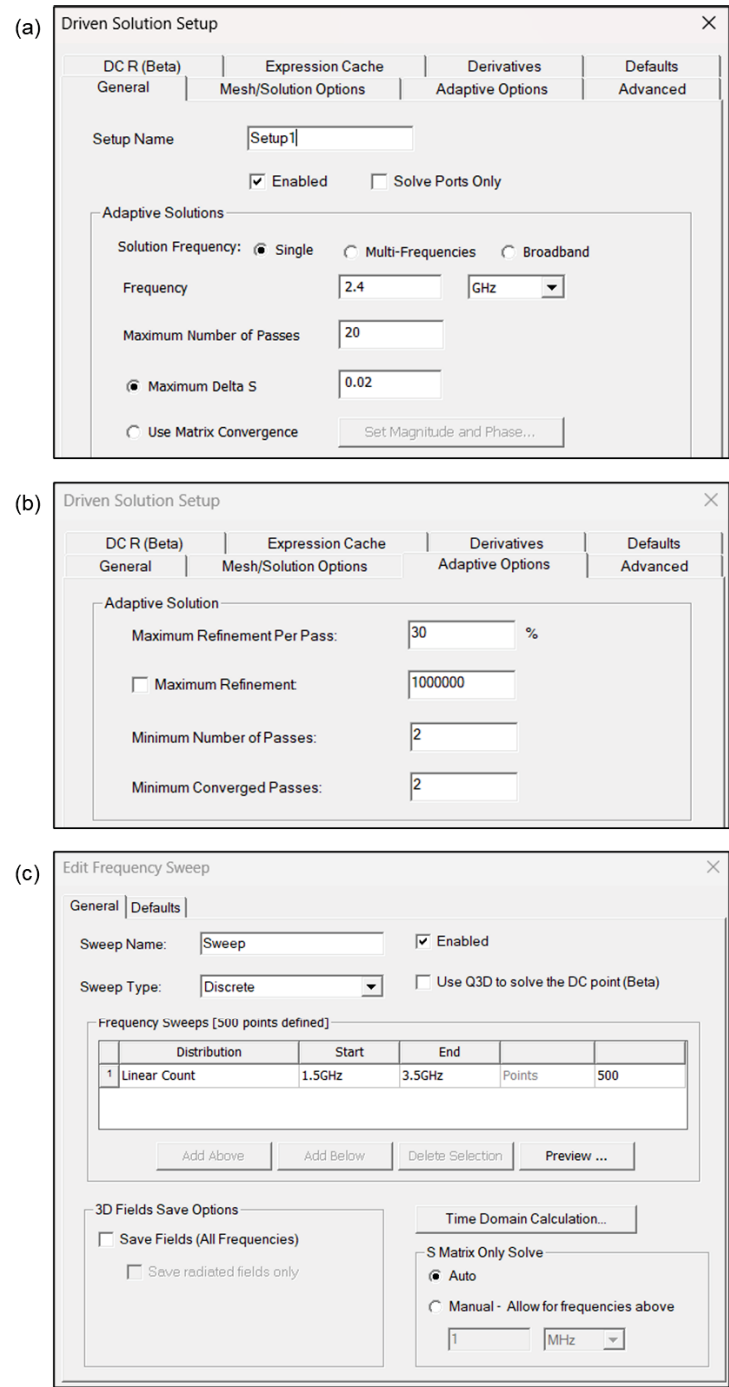


FONTE: A autora (2025).

Maiores detalhes sobre os tipos de simulação do software HFSS e suas características podem ser encontrados em *An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts and Use* (© 2013) e *Ansys HFSS Getting Started* (© 2020).

Para obtenção das características eletromagnéticas dos filtros projetados, os valores atribuídos aos parâmetros da simulação foram de $\Delta S \leq 0,02$ e 2 passos mínimos e 20 passos máximos para convergência da solução. O tipo de varredura na frequência foi do tipo discreto, de 1,5 GHz a 3,5 GHz, com 500 pontos. Os parâmetros de simulação utilizados no HFSS são resumidos na Figura 17.

FIGURA 17 – PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO



FONTE: A autora (2025).
LEGENDA: a) Máximo Delta-S.
b) Mínimo de passos para convergência.
c) Parâmetros de varredura na frequência.

Ainda que o software HFSS permita realizar a simulação de dispositivos sujeitos a uma curvatura, não foi possível obter resultados confiáveis nas simulações eletromagnéticas dos filtros projetados de 1, 2 e 3 *stubs*. Quando o dispositivo é curvado no software, suas portas também devem ser adaptadas, e o processo de refinamento de malha mencionado anteriormente entra em ação, aumentando a quantidade de tetraedros. No entanto, como a versão do software aqui utilizada se trata de uma demonstração para estudantes, a quantidade de tetraedros da malha adaptativa gerada é limitada, o que por sua vez impede a simulação e faz com que a convergência das soluções não seja atingida caso a quantidade de passos seja diminuída.

3.3 ANÁLISE DE RESULTADOS

Curvas com os resultados de parâmetros-S foram obtidas via algoritmo para os filtros em repouso, e comparadas aos resultados simulados no HFSS também plotados no software MATLAB, de forma a serem analisados e comparados, e por sua vez verificar se de fato os resultados de projeto do algoritmo proposto se aproximam daqueles de uma ferramenta paga.

Para o caso dos filtros sob curvatura, foram obtidos traços dos parâmetros-S via algoritmo, para sentidos distintos de deformação e diferentes raios de curvatura, além de diferente quantidade de *stubs* no filtro. Com isso, analisou-se o impacto da deformação mecânica em parâmetros de performance dos dispositivos.

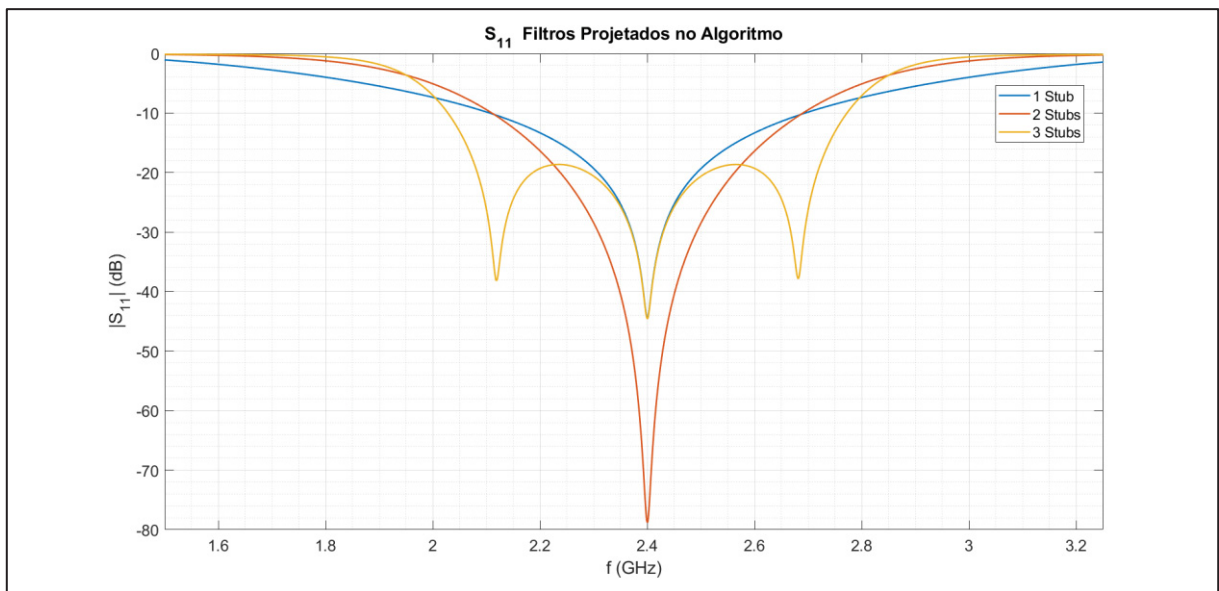
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 FILTRO EM REPOUSO

4.1.1 Algoritmo

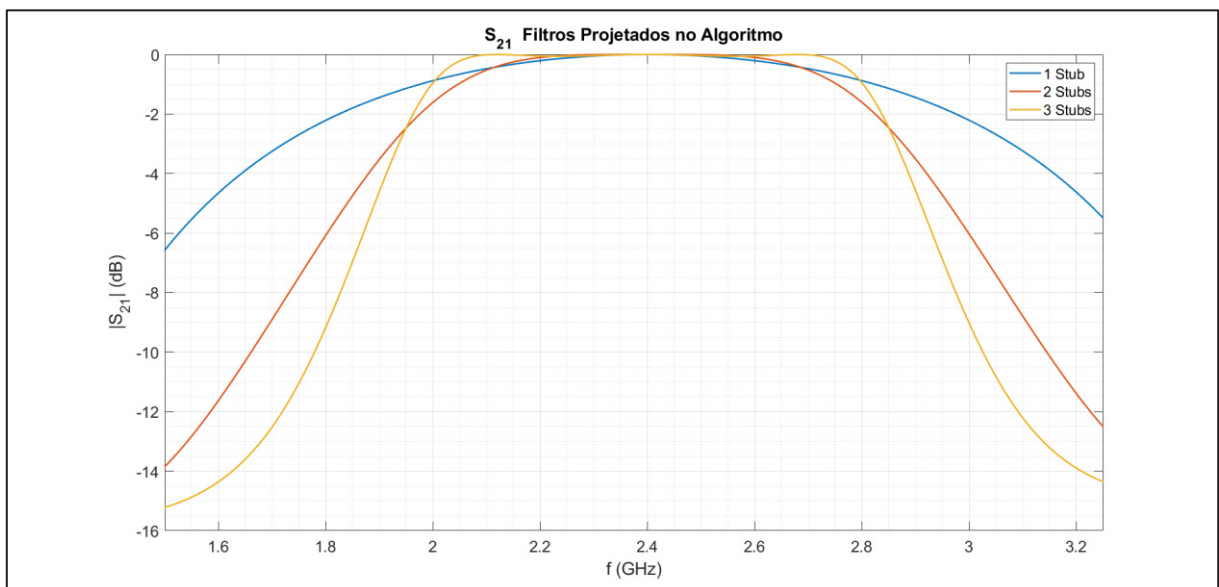
As curvas de parâmetros-S para os filtros projetados via algoritmo são mostradas na Figura 18 e Figura 19, a seguir. A Tabela 2 resume as características de frequência de operação, parâmetros-S e largura de banda conforme o número de *stubs*.

FIGURA 18 – S_{11} PARA FILTROS PROJETADOS VIA ALGORITMO



FONTE: A autora (2025).

FIGURA 19 – S_{21} PARA FILTROS PROJETADOS VIA ALGORITMO



FONTE: A autora (2025).

TABELA 2 – PARÂMETROS PARA FILTROS PROJETADOS

N	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	BW [MHz]
1	2,40	-44,42	-0,00840000	578
2	2,40	-78,80	-0,00000005	580
3	2,40	-44,58	-0,00780000	744

FONTE: A autora (2025).

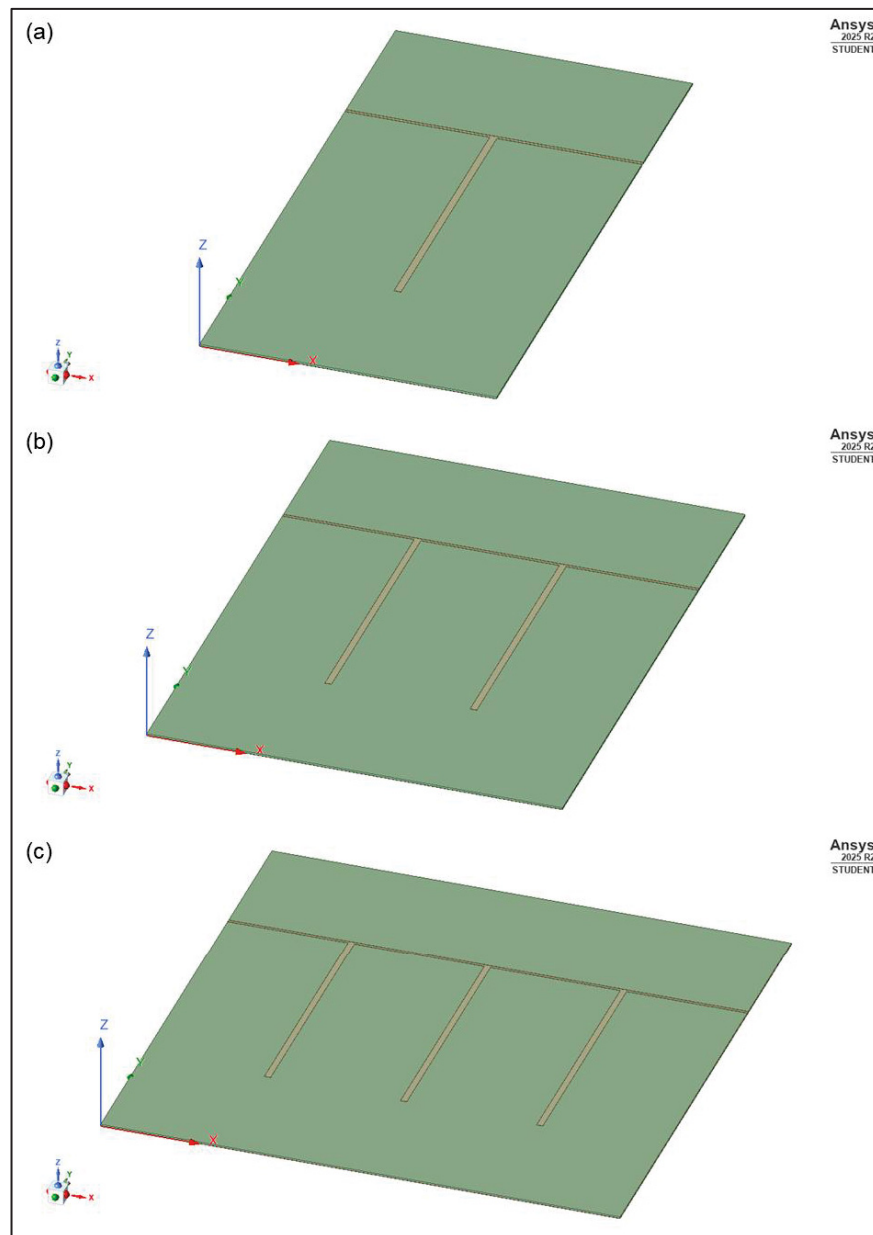
Observa-se que, conforme foi definido como parâmetro de projeto, todos os filtros apresentam uma frequência de operação de 2,4 GHz. Quanto a seus parâmetros-S, as magnitudes dos valores de S_{11} são bastante negativas, as de S_{21} são muito próximas de zero, implicando baixas perdas no sistema e excelente performance do filtro.

Agora, nota-se que conforme a quantidade de *stubs* foi sendo aumentada, a largura de banda foi sendo expandida. Tomando o padrão de rede sem fio IEEE 802.11n, que abrange aplicações de Rede Celular, WLAN, internet sem fio (Wi-Fi) e ISM para a frequência central de 2,4 GHz, observa-se que os filtros propostos tem banda bastante larga se comparados a um único canal do padrão, que apresenta até 40 MHz de banda. Por outro lado, se olharmos para a faixa de canais do padrão como um todo, para até 3 *stubs* ela não foi completamente coberta – seria necessário aumentar o número de *stubs* ou a espessura do substrato de modo a expandir a largura de banda, ou modificar o valor atribuído para a impedância característica dos *stubs*, isso é, a largura da sua trilha.

4.1.2 Comparação entre Algoritmo e Simulador

Os filtros com 1, 2 e 3 *stubs* projetados sob FR-4 e cobre através do algoritmo foram então desenhados em CAD, no software HFSS, e podem ser visualizados na Figura 20.

FIGURA 20 – FILTROS DESENHADOS EM CAD



FONTE: A autora (2025).

LEGENDA: a) Filtro com 1 stub.
b) Filtro com 2 stubs.
c) Filtro com 3 stubs.

As dimensões encontradas via algoritmo para as trilhas dos filtros projetados são resumidas na Tabela 3.

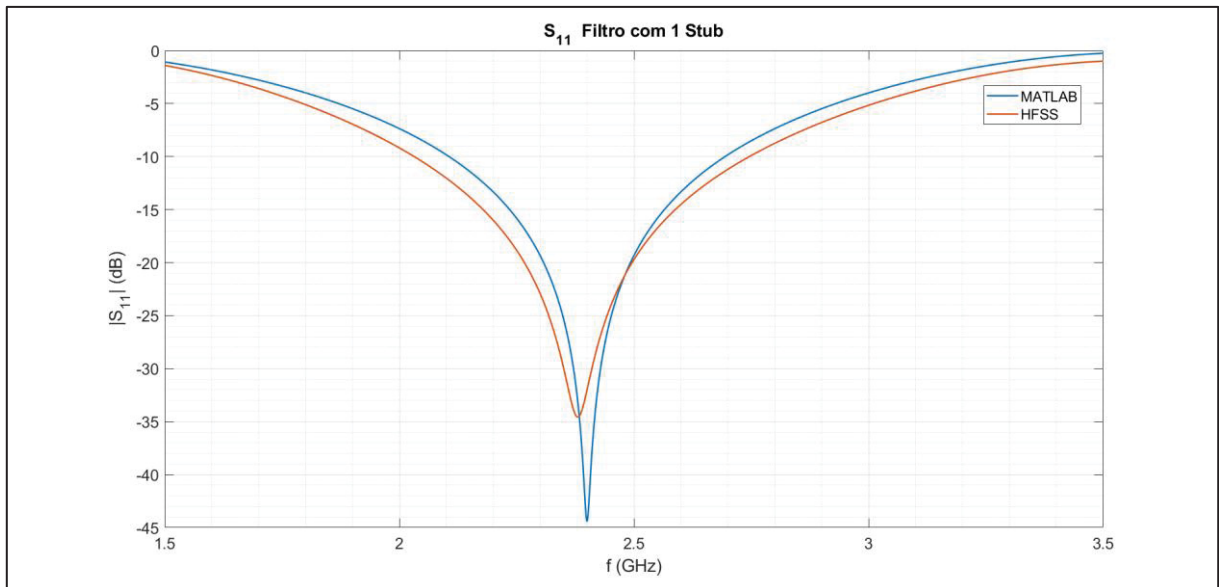
TABELA 3 – DIMENSÕES DOS FILTROS PROJETADOS

N	L [mm]	s [mm]	l [mm]	W_1 [mm]	W_2 [mm]
1	34,2	33,1	17,1	0,38	0,82
2	51,3	33,1	17,1	0,38	0,82
3	68,5	33,1	17,1	0,38	0,82

FONTE: A autora (2025).

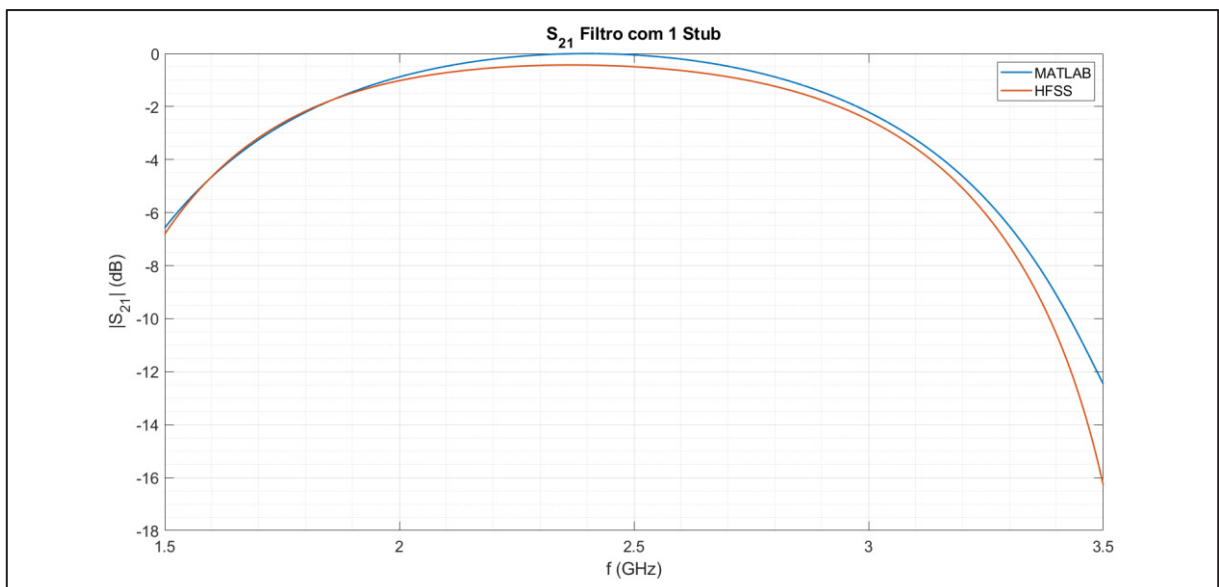
Os resultados em termos de perda de retorno e perda de inserção obtidos via algoritmo e os simulados pelo HFSS serão exibidos a seguir. A Figura 21 e Figura 22 mostram, respectivamente, as curvas de S_{11} e S_{21} para o filtro projetado de 1 *stub*, e a Tabela 4 resume suas características de frequência de operação, parâmetros-S e largura de banda.

FIGURA 21 – S_{11} PARA FILTRO DE 1 STUB EM REPOUSO



FONTE: A autora (2025).

FIGURA 22 – S_{21} PARA FILTRO DE 1 STUB EM REPOUSO



FONTE: A autora (2025).

TABELA 4 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 1 STUB (REPOUSO)

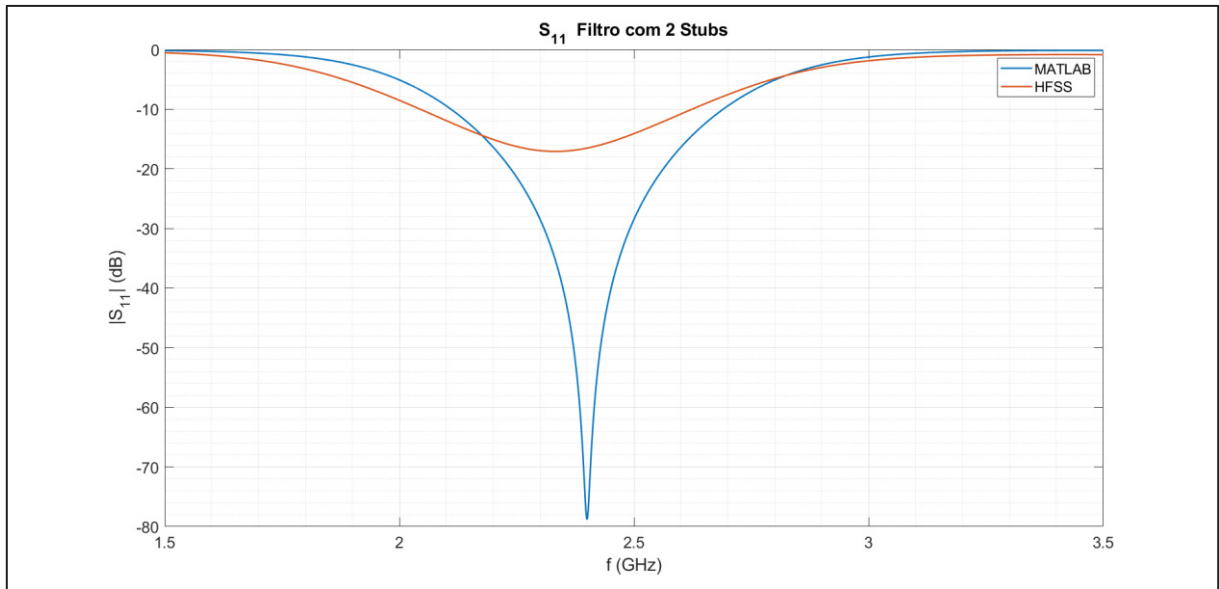
FILTRO COM 1 STUB				
Método	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	BW [MHz]
Algoritmo	2,40	-44,42	-0,0084	578
CAD	2,38	-34,59	-0,4302	709

FONTE: A autora (2025).

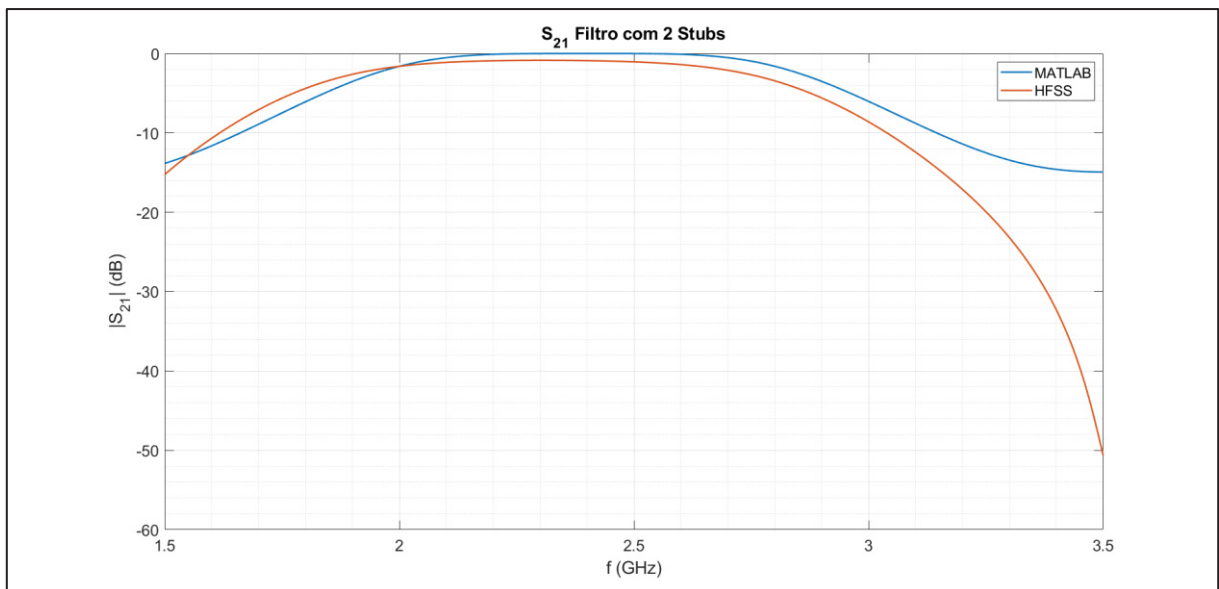
O desvio máximo de frequência, perda de retorno, perda de inserção e largura de banda foram, respectivamente: 20 MHz, 9,83 dB, 0,42 dB e 131 MHz.

Observa-se que a frequência de operação foi muito semelhante para os dois métodos – conclui-se que as dimensões do filtro foram calculadas de maneira satisfatória pelo algoritmo, onde inicialmente havia se definido a frequência de projeto como 2,4 GHz. Ainda que os parâmetros-S e largura de banda para ambos os cálculos também se aproximem bastante, existe uma diferença mais significativa nas magnitudes da perda de retorno e de inserção – os valores encontrados via algoritmo parecem mais ideias, implicando um filtro com maior performance. Ainda que efeitos de perdas no dielétrico e no condutor tenham sido considerados no algoritmo, o modelo não levou em conta, por exemplo, efeitos de dispersão, que por sua vez impactam as características eletromagnéticas do filtro na frequência. Não fica claro quais as atenuações e efeitos considerados no cálculo numérico do HFSS, e essa diferença pode justificar os desvios encontrados para a magnitude dos parâmetros-S e largura de banda.

Agora, para o filtro projetado de 2 *stubs*, os resultados obtidos via algoritmo e via simulador em termos de perda de retorno e de inserção são exibidos na Figura 23 e Figura 24. A Tabela 5 mostra as respectivas características de frequência de operação, parâmetros-S e largura de banda.

FIGURA 23 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS EM REPOUSO

FONTE: A autora (2025).

FIGURA 24 – S_{21} PARA FILTRO DE 2 STUBS EM REPOUSO

FONTE: A autora (2025).

TABELA 5 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 2 STUBS (REPOUSO)

FILTRO COM 2 STUBS				
Simulador	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	BW [MHz]
Algoritmo	2,40	-78,80	-0,00000005	580
CAD	2,33	-17,08	-0,86060000	577

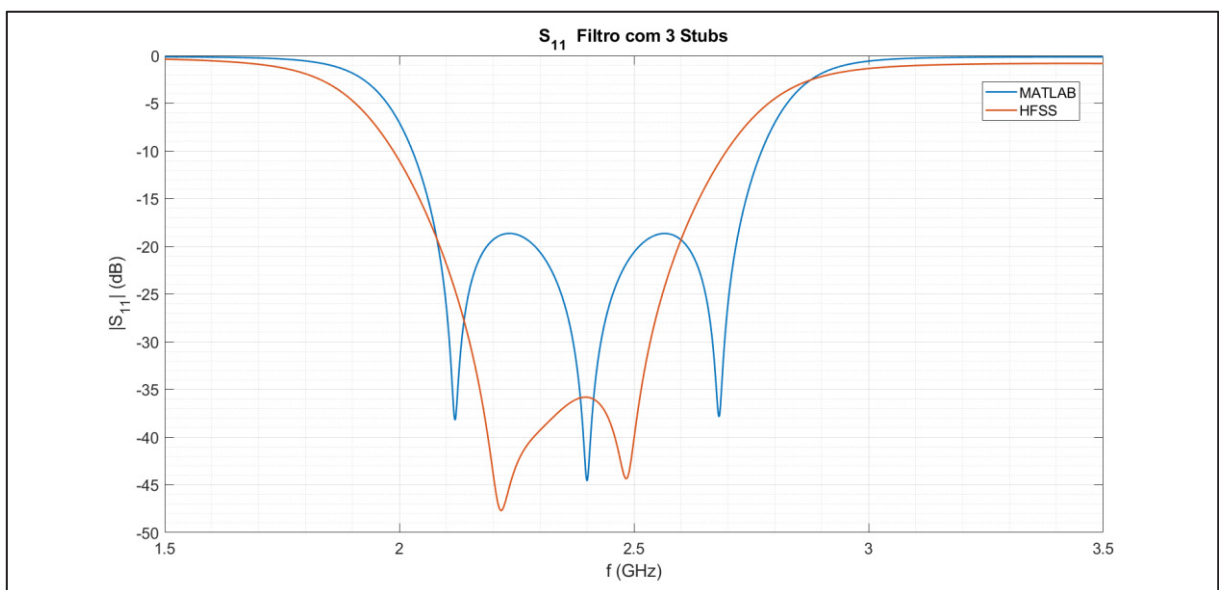
FONTE: A autora (2025).

O desvio máximo de frequência, perda de retorno, perda de inserção e largura de banda foram, respectivamente: 70 MHz, 61,72 dB, 0,86 dB e 30 MHz.

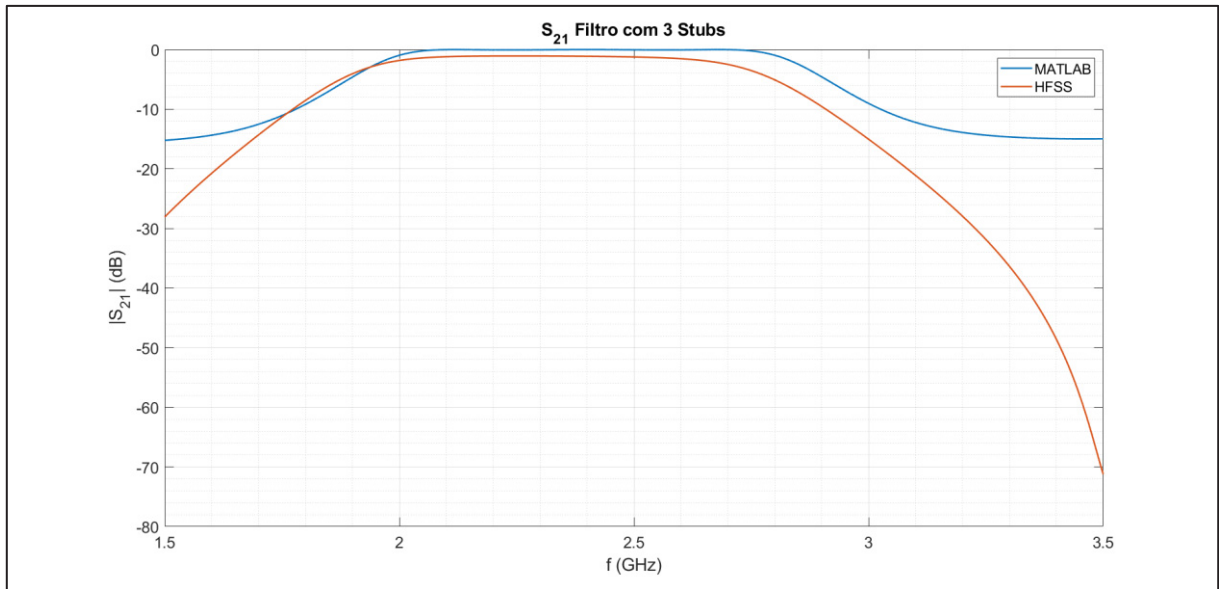
Assim como para o caso do filtro de 1 *stub*, a frequência de operação para os dois métodos foi bastante próxima, ainda que o desvio tenha sido um pouco maior no presente caso – vale ressaltar que os resultados de comprimento e espessura das trilhas obtidos via algoritmo foram passados para o HFSS com certas aproximações em suas casas decimais devido a limitações de desenho dentro do simulador. As curvas de S_{21} exibem uma grande divergência na magnitude do parâmetro para frequências mais altas: como comentado anteriormente, o simulador pode estar levando em conta efeitos de dispersão, e dessa forma os resultados se afastam daqueles obtidos via algoritmo. Além disso, como nesse caso tem-se 2 *stubs*, efeitos de acoplamento, que não estão sendo considerados no modelo do algoritmo, podem estar presentes nos resultados obtidos via CAD. Para o parâmetro S_{11} , vê-se que o valor da magnitude obtido no HFSS é consideravelmente menor do que aquele encontrado pelo algoritmo – esse último parece novamente estar apresentando resultados mais ideais, possivelmente por estar fazendo menos considerações acerca de atenuações e efeitos eletromagnéticos.

As curvas de parâmetros-S para o filtro de 3 *stubs* são mostradas na Figura 25 e Figura 26. Por sua vez, a Tabela 6 resume as respectivas características de frequência de operação, parâmetros-S e largura de banda.

FIGURA 25 – S_{11} PARA FILTRO DE 3 STUBS EM REPOUSO



FONTE: A autora (2025).

FIGURA 26 – S_{21} PARA FILTRO DE 3 STUBS EM REPOUSO

FONTE: A autora (2025).

TABELA 6 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 3 STUBS (REPOUSO)

FILTRO COM 3 STUBS				
Método	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	$ S_{21} $ [dB]	BW [MHz]
Algoritmo	2,40	-44,58	-0,0078	744
CAD	2,48	-44,37	-1,2100	705

FONTE: A autora (2025).

O desvio máximo de frequência, perda de retorno, perda de inserção e largura de banda foram, respectivamente: 80 MHz, 0,21 dB, 1,2 dB e 39 MHz.

Assim como para os casos anteriores, a frequência de operação do filtro foi bastante próxima para o algoritmo e CAD, e foi observada uma discrepância entre as magnitudes do parâmetro S_{21} em frequências mais altas, como visto para o filtro com 2 stubs. A largura de banda, por sua vez, apresentou um desvio pequeno, e foi bastante semelhante entre o modelo proposto e o HFSS, assim como a magnitude do parâmetro S_{11} – a inserção de mais uma trilha pode ter causado efeitos ainda maiores de acoplamento, assim alterando os resultados vistos para o caso de 2 stubs.

O erro entre algoritmo e simulador para resultados de frequência de operação, perda de retorno, perda de inserção e largura de banda são resumidos na Tabela 7.

TABELA 7 – ERRO ENTRE ALGORITMO E SIMULADOR PARA REPOUSO

N	Δf_0 [MHz]	$\Delta S_{11} $ [dB]	$\Delta S_{21} $ [dB]	ΔBW [MHz]
1	20	9,83	0,42	131
2	70	61,72	0,86	30
3	80	0,21	1,2	39

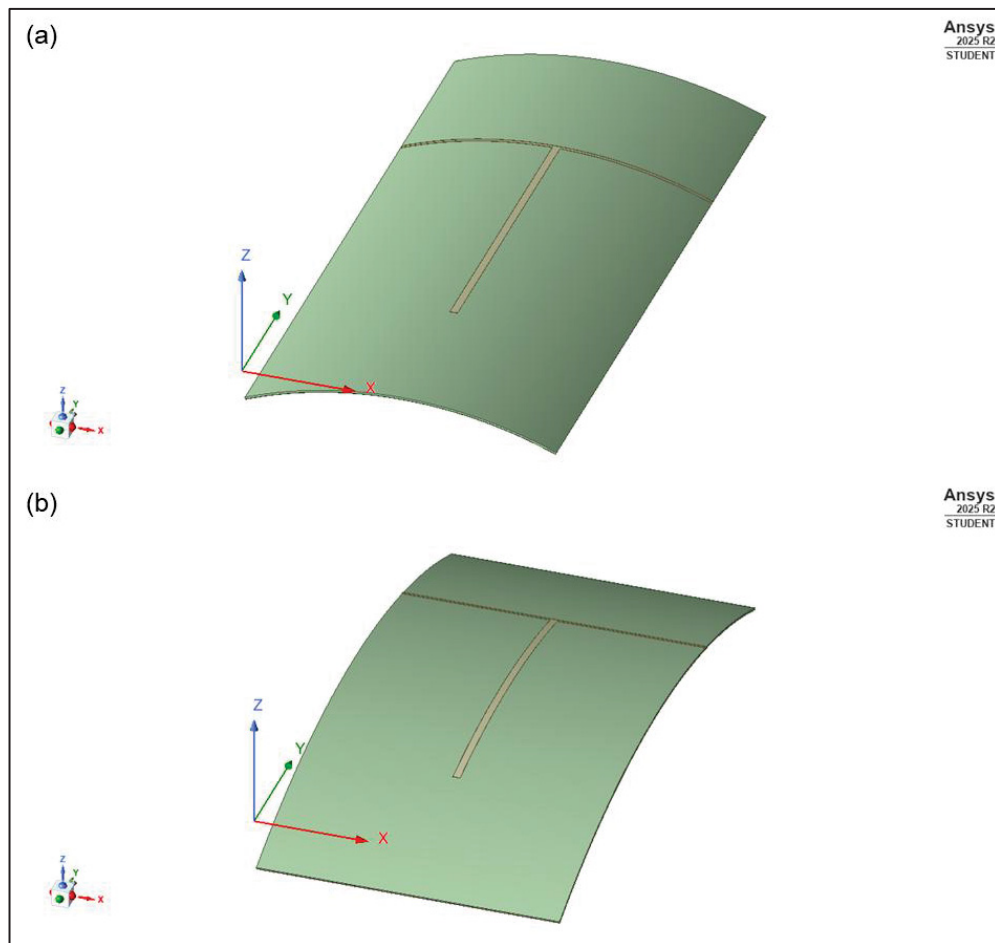
FONTE: A autora (2025).

Observa-se que os desvio de frequência e perda de inserção foram aumentando conforme o número de *stubs*, e o da largura de banda foi diminuindo. Para a perda de retorno houve uma divergência maior entre algoritmo e simulador para o filtro de 2 *stubs* – seria necessário desenhar e simular em CAD filtros com outros valores de N de forma a verificar a tendência da performance eletromagnética dos filtros.

4.2 FILTRO SOB DEFORMAÇÃO

Conforme comentado anteriormente, de forma a analisar o impacto da deformação sob os filtros, foram aplicadas curvaturas em torno do eixo Y, obtidas suas características eletromagnéticas, e então repetidos os cálculos para deformações sob o eixo X. Uma exemplificação do que representa cada eixo considerado pode ser vista na Figura 27, onde fica mais fácil de visualizar que uma deformação ao redor do eixo Y implica um aumento do comprimento da trilha principal e da separação entre *stubs*, além da largura dos *stubs*, e curvatura sob o eixo X resulta em expansão do comprimento dos *stubs* e da largura da trilha principal.

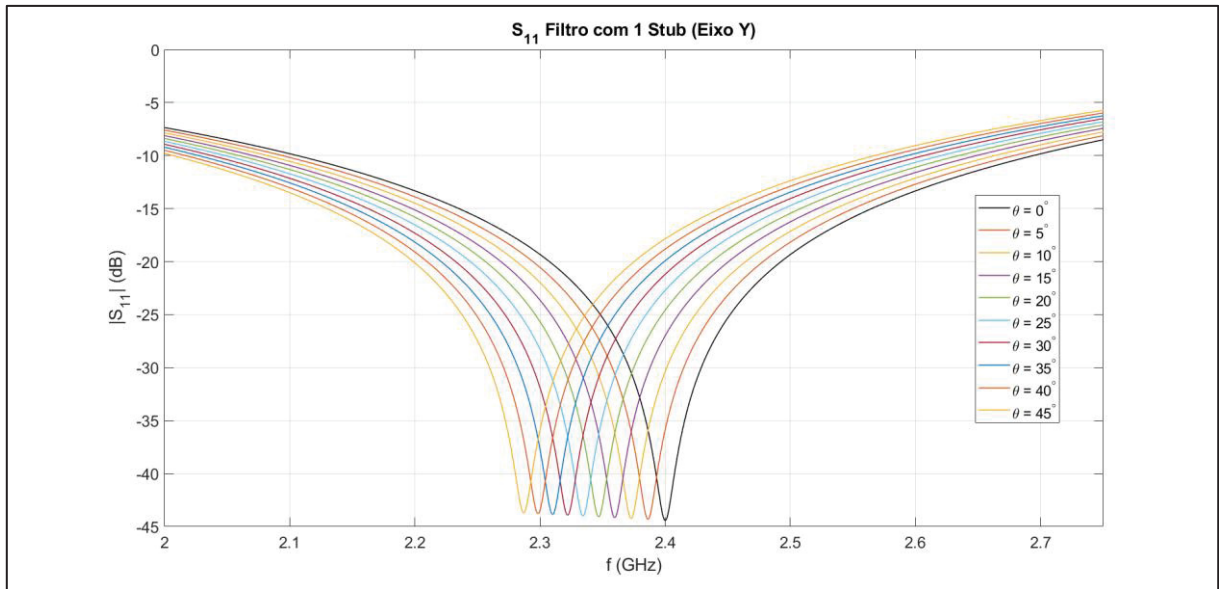
FIGURA 27 – EIXOS DE CURVATURA



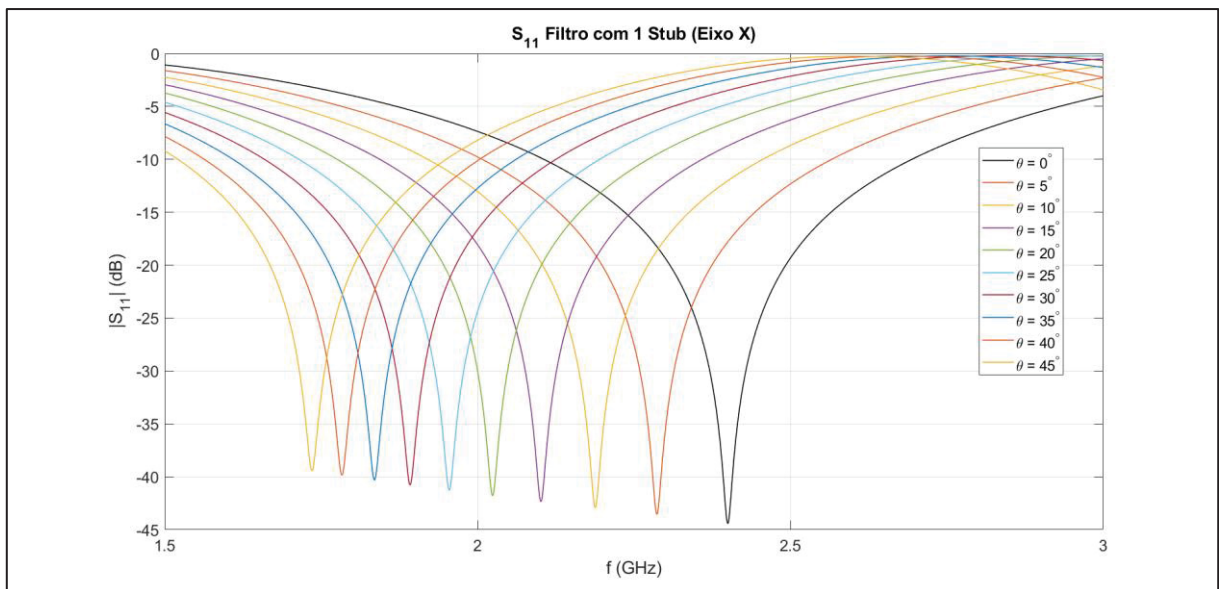
FONTE: A autora (2025).

LEGENDA: a) Filtro de 1 Stub e curvatura em torno do eixo Y.
b) Filtro de 1 Stub e curvatura em torno do eixo X.

A seguir, serão exibidos os resultados em termos de perda de retorno obtidos via algoritmo para os filtros sob ângulos de deformação de 5° até 45° , com passos de 5° , tanto para curvatura no Eixo Y quanto no Eixo X. Os parâmetros S_{11} obtidos para o filtro de 1 *stub* curvado em torno dos dois eixos são mostrados na Figura 28 (Eixo Y) e Figura 29 (Eixo X), a seguir.

FIGURA 28 – S_{11} PARA FILTRO DE 1 STUB SOB CURVATURA NO EIXO Y

FONTE: A autora (2025).

FIGURA 29 – S_{11} PARA FILTRO DE 1 STUB SOB CURVATURA NO EIXO X

FONTE: A autora (2025).

Observa-se que para ambos os eixos de deformação, à medida que o ângulo de curvatura foi sendo aumentado, a frequência de operação do dispositivo foi se deslocando para baixo. Pode-se dizer que tal comportamento é esperado, uma vez que a deformação do filtro implica uma força de tensão sob a camada condutora superior, aumentando respectivos comprimentos e larguras da trilha principal e dos *stubs*.

A Tabela 8 resume as características de frequência de operação, parâmetros-S e largura de banda conforme o eixo e ângulo de curvatura.

TABELA 8 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 1 STUB (CURVATURA)

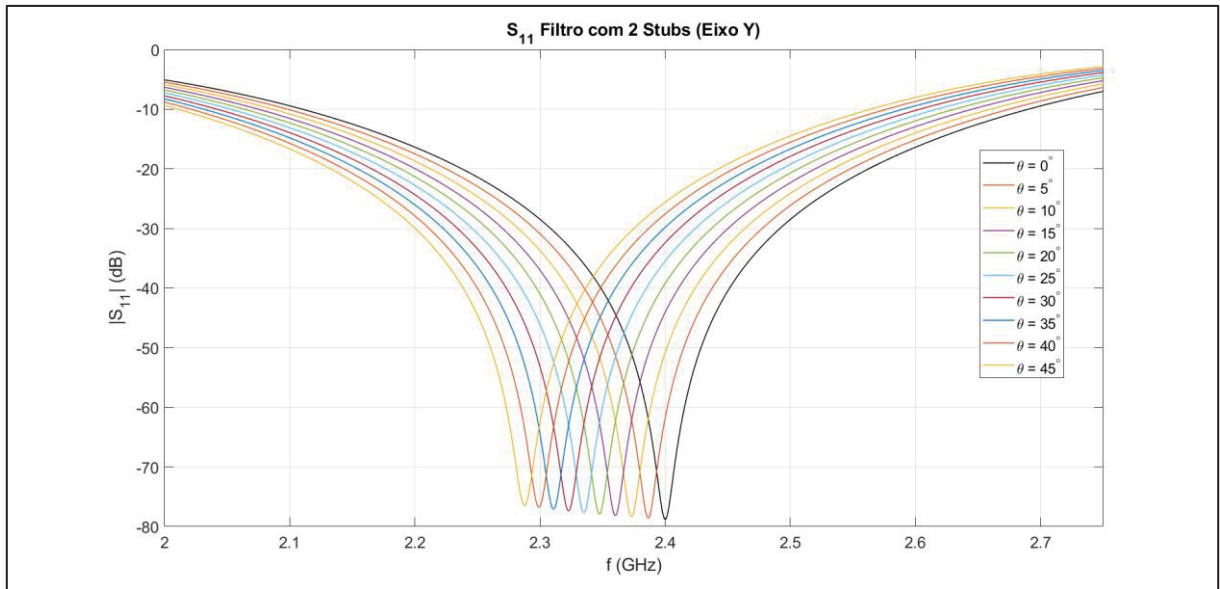
FILTRO COM 1 STUB									
Eixo Y	θ [°]	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	BW [MHz]	Eixo X	θ [°]	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	BW [MHz]
	0	2,40	-44,42	588		0	2,40	-44,42	588
	5	2,39	-44,31	583		5	2,29	-43,54	559
	10	2,37	-44,24	581		10	2,19	-42,93	536
	15	2,36	-44,16	578		15	2,10	-42,34	515
	20	2,35	-44,08	574		20	2,02	-41,79	496
	25	2,33	-44,00	571		25	1,96	-41,27	480
	30	2,32	-43,93	569		30	1,89	-40,78	465
	35	2,31	-43,85	565		35	1,84	-40,31	452
	40	2,30	-43,78	563		40	1,78	-39,86	440
	45	2,29	-43,71	560		45	1,74	-39,43	429

FONTE: A autora (2025).

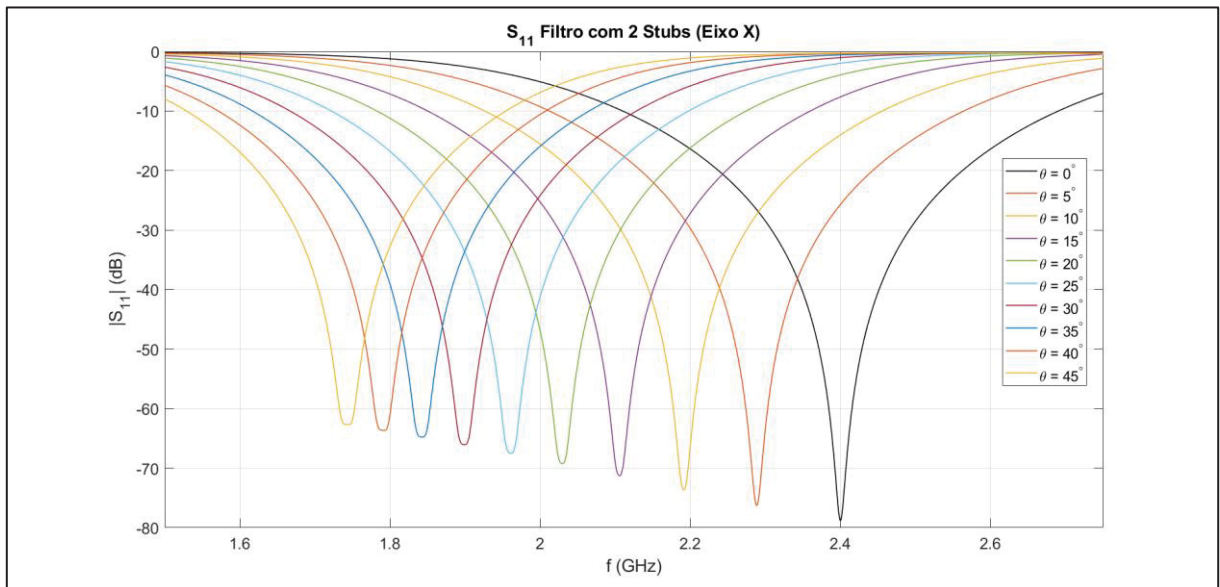
Para o Eixo Y, o desvio máximo de frequência, perda de retorno e largura de banda foram, respectivamente: 110 MHz, 0,71 dB e 28 MHz, equivalentes a uma variação de 4,58%, 1,6% e 4,76% dos parâmetros obtidos para o estado em repouso. Já para o Eixo X, seguindo a mesma ordem, os desvios foram de 660 MHz (27,5%), 4,99 dB (11,23%) e 159 MHz (27,04%).

Pelos resultados resumidos na tabela anterior, nota-se um comportamento semelhante para os casos de deformação em torno do Eixo Y e Eixo X: à medida que o ângulo de curvatura aumenta, a frequência de operação e magnitudes de S_{11} e BW diminuem. Conclui-se então que o aumento das dimensões das trilhas ocasionados pela deformação desviam a frequência do filtro para baixo, e ocasionam uma certa diminuição em sua performance.

A Figura 30 e Figura 31 a seguir exibem as curvas de perda de retorno para o filtro de 2 stubs curvado sob o Eixo Y e Eixo X, respectivamente.

FIGURA 30 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO Y

FONTE: A autora (2025).

FIGURA 31 – S_{11} PARA FILTRO DE 2 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO X

FONTE: A autora (2025).

Assim como para o caso de 1 *stub*, para ambos os eixos de deformação a frequência de operação desvia para baixo à medida que o ângulo de curvatura é aumentado, e a alteração da magnitude de S_{11} parece ser mais significativa para deformação no Eixo X do que no Eixo Y.

A Tabela 9 resume as características de frequência de operação, perda de retorno e largura de banda conforme o eixo e ângulo de curvatura.

TABELA 9 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 2 STUBS (CURVATURA)

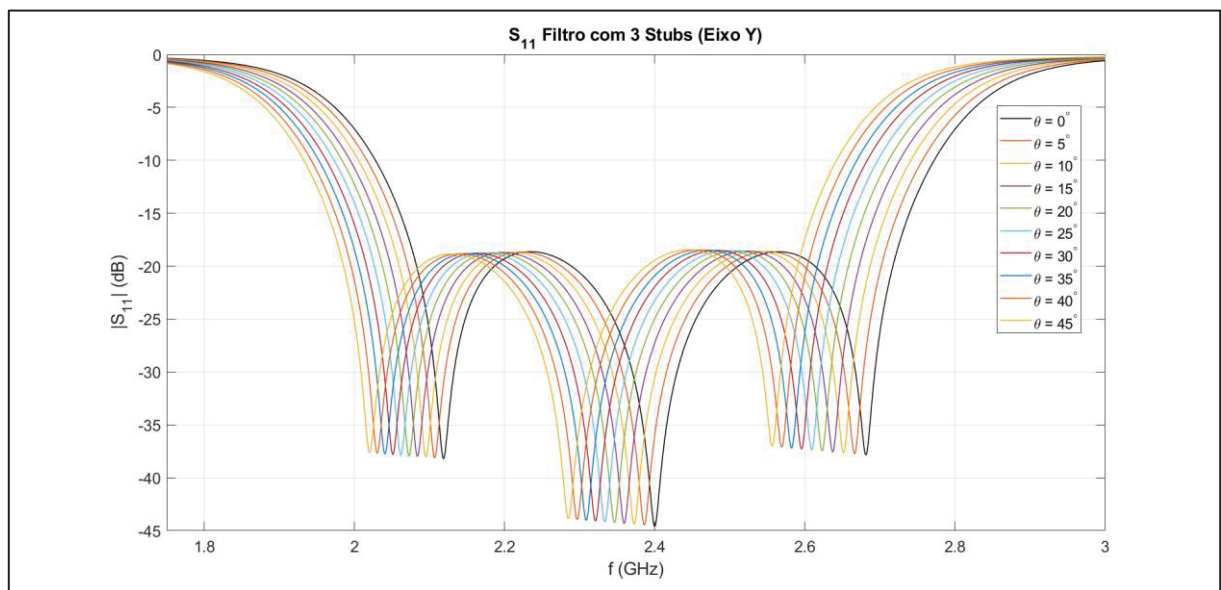
FILTRO COM 2 STUBS									
Eixo Y	θ [°]	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	BW [MHz]	Eixo X	θ [°]	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	BW [MHz]
	0	2,40	-78,80	580		0	2,40	-78,80	580
	5	2,39	-78,59	577		5	2,29	-76,27	551
	10	2,37	-78,39	574		10	2,19	-73,67	528
	15	2,36	-78,16	570		15	2,11	-71,29	509
	20	2,35	-77,92	567		20	2,03	-69,25	491
	25	2,34	-77,65	564		25	1,96	-67,52	476
	30	2,32	-77,37	561		30	1,90	-66,04	461
	35	2,31	-77,07	559		35	1,84	-64,77	448
	40	2,30	-76,77	555		40	1,79	-63,67	435
	45	2,29	-76,45	553		45	1,75	-62,69	425

FONTE: A autora (2025).

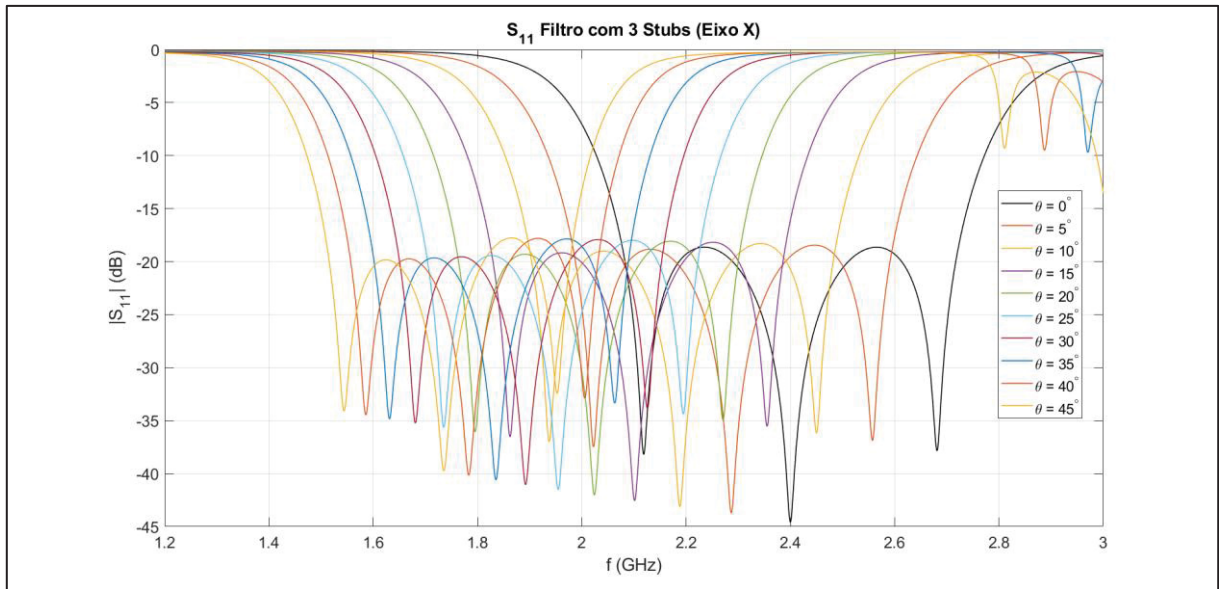
Para o Eixo Y, o desvio máximo de frequência, perda de retorno e largura de banda foram, respectivamente: 110 MHz, 2,35 dB e 27 MHz, equivalentes a uma variação de 4,58%, 2,98% e 4,66% dos parâmetros obtidos para o estado em repouso. Já para o Eixo X, seguindo a mesma ordem, os desvios foram de 650 MHz (27,08%), 16,11 dB (20,44%) e 155 MHz (26,72%).

As curvas de S_{11} para diferentes ângulos de curvatura sob o filtro de 3 stubs são mostradas na Figura 32 e Figura 33 a seguir, para deformação em torno do Eixo Y e Eixo X, respectivamente.

FIGURA 32 – S_{11} PARA FILTRO DE 3 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO Y



FONTE: A autora (2025).

FIGURA 33 – S_{11} PARA FILTRO DE 3 STUBS SOB CURVATURA NO EIXO X

FONTE: A autora (2025).

Analogamente aos casos de 1 e 2 *stubs*, o aumento das dimensões das trilhas causados pela deformação sob o filtro faz com que a frequência de operação seja reduzida à medida que o ângulo de curvatura aumenta. Também, a alteração da magnitude de S_{11} segue sendo mais significativa para deformação no Eixo X do que no Eixo Y.

A Tabela 10 mostra os valores obtidos para a frequência de operação, perda de retorno e largura de banda conforme o eixo e ângulo de curvatura.

TABELA 10 – RESULTADOS PARA FILTRO COM 3 STUBS (CURVATURA)

FILTRO COM 3 STUBS									
Eixo Y	θ [°]	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	BW [MHz]	Eixo X	θ [°]	f_0 [GHz]	$ S_{11} $ [dB]	BW [MHz]
	0	2,40	-44,58	744		0	2,40	-44,58	744
	5	2,39	-44,48	740		5	2,29	-43,72	708
	10	2,37	-44,40	736		10	2,19	-43,12	679
	15	2,36	-44,32	732		15	2,10	-42,56	653
	20	2,35	-44,25	728		20	2,02	-42,03	631
	25	2,33	-44,17	724		25	1,96	-41,52	610
	30	2,32	-44,10	720		30	1,89	-41,05	591
	35	2,31	-44,02	716		35	1,84	-40,60	574
	40	2,30	-43,95	713		40	1,78	-40,17	558
	45	2,29	-43,87	709		45	1,74	-39,76	544

FONTE: A autora (2025).

Para o Eixo Y, o desvio máximo de frequência, perda de retorno e largura de banda foram, respectivamente: 110 MHz, 0,71 dB e 35 MHz, equivalentes a uma

variação de 4,58%, 1,59% e 4,7% dos parâmetros obtidos para o estado em repouso. Já para o Eixo X, seguindo a mesma ordem, os desvios foram de 660 MHz (27,5%), 4,82 dB (10,81%) e 200 MHz (26,88%).

A Tabela 11 resume os desvios máximos entre o estado em repouso e o sob curvatura, para resultados de frequência de operação, perda de retorno e largura de banda conforme o número de *stubs* e eixo de deformação.

TABELA 11 – DESVIOS MÁXIMOS PARA CURVATURA

	N	$\Delta f_{0_{m\acute{a}x}}$ [MHz]	$\Delta S_{11} _{m\acute{a}x}$ [dB]	$\Delta BW_{m\acute{a}x}$ [MHz]		$\Delta f_{0_{m\acute{a}x}}$ [MHz]	$\Delta S_{11} _{m\acute{a}x}$ [dB]	$\Delta BW_{m\acute{a}x}$ [MHz]
Eixo Y	1	110 (4,58%)	0,71 (1,6%)	28 (4,76%)	Eixo X	660 (27,5%)	4,99 (11,23%)	159 (27,04%)
	2	110 (4,58%)	2,35 (2,98%)	27 (4,66%)		650 (27,08%)	16,11 (20,44%)	155 (26,72%)
	3	110 (4,58%)	0,71 (1,59%)	35 (4,7%)		660 (27,5%)	4,82 (10,81%)	200 (26,88%)

FONTE: A autora (2025).

Para os filtros projetados de 1, 2 e 3 *stubs*, fica evidente pelos resultados que a curvatura do filtro sob o Eixo X implica desvios maiores dos parâmetros eletromagnéticos do que para deformação em torno do Eixo Y. Com isso, é possível concluir que o aumento do comprimento dos *stubs* e da largura da trilha principal é mais relevante na alteração dos parâmetros do filtro quando curvado, do que um acréscimo no comprimento da trilha principal, largura dos *stubs*, e separação entre eles. Dessa forma, pode-se dizer que os filtros projetados são mais robustos à curvatura no Eixo Y, e nessa configuração seriam mais apropriados para aplicações que necessitem desse tipo de comportamento, como alguns *wearables*. Já para uma configuração de curvatura sob o Eixo X, os filtros projetados se tornam mais sensíveis e apropriados para uso como sensores, por exemplo.

Conforme comentado na seção 3.2, não foi possível simular os filtros sob deformação no software HFSS de modo a comparar os parâmetros eletromagnéticos desse método com aqueles do algoritmo. No entanto, os resultados encontrados por meio desse último se mostram condizentes com os vistos em projetos de filtros na literatura: por exemplo, nos trabalhos de Gong *et al.* (2021) e Zhou *et al.* (2019), ao curvar os dispositivos a frequência de operação desvia para baixo, S_{11} tem um decréscimo em sua magnitude, e a largura de banda diminui.

Tentativas de construção de protótipos também foram realizadas de forma a realizar posteriores medições de parâmetros eletromagnéticos para os filtros em estados de repouso e sob deformação, mas devido à limitações de meios e ferramentas, não foi possível obter os filtros construídos. O principal fator foi a baixa espessura de camada metálica permitida pela impressora de jato de tinta, na ordem de nanômetros, que conforme verificado em alguns protótipos, não foi suficiente para promover continuidade nas trilhas do circuito.

5 CONCLUSÃO

O principal objetivo do estudo, de propor um modelo teórico para filtros flexíveis de microfita com *stubs* de modo a implementar um algoritmo rápido e eficiente para o seu design e obtenção de características eletromagnéticas, foi cumprido. O mesmo vale para os objetivos específicos: foram obtidas equações consolidadas na literatura para cálculo das dimensões, permissividade efetiva e impedância de dispositivos de microfita em repouso; As expressões encontradas foram implementadas no algoritmo de modo a projetar filtros flexíveis passa-faixa com *stubs*, e obter seus parâmetros eletromagnéticos; Os filtros foram desenhados e simulados em CAD de modo a comparar os resultados do software com aqueles do modelo; Equações para deformação mecânica em linhas de microfita foram encontradas na literatura, e derivadas novas expressões para determinar as dimensões, permissividade efetiva e impedância conforme um raio de curvatura aplicado ao filtro; As novas expressões foram implementadas no algoritmo de modo a observar o comportamento do filtro sob curvatura; Os resultados para o estado em repouso e para curvatura foram analisados e discutidos.

Os resultados obtidos via algoritmo e via simulador para o filtro em repouso mostraram que os dois métodos se aproximam bastante, permitindo concluir que o modelo aqui proposto é satisfatório e representa uma alternativa rápida e eficiente à softwares CAD pagos e sofisticados, para projetos de filtros de microfita com *stubs*. As divergências encontradas possivelmente se devem à efeitos considerados pelo simulador, que não estão sendo levados em conta pelo modelo proposto. A primeira sugestão para trabalhos futuros é então aumentar a precisão do modelo inserindo mais variáveis, como a dispersão por frequência. Além disso, uma seria interessante confeccionar protótipos dos filtros projetados de forma a medir seus parâmetros eletromagnéticos e verificar o quanto as medições reais se aproximam de cada um dos métodos.

Quanto aos resultados do algoritmo para os filtros sob FR-4 sujeitos a curvatura: observou-se que deformações ao redor do Eixo X implicaram desvios maiores dos parâmetros eletromagnéticos do que para deformações em torno do Eixo Y, permitindo concluir que o aumento do comprimento dos *stubs* e da largura da trilha principal é mais relevante na alteração dos parâmetros do filtro quando curvado, do que um acréscimo no comprimento da trilha principal, largura dos *stubs*, e

separação entre eles. Dessa forma, pode-se adaptar o uso dos filtros projetados conforme o comportamento desejado a depender se a aplicação em questão requer um dispositivo mais robusto ou mais sensível.

Um estudo futuro poderia, por sua vez, também observar o comportamento dos dispositivos e eficiência do modelo para maiores quantidades de *stubs* e diferentes valores para sua impedância característica, além de diferentes tipos de materiais condutores e dielétricos.

Por fim, não foi possível simular os filtros sob diferentes ângulos de curvatura no software HFSS de modo a comparar os resultados com os do modelo proposto, uma vez que a versão de estudante utilizada limita o tamanho permitido para a malha adaptativa, assim impactando na convergência das soluções. No entanto, os resultados obtidos via algoritmo se mostraram condizentes com aqueles apresentados para projetos de filtros na literatura. Com isso, além do fato dos resultados para os filtros projetados em repouso terem sido satisfatórios, mais uma vez o algoritmo proposto se mostra uma alternativa eficiente à softwares de difícil acesso.

REFERÊNCIAS

ANSYS INC. **An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts and Use.** Canonsburg. © 2013.

ANSYS INC. **Ansyz HFSS Getting Started.** © 2020.

ASHBY, M. F. **Materials and the Environment.** Butterworth-Heinemann, 2013.

ASPINES, D. E. **Optical Properties of Thin Films.** Thin Solid Films, Volume 89, Issue 3, pp. 249-262, 1982.

ATTOUN, Z.; SHAFI, N.; TAWK, Y.; COSTANTINE, J.; SHAMMAS, E. **Wearable Flexible Body-Adaptable Frequency Reconfigurable Filter for Muscle Contraction Monitoring.** 2023 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (USNC-URSI), pp. 781-782, 2023.

ATTOUN, Z.; SHAFI, N.; TAWK, Y.; COSTANTINE, J.; SHAMMAS, E. **Wearable Flexible Radio Frequency Filtering System for Muscle Contraction Monitoring.** 2024 IEEE Journal of Microwaves, vol. 4, no. 2, pp. 193-203, 2024.

BAHL, I. J.; GARG, R. **Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness.** Proceedings of the IEEE, vol. 65, no. 11, pp. 1611-1612, 1977.
BAHL, I. J.; TRIVEDI, D. K. **A Designer's Guide to Microstrip Line.** Microwaves, p. 1-380, 1977.

BEGUM, S. A.; RANE, A. V.; KANNY, K. **Compatibilization of Polymer Blends – Micro and Nano Scale Phase Morphologies, Interphase Characterization and Properties.** Elsevier, 2020.

BTEICH, M.; HANNA, J.; COSTANTINE, J.; KANJ, R.; TAWK, Y.; RAMADAN, A. H. **A Non-Invasive Flexible Glucose Monitoring Sensor Using a Broadband Reject Filter.** 2021 IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology, vol. 5, no. 2, pp. 139-147, 2021.

DHALIWAL, B. S.; BANSAL, S.; SAINI, G. **Design of a 3D Printed Meta-Structure Bio Sourced PLA Substrate Based Patch Antenna.** 2022 IEEE Microwaves, Antennas, and Propagation Conference (MAPCON), pp. 520-524, 2022.

EDWARDS, T. C.; STEER, M. B. **Foundations for Microstrip Circuit Design.** 4th ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2016.

ELMOBARAK, H. A.; RAHIM, S. K. A.; HIMDI, M.; CASTEL, X.; RAHMAN, T. A. **Low Cost Instantly Printed Silver Nano Ink Flexible Dual-Band Antenna onto Paper Substrate.** 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2017, p.3061-3063, 2017. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

GONG, J.; WANG, Z.; QU, H.; CANG, D. **The flexible bandpass filter on polyimide substrate for wireless communications systems**. Semiconductor Science and Technology, 2021, vol. 36, no. 12, 2021.

HAMMERSTAD, E. O. **Equations for Microstrip Circuit Design**. 1975 5th European Microwave Conference, Hamburg, Germany, pp. 268-272, 1975.

HAMMERSTAD, E.; JENSEN, Ø. **Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design**. 1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Washington, DC, USA, pp. 407-409, 1980.

HAROON; ULLAH, S.; FLINT, J. A. **Electro-textile based wearable patch antenna on biodegradable poly lactic acid (PLA) plastic substrate for 2.45 GHz, ISM band applications**. 2014 International Conference on Emerging Technologies, ICET 2014, pp. 158-163, 2014.

HASSAN, A.; ALI, S.; HASSAN, G.; BAE, J.; LEE, C. H. **Inkjet-printed antenna on thin PET substrate for dual band Wi-Fi communications**. Microsystem Technologies 23, 2017.

HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. **Microstrip Filters for RF/Microwave Applications**. John Wiley & Sons, INC, 2001.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Standard Definitions for Microwave Filter Definitions**. IEEE Microwave Theory and Techniques Society. New York. 2011.

JUNG, Y. H.; ZHANG, H.; CHO, S. J.; MA, Z. **Flexible and Stretchable Microwave Microelectronic Devices and Circuits**. IEEE Transactions on Electron Devices, 2017, Vol. 64, No. 5, 2017. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

KHALEEL, H. R. **Design and Fabrication of Compact Inkjet Printed Antennas for Integration Within Flexible and Wearable Electronics**. IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, 2014, Vol. 4, No. 10, 2014. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

KHOURI, N. G.; BAHÚ, J. O.; LLAMERO, C. B.; SEVERINO, P.; CONCHA, V. O. C.; SOUTO, E. B. **Poly(lactic acid (PLA): Properties, synthesis, and biomedical applications – A review of the literature**. Journal of Molecular Structure Volume 1309, 2024.

KOIKE, Y.; KOIKE, K. **Polymer Science: A Comprehensive Reference**, Volume 8, pp. 283-304, Elsevier, 2012.

KUMAR, D.; RAJINI, A. R.; DEVA, K.; BALAJI, R. D. **Comparative Analysis of Performance Characteristics Between Flexible Single Element Patch Antenna and Flexible Two-Element Array Antenna**. 2024 International Conference on Communication, Computing and Internet of Things (IC3IoT), pp. 1-5, 2024.

LEE, T. H. **Planar Microwave Engineering: A Practical Guide to Theory, Measurements and Circuits**. Cambridge University Press, 2004.

MICHALKIEWICZ, M. L. **Estudo de Filtros Passivos de Micro-ondas na Tecnologia de Guias de Ondas em Substrato Integrado**. Curitiba. 2020.

MICHLER, F.; KOLPAK, J.; SCHEINER, B.; WEIGEL, R.; HAGELAUER, A. **Characterization of a Flexible Polymer-Based Substrate Material for RF Applications**. 2023 IEEE Radio and Wireless Symposium, RWS 2023, pp. 27-30, 2023. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

MONTGOMERY, C. G.; DICKIE, R. H.; PURCELL, E. M. **Principles of Microwave Circuits**. McGraw-Hill Book Company, 1st ed, 1948.

MUNIR, A.; MAULANA, M. F.; SYIHABUDDIN, B.; AULIA, R. **Characterization of A 3D-Printed PLA-Based Slotted SIW Antenna**. 2023 Workshop on Microwave Theory and Technology in Wireless Communications, MTTW 2023, pp. 128-131, 2023. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. John Willey & Sons, Inc, 4th ed, 2012.

PUCCEL, R. A.; MASSE, D. J.; HARTWIG, C. P. **Losses in Microstrip**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 16, no. 6, pp. 342-350, 1968.

QIU, S.; ZHANG, H.; YAN, Q.; KATEHI, L.; GONG, S.; CAI, Z.; MA, Z. **Flexible Lumped Microwave Passive Components and Filters on Cellulose Nanofibril Substrates**. IEEE Journal of Microwaves, 2023, vol. 3, no. 1, pp. 96-101, 2023. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

QU, H.; WANG, Z.; CANG, D. **Flexible Bandpass Filter Fabricated on Polyimide Substrate by Surface Modification and In Situ Self-Metallization Technique**. Polymers 2019, 11, 2068, 2019.

ROYO, I; FERNÁNDEZ-GARCÍA, R.; GIL, I. **Microwave Resonators for Wearable Sensors Design: A Systematic Review**. Sensors 2023, 23(22), 9103, 2023.

SALEH, R.; BARTH, M.; EBERHARDT, W.; ZIMMERMANN, A. **Bending Setups for Reliability Investigation of Flexible Electronics**. Micromachines 2021, 12, 78, 2021.

SCHNEIDER, M. V. **Microstrip lines for microwave integrated circuits**. The Bell System Technical Journal, vol. 48, no. 5, pp. 1421-1444, 1969.

SHEKHAWAT, S.; SINGH, S.; SINGH, S. K. **A review on bending analysis of polymer based flexible patch antenna for IoT and wireless applications**. Materials Today: Proceedings, Volume 66, Part 8, Pages 3511-3516, 2022.

SU, W.; ZHU, J.; LIAO, H.; TENTZERIS, M. M. **Wearable Antennas for Cross-Body Communication and Human Activity Recognition**. IEEE Access, 2020, vol. 8, 2020.

SUO, Z.; MA, E. Y.; GLESKOVA, H.; WAGNER, S. **Mechanics of Rollable and Foldable Film on Foil Electronics**. Applied Physics Letters 74, pp. 1177-1179, 1999.

VINEETHA, K. V.; KUMAR, M. S.; MADHAV, B. T. P.; RAO, M. C. **Flexible bandpass filter with silver conductive layer for GPS, ISM, PCS, LTE and WLAN applications**. Materials Today: Proceedings 42 1321-1328, 2021).

WANG, Y.; YANG, H.; XIE, Y.; BAO, X.; PAN, L.; ZHAO, D.; CHEN, J.; ZOU, M.; TIAN, T.; LI, R. **Strain Effect on Dielectricity of Elastic Thermoplastic Polyurethanes**. Polymers, 16, 1465, 2024.

WHEELER, H. A. **Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 2, pp. 172-185, 1965.

WHEELER, H. A. **Transmission-Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on a Plane**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 25, no. 8, pp. 631-647, 1977.

WINDER, S. **Analog and Digital Filter Design**. Elsevier Science, 2nd ed, 2002.

YANG, X.; ZHAO, L.; YOU, Z.; QIN, G. **Flexible Discrete Passive Filter with Minor Strain Suffering**. 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology, ICEPT 2020, pp. 1-3, 2020. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.

ZHANG, H.; LAN, Y.; QIU, S.; MIN, S.; JANG, H.; PARK, J.; GONG, S.; MA, Z. **Flexible and Stretchable Microwave Electronics: Past, Present, and Future Perspective**. Advanced Materials Technologies, 2021.

ZHOU, W.; LIU, C.; SONG, R.; ZENG, X.; LI, B.; XIA, W.; ZHANG, J.; HUANG, G.; WU, Z. P.; HE, D. **Flexible radiofrequency filters based on highly conductive graphene assembly films**. Applied Physics Letters, 2019, Lett. 114, 113503, 2019.

ZVEREV, A. I. **Handbook of Filter Synthesis**. John Wiley & Sons, Inc, 1967.

ANEXO A – ALGORITMO PROPOSTO

Definição de variáveis

```
% Frequencia
f0 = 2.4e9;           % frequência de projeto (central do filtro)
fi = 1e9;             % frequência inicial
fn = 3.5e9;          % frequência final para o cálculo
Nf = 10000;          % número de pontos para o cálculo da resposta.
f = linspace(fi,fn,Nf); % intervalo de frequências de interesse

% Materiais
cond = 5.8e7; % condutividade do cobre
Ec = 130e9;   % módulo de young do cobre (Pa)
t = 0.000035; % espessura do metal
h = 0.0002;   % espessura do FR4
Er = 4.4;     % permissividade dielétrica do FR4
ni = 0.13;    % coeficiente de Poisson do FR4
tg = 0.02;    % tangente de perdas do FR4
Ed = 24e9;    % módulo de young do FR4 (Pa)

% Constantes
c = 2.99792458e8; % velocidade da luz no vacuo
u0 = 4*pi*10e-7;  % permeabilidade magnetica do vacuo

% Parametros de projeto
N = 3;           % número de estubes
Z01 = 50;        % impedância característica da linha central
Z02 = 30;        % impedancia característica do stub
eixo = 'Y';      % eixo de curvatura
```

Determinação das larguras das trilhas

```
w1 = largura(Z01,Er,h) % trilha principal
w2 = largura(Z02,Er,h) % stub
```

Larguras das trilhas considerando a espessura do metal

```
% trilha principal
w1 = (t*pi)*log(1+(4*exp(1))/((coth(sqrt(6.617*w1/h)))^2));
deltaw1 = (1/2)*(1+1/((coth(sqrt(Er-1)))^2))*w1;
wt1 = w1 + deltaw1

% stub
w2 = (t*h/pi)*log(1+(4*exp(1))/((coth(sqrt(6.617*w2/h)))^2));
deltaw2 = (1/2)*(1+1/((coth(sqrt(Er-1)))^2))*w2;
wt2 = w2 + deltaw2
```

Permissividade e impedância considerando a espessura do metal

```
[Ee1,Z01] = perm_imp(wt1,h,Er); % trilha principal
[Ee2,Z02] = perm_imp(wt2,h,Er); % stub
```

```

Z01o = Z01;
Z02o = Z02;

```

Determinação da velocidade e constante de fase

```

% trilha central
vp1 = c./sqrt(Ee1);
lambda01 = vp1/f0;
beta1 = 2*pi*f./vp1;

% stub
vp2 = c./sqrt(Ee2);
lambda02 = vp2/f0;
beta2 = 2*pi*f./vp2;

```

Dimensões do filtro

```

s = lambda02/2 % tamanho do stub
l = lambda01/4 % separação entre stubs
L = l*(N+1)    % comprimento da linha central

```

Atenuações

```

% trilha central
alfa1 = aten(u0,Er,Ee1,tg,cond,t,h,f,lambda01,Wt1,w1,Z01);
beta1 = beta1-li*alfa1;

% stub
alfa2 = aten(u0,Er,Ee2,tg,cond,t,h,f,lambda02,Wt2,w2,Z02);
beta2 = beta2-li*alfa2;

```

Impedância e Parâmetros-S

```

[Z01,Zin] = impedancia(N,Z01,Z02,beta1,beta2,s,l);
S11 = (Zin-Z01)./(Zin+Z01);

```

Gráficos para filtro em repouso

```

% Ler arquivos de dados do HFSS
dados_stub1_fr4_s11 = '2_Stub_FR4_S11.csv';
[freq_stub1_fr4_s11,s11_stub1_fr4] = ler(dados_stub1_fr4_s11);
dados_stub1_fr4_s21 = '2_Stub_FR4_S21.csv';
[freq_stub1_fr4_s21,s21_stub1_fr4] = ler(dados_stub1_fr4_s21);

%Gráfico do valor em dB do S11
figure
plot(f/1e9,20*log10(abs(S11)),'Linewidth',1.5)
grid on
grid minor
xlabel('f (GHz)')

```

```

ylabel('|S_{11}| (dB)')
hold on
plot(freq_stub1_fr4_s11,s11_stub1_fr4,'Linewidth',1.5)
legend('MATLAB', 'HFSS')
title('S_1_1 Filtro com 1 Stub')

%Gráfico do valor em dB do S21
figure
plot(f/1e9,10*log10(1-abs(S11).^2),'Linewidth',1.5)
grid on
grid minor
xlabel('f (GHz)')
ylabel('|S_{21}| (dB)')
hold on
plot(freq_stub1_fr4_s21,s21_stub1_fr4,'Linewidth',1.5)
legend('MATLAB', 'HFSS')
title('S_2_1 Filtro com 1 Stub')

```

Cálculos para curvatura

```

% Graficos para filtro sob curvatura
figure
plot(f/1e9,20*log10(abs(S11)),'Linewidth',1,'color','black')
grid on
xlabel('f (GHz)')
ylabel('|S_{11}| (dB)')
hold on

zn = ((Ec*(s+wt1+s)*t*(-
t/2))+ (Ed*(s+wt1+s)*h*h/2)+(Ec*wt1*t*(h+(t/2))))/((Ec*(s+wt1+s)*t)+(Ed*(s+wt1+s)*h)+(Ec*wt1*t)
);
eta = zn/h;

for theta = 5:5:45

    if eixo == 'Y'
        R = (L/theta)*180/pi;          % raio para curvatura no Eixo Y (bordas dos conectores)
    else
        R = ((s+wt1+s)/theta)*180/pi; % raio para curvatura no Eixo X
    end

    strain = eta*(t+h/(2*R))*(1+(2*t/h)+((Ec/Ed)*((t/h)^2)))/((1+(t/h))*(1+(Ec*t/(Ed*h))));
    b = ((1-2*ni)*(Er-1)*(Er+2))/3;

    [Ee1,Z01,beta1,lambda01] = curv(eixo,wt1,h,strain,b,Er,Ee1,Z01o,ni,c,f,f0);
    [Ee2,Z02,beta2,lambda02] = curv(eixo,wt2,h,strain,b,Er,Ee2,Z02o,ni,c,f,f0);

    if eixo == 'Y'
        % Novas dimensoes para curvatura no Eixo Y (bordas dos conectores)
        LR = L*(1+strain); % comprimento da trilha central
        w2R = wt2*(1+strain); % largura do stub
        lR = l*(1+strain); % separacao entre stubs
        sR = s; % comprimento do stub se mantem
        w1R = wt1;
    else
        % Novas dimensoes para curvatura no Eixo X

```

```

        SR = s*(1+strain); % comprimento do stub
        W1R = Wt1*(1+strain); % largura da trilha central
        lR = l; % distancia entre stubs se mantem
        W2R = Wt2;

    end

% % Atenuacoes
    alfa1 = aten(u0,Er,Ee1,tg,cond,t,h,f,lambda01,W1R,W1R,Z01);
    alfa2 = aten(u0,Er,Ee2,tg,cond,t,h,f,lambda02,W2R,W2R,Z02);
    beta1 = beta1-1i*alfa1;
    beta2 = beta2-1i*alfa2;

    [Z01,ZinR] = impedancia(N,Z01,Z02,beta1,beta2,sR,lR);
    S11R = (ZinR - Z01)./(ZinR+Z01);

    plot(f/1e9,20*log10(abs(S11R)),'Linewidth',1)
    hold on
end

legend('\theta = 0^\circ','\theta = 5^\circ','\theta = 10^\circ','\theta = 15^\circ',
'\theta = 20^\circ','\theta = 25^\circ','\theta = 30^\circ','\theta = 35^\circ',
'\theta = 40^\circ','\theta = 45^\circ')
title('S_11 Filtro com 3 Stubs (Eixo X)')

```

Definição de funções

```

function [freq,sij] = ler(arquivo)
    dados = readmatrix(arquivo);
    freq = dados(:, 1);
    sij = dados(:, 2);
end

function W = largura(Z0,Er,h)
    A = (Z0/60)*sqrt((Er+1)/2)+((Er-1)/(Er+1)*(0.23+(0.11/Er)));
    WA = ((8*exp(A))/(exp(2*A)-2))*h;
    if (WA/h <= 2)
        W = WA;
    else
        B = (60*pi*pi)/(Z0*sqrt(Er));
        WB = ((2/pi)*((B-1)-log(2*B-1))+((Er-1)/(2*Er))*(log(B-1)+0.39-(0.61/Er))))*h;
        W = WB;
    end
end

function [Ee,Z0] = perm_imp(W,h,Er)

% Equacoes Hammerstad (1975)
    u = W/h;
    if (u <= 1)
        Ee = ((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*((1/(1+(12/u)))+0.04*((1-u)^2));
        Z0 = (60/sqrt(Ee))*log((8/u)+(u/4));
    else
        Ee = ((Er+1)/2)+((Er-1)/2)*(1/(sqrt(1+(12/u))));
        Z0 = (120*pi)/(sqrt(Ee)*(u+1.393+0.667*log(u+1.444)));
    end
end

```

```

end

function alfa = aten(u0,Er,Ee,tg,cond,t,h,f,lambda0,wt,w,Z0)
    % perdas no dieletrico
    alfa_d = 0.273*Er*(Ee-1)*tg/(sqrt(Ee)*(Er-1)*lambda0);

    % perdas no condutor
    Rs = sqrt(2*pi*f*u0/(2*cond));
    P = 1-(wt/(4*h))^2;
    Q = 1+(h/wt)+(h/(pi*wt))*log(2*h/t)-(t/h);

    if (w/h <= pi/2)
        alfa_c = (0.0868*Rs*P/(2*pi*Z0*h))*(1+(h/wt)+(h/(pi*wt))*(log(4*pi*w/t)+t/w));
    else
        if (w/h > 2)
            alfa_c =
(0.0862*Rs*Q/(Z0*h))*(((wt/h)+(2/pi)*log(2*pi*exp(1)*((wt/(2*h))+0.94))))^-
2)*((wt/h)+((wt/(pi*h))/(wt/(2*h))+0.94)));
        else
            alfa_c = 0.0868*Rs*P*Q/(2*pi*Z0*h);
        end
    end

    alfa = alfa_c+alfa_d; % atenuacao total
end

function [Z01,Zin] = impedancia(N,Z01,Z02,beta1,beta2,s,l);

    %Cálculo inicial. primeiro estube
    Zstub = -1i*Z02*cot(beta2*s); % estube em aberto
    Ze = Z01.*Zstub./(Zstub+Z01); %paralelo entre o primeiro estube e Z01.

    %Cálculo de Zin, vista a uma distância l de Ze, que vai ficar em paralelo com o estube
    seguinte:
    Zin = Z01*(Ze+1i*Z01*tan(beta1*l))./(Z01+1i*Ze.*tan(beta1*l));

    %Repetição do procedimento anterior para os N-1 estubes faltantes.
    for n=1:N-1;
        Ze = Zin.*Zstub./(Zstub+Zin);
        Zin = Z01*(Ze+1i*Z01*tan(beta1*l))./(Z01+1i*Ze.*tan(beta1*l));
    end
end

function [Ee,Z0,beta,lambda0] = curv(eixo,w,h,strain,b,Er,Ee,Z0,ni,c,f,f0)

    if eixo == 'Y'
        theta2 = pi/2;
    else
        theta2 = 0;
    end

    u = w/h;

    if (u <= 1)
        Fg = (1/2*pi)*log((8/u)+(u/4));
        dFg_d = (1/(2*pi))*(0.25-(8/(u^2)))/((8/u)+(u/4));
    else
        Fg = u+1.393+0.667*log(u+1.444);
    end

```



```

        dFg = (-(1+(0.667/(u+1.444)))/((u+1.393+0.667*log(u+1.444))^2));
    end

    dFg_dstrain = u*strain*dFg*(ni+cos(theta2));

    dEe = strain*(-b/2)*(1+(sqrt(1+(12/u))))+3*((Er-1)/u)*((1+12/u)^(-3/2))*(ni+cos(theta2));
    dz0 = z0*((1/Fg)*(dFg_dstrain)-(1/(2*Ee))*dEe);
    z0 = z0+dz0;
    Ee = Ee+dEe;
    vp = c./sqrt(Ee);
    beta = 2*pi*f./(vp);
    lambda0 = vp/f0;

end

```